

Università degli Studi di Padova

Dipartimento di Tecnica e Gestione dei Sistemi Industriali

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Meccatronica

Convertitori Elettronici per il Bilanciamento della Carica di Celle in Pacchi Batterie e Studio di una Soluzione con Isolamento Capacitivo

Relatore: Prof. Davide Biadene
Correlatore: Prof. Tommaso Caldognetto

Laureando: Marco Meneghello

Anno Accademico 2023/2024

Indice

Indice	V
Elenco delle figure	IX
Elenco delle tabelle	XI
Abstract	XIII
1 La batteria Li-ion	1
1.1 Generalità	1
1.2 Struttura interna	1
1.3 Proprietà e caratteristiche	2
1.4 Applicazioni tipiche	4
1.5 Parametri elettrici	5
1.5.1 Tensione nominale	5
1.5.2 Tensione di lavoro	5
1.5.3 Tensione di circuito aperto	5
1.5.4 Impedenza interna	6
1.5.5 Capacità nominale	6
1.5.6 Corrente massima	8
1.5.7 Energia accumulabile	8
1.6 Architettura di un pacco batterie	8
1.6.1 Nomenclatura	8
1.6.2 Tipiche configurazioni industriali	9
1.7 Problematiche e potenziali rischi	10
2 BMS: Battery Management System	13
2.1 Funzioni principali	13
2.2 Metodi di bilanciamento	14
2.2.1 Bilanciamento passivo	15
2.2.2 Bilanciamento attivo	16

3	Tecniche di bilanciamento attivo: stato dell'arte	23
3.1	Soluzioni analizzate	23
3.2	Adjacent cell to cell	23
3.2.1	Switched capacitor	23
3.2.2	Double-tiered switched capacitor	26
3.2.3	Chain structure switched capacitor	29
3.2.4	Buck-Boost chopper	31
3.2.5	Confronto delle soluzioni adjacent cell to cell	33
3.3	Direct cell to cell	34
3.3.1	Transformer as energy carrier	34
3.3.2	LC series resonant circuit	38
3.3.3	LLC resonant converter	42
3.3.4	Bidirectional Flyback converter	45
3.3.5	Confronto delle soluzioni direct cell to cell	48
3.4	Non adjacent based	49
3.4.1	Single Charge Equalizer Multiwinding Transformer	49
3.4.2	Time shared Flyback converter	53
3.4.3	Flyback converter	55
3.4.4	Wave-trap concept	58
3.4.5	Bidirectional DC/DC converter	62
3.4.6	Confronto delle soluzioni non adjacent based	65
3.5	Mixed	66
3.5.1	Hierarchical architecture	66
3.5.2	Automatic Forward-Flyback converter	70
3.5.3	Modularized bidirectional equalizer	73
3.5.4	Multi-Active Half-Bridge converter	78
3.5.5	Multidirectional Flyback converter	81
3.5.6	Confronto delle soluzioni mixed	85
3.6	Confronto generale	86
4	Approfondimento della soluzione MAHB converter	87
4.1	Motivazioni	87
4.2	Espressioni per lo scambio di potenza	87
4.3	Dimensionamento dei vari componenti	91
4.3.1	Rapporto spire del trasformatore multi-avvolgimento	92
4.3.2	Induttori di trasferimento	92
4.3.3	Condensatori interni alle strutture half-bridge	94
4.3.4	Induttori di filtro	95
4.4	Risultati simulativi	95
4.4.1	Modalità C2C	98
4.4.2	Modalità C2P e P2C	107

5	MAHB converter con isolamento capacitivo	117
5.1	Modifica circuitale	117
5.2	Concetto di isolamento capacitivo	118
5.3	Schema circuitale del nuovo convertitore multi-porta	119
5.4	Dimensionamento dei condensatori di isolamento	120
5.5	Risultati simulativi	122
5.5.1	Modalità C2C	122
5.5.2	Modalità C2P e P2C	129
6	Implementazione fisica del nuovo convertitore multi-porta	135
6.1	Dimensionamento dei vari componenti	135
6.1.1	Condizioni di dimensionamento	136
6.1.2	Dimensionamento alla frequenza di 100 kHz	137
6.1.3	Dimensionamento alla frequenza di 1 MHz	142
6.2	Scelta dei componenti commerciali	144
6.2.1	Nucleo in ferrite associato alla nuova soluzione	145
6.2.2	Induttori di trasferimento	149
6.2.3	Condensatori di isolamento	151
6.2.4	Nucleo in ferrite associato alla soluzione originale	153
6.3	Confronto dell'ingombro	155
6.3.1	Confronto a parità di condizioni operative	155
6.3.2	Confronto considerando condizioni operative differenti	159
7	Conclusioni	161
	Riferimenti bibliografici	166

Elenco delle figure

1.1	Configurazioni di una batteria agli ioni di litio	2
1.2	Modello elettrico equivalente di una cella Li-ion	6
1.3	Transcaratteristica OCV-SOC	7
1.4	Rappresentazione della condizione di sbilanciamento	11
2.1	Differenza tra bilanciamento passivo e bilanciamento attivo	14
2.2	Schema circuitale <i>controlled shunt resistor</i>	15
2.3	Tipica struttura <i>adjacent cell to cell</i>	16
2.4	Tipica struttura <i>direct cell to cell</i>	17
2.5	Tipica struttura <i>non adjacent based</i>	18
2.6	Struttura gerarchica associata al principio <i>mixed</i>	19
2.7	Struttura interna di un singolo modulo	19
3.1	Schema circuitale <i>switched capacitor</i>	24
3.2	Stati topologici del <i>switched capacitor</i>	25
3.3	Schema circuitale <i>double-tiered switched capacitor</i>	27
3.4	Stati topologici del <i>double-tiered switched capacitor</i>	28
3.5	Schema circuitale <i>chain structure switched capacitor</i>	29
3.6	Stati topologici del <i>chain structure switched capacitor</i>	30
3.7	Schema circuitale <i>Buck-Boost chopper</i>	32
3.8	Schema circuitale <i>transformer as energy carrier</i>	35
3.9	Modalità di funzionamento del <i>transformer as energy carrier</i>	36
3.10	Schema circuitale <i>LC series resonant circuit</i>	39
3.11	Corrente di bilanciamento del <i>LC series resonant circuit</i>	41
3.12	Schema circuitale <i>LLC resonant converter</i>	43
3.13	Schema circuitale <i>bidirectional Flyback converter</i>	46
3.14	Corrente di bilanciamento del <i>bidirectional Flyback converter</i>	47
3.15	Schema circuitale <i>SCEMT</i>	50
3.16	Stati topologici del <i>SCEMT</i>	51
3.17	Corrente di bilanciamento del <i>SCEMT</i>	52
3.18	Schema circuitale <i>time shared Flyback converter</i>	53
3.19	Schema circuitale <i>Flyback converter</i>	56
3.20	Schema circuitale <i>wave-trap concept</i>	59

3.21	Diagramma di Bode delle impedenze delle <i>trap structure</i>	60
3.22	Curva duty cycle-ampiezza di tensione	61
3.23	Schema circuitale <i>bidirectional DC/DC converter</i>	63
3.24	Struttura interna del convertitore DC/DC bidirezionale	64
3.25	Schema circuitale <i>hierarchical architecture</i>	67
3.26	Schema a blocchi dell'algoritmo di controllo	68
3.27	Schema circuitale <i>automatic Forward-Flyback converter</i>	70
3.28	Stati topologici del <i>automatic Forward-Flyback converter</i>	72
3.29	Schema circuitale <i>modularized bidirectional equalizer</i>	74
3.30	Corrente di bilanciamento del <i>modularized bidirectional equalizer</i>	75
3.31	Schema circuitale <i>MAHB converter</i>	78
3.32	Schema circuitale <i>multidirectional Flyback converter</i>	81
3.33	Possibili situazioni di sbilanciamento	83
4.1	Schema circuitale <i>MAHB converter</i>	88
4.2	Schema circuitale equivalente del convertitore multi-porta	89
4.3	Potenza attiva in funzione dello sfasamento	91
4.4	Posizionamento degli induttori di filtro	96
4.5	Rappresentazione elettrica equivalente di una singola cella Li-ion	97
4.6	Schema circuitale equivalente per il caso C2C	98
4.7	Schema circuitale considerando due celle isolate	99
4.8	Onde quadre delle strutture a mezzo ponte C2C-1	99
4.9	Tensione e corrente sull'induttore di trasferimento C2C-1	100
4.10	Potenze associate alle celle coinvolte C2C-1	101
4.11	Correnti associate alle celle coinvolte C2C-1	101
4.12	Schema circuitale considerato per disaccoppiare le porte	102
4.13	Schema circuitale considerando l'intera stringa	104
4.14	Onde quadre delle strutture a mezzo ponte C2C-2	105
4.15	Tensione e corrente sull'induttore al secondario C2C-2	105
4.16	Potenze associate alle celle coinvolte C2C-2	106
4.17	Correnti associate alle celle coinvolte C2C-2	107
4.18	Schema circuitale equivalente per i casi C2P e P2C	108
4.19	Onde quadre delle strutture a mezzo ponte C2P	109
4.20	Tensione e corrente sull'induttore di trasferimento C2P	110
4.21	Potenze associate alle due porte coinvolte C2P	110
4.22	Potenze assorbite dalle singole celle C2P	111
4.23	Correnti associate alle varie celle elementari C2P	111
4.24	Onde quadre delle strutture a mezzo ponte P2C	113
4.25	Tensione e corrente sull'induttore di trasferimento P2C	113
4.26	Potenze associate alle due porte coinvolte P2C	114
4.27	Potenze cedute dalle singole celle P2C	115
4.28	Correnti associate alle varie celle elementari P2C	115
5.1	Esempio di isolamento capacitivo	118

5.2	Evoluzione del convertitore multi-porta multi-direzionale	119
5.3	Schema circuitale per il caso C2C	121
5.4	Schema circuitale equivalente per il caso C2C	121
5.5	Schema circuitale considerando due celle isolate	123
5.6	Onde quadre delle strutture a mezzo ponte C2C-1	123
5.7	Tensione e corrente sull'induttore di trasferimento C2C-1	124
5.8	Potenze associate alle celle coinvolte C2C-1	124
5.9	Correnti associate alle celle coinvolte C2C-1	125
5.10	Schema circuitale considerando l'intera stringa	126
5.11	Onde quadre delle strutture a mezzo ponte C2C-2	127
5.12	Tensione e corrente sull'induttore al secondario C2C-2	128
5.13	Onde quadre delle strutture a mezzo ponte C2P	130
5.14	Tensione e corrente sull'induttore di trasferimento C2P	130
5.15	Onde quadre delle strutture a mezzo ponte P2C	133
5.16	Tensione e corrente sull'induttore di trasferimento P2C	133
6.1	Confronto degli schemi circuitali associati alle due soluzioni	137
6.2	Struttura del nucleo magnetico di un generico trasformatore	140
6.3	Primo nucleo in ferrite selezionato	145
6.4	Principali parametri del primo nucleo selezionato	145
6.5	Trasformatore associato alla soluzione isolata capacitivamente	148
6.6	Schema elettrico equivalente di un trasformatore	148
6.7	Induttori selezionati	150
6.8	Principali parametri degli induttori selezionati	150
6.9	Tensione sui condensatori di isolamento	152
6.10	Condensatori selezionati	152
6.11	Principali parametri dei condensatori selezionati	153
6.12	Secondo nucleo in ferrite selezionato	153
6.13	Principali parametri del secondo nucleo selezionato	154
6.14	Dimensioni geometriche del secondo nucleo selezionato	155
6.15	Dimensioni geometriche del primo nucleo selezionato	156
6.16	Dimensioni geometriche degli induttori selezionati	157
6.17	Altezza degli induttori selezionati	157
6.18	Dimensioni geometriche dei condensatori selezionati	158
6.19	Trasformatore associato alla soluzione originale	159

Elenco delle tabelle

1.1	Pacchi batterie di un veicolo PHEV e di un veicolo BEV	9
3.1	Confronto delle soluzioni <i>adjacent cell to cell</i>	34
3.2	Confronto delle soluzioni <i>direct cell to cell</i>	49
3.3	Confronto delle soluzioni <i>non adjacent based</i>	66
3.4	Confronto delle soluzioni <i>mixed</i>	86
3.5	Confronto dei vari principi di funzionamento	86
4.1	Parametri associati alla 1 ^a simulazione della modalità C2C	98
4.2	Parametri associati alla 2 ^a simulazione della modalità C2C	104
4.3	Parametri associati alle simulazioni delle modalità C2P e P2C	108
6.1	Parametri associati al modello Samsung ICR18650-26JM	136
6.2	Parametri associati al dimensionamento del nuovo convertitore	142

Abstract

I pacchi batterie moderni, prevalentemente utilizzati per l'alimentazione dei dispositivi elettronici portatili e dei veicoli elettrici, sono costituiti da molteplici celle elementari che vengono collegate in serie e/o in parallelo. Sebbene negli ultimi decenni tali dispositivi abbiano contribuito al miglioramento della qualità della vita, favorendo la sostenibilità energetica e la riduzione delle emissioni di carbonio, è bene considerare il fatto che il loro utilizzo comporta una serie di problematiche.

Dal punto di vista tecnologico, il problema principale è rappresentato dallo sbilanciamento delle singole celle elementari che compongono la struttura del pacco batterie. Tale fenomeno, che si manifesta a causa della loro naturale tendenza ad accumulare un diverso quantitativo di carica, è fortemente limitante poiché impedisce di sfruttare appieno il potenziale dell'accumulatore.

L'obiettivo principale di questo elaborato è quello di trasmettere le informazioni necessarie a comprendere come può essere risolto il problema dello sbilanciamento. In particolare, al suo interno verranno classificate e analizzate diverse tecniche che permettono di effettuare il bilanciamento attivo e verrà proposta una soluzione innovativa basata sul concetto di isolamento capacitivo.

All'interno del capitolo 1, "*La batteria Li-ion*", verrà introdotta la batteria agli ioni di litio. Più specificatamente, verranno descritti la struttura interna, le particolari proprietà e caratteristiche, le applicazioni tipiche e i principali parametri elettrici. Infine, verranno inoltre affrontate le problematiche associate all'aspetto tecnologico.

Nel capitolo 2, "*BMS: Battery Management System*", verranno analizzate le principali funzioni di un BMS e verranno classificati i principi di funzionamento delle varie tecniche di bilanciamento.

Il capitolo 3, "*Tecniche di bilanciamento attivo: stato dell'arte*", è interamente dedicato alla descrizione delle principali tecniche di bilanciamento presenti in letteratura. In particolare, verranno analizzate 4-5 topologie per ogni principio di funzionamento e per ognuna di esse verranno presentati i principali vantaggi e svantaggi.

All'interno del capitolo 4, "*Approfondimento della soluzione MAHB converter*", verrà approfondito il funzionamento della soluzione "*Multi-Active*

Half-Bridge converter” mediante lo studio dei risultati ottenuti tramite simulazione.

Nel capitolo 5, “**MAHB converter con isolamento capacitivo**”, la topologia “*Multi-Active Half-Bridge converter*” verrà modificata sostituendo il trasformatore multi-avvolgimento con una struttura che permette di garantire ugualmente la condizione di isolamento. Tale modifica, che verrà apportata con l’obiettivo di ridurre l’ingombro della soluzione originale, verrà validata attraverso lo studio dei risultati simulativi.

All’interno del capitolo 6, “**Implementazione fisica del nuovo convertitore multi-porta**”, verranno dimensionati i componenti necessari per realizzare fisicamente la soluzione “*Multi-Active Half-Bridge converter con isolamento capacitivo*”. In particolare, verrà dimostrato definitivamente che, rispetto alla soluzione originale, tale soluzione garantisce la riduzione del volume occupato.

Infine, all’interno del capitolo 7, “**Conclusioni**”, verranno tratte le conclusioni finali riassumendo i principali risultati ottenuti.

Capitolo 1

La batteria Li-ion

1.1 Generalità

L'*accumulatore agli ioni di litio*, comunemente noto come "*batteria al litio*" o "*batteria Li-ion*", è un dispositivo in grado di immagazzinare una determinata quantità di energia elettrica attraverso una reazione elettrochimica reversibile: a differenza di una semplice pila monouso, tale dispositivo può quindi essere caricato e scaricato ripetutamente. Le batterie al litio, ideate negli anni '70 ma introdotte sul mercato soltanto all'inizio degli anni '90, hanno rivoluzionato il settore dell'immagazzinamento energetico e contribuito in modo significativo alla trasformazione del panorama tecnologico e industriale: esse hanno infatti reso possibile la miniaturizzazione dei dispositivi elettronici portatili e avviato lo sviluppo dei primi veicoli elettrici moderni. Con il passare degli anni, inoltre, esse si sono dimostrate un'efficace e affidabile soluzione per l'accumulo dell'energia proveniente da fonti rinnovabili e un elemento chiave per molte altre applicazioni in ambito industriale, militare e aerospaziale [1].

1.2 Struttura interna

Le batterie al litio sono composte da 4 componenti principali: l'anodo, il catodo, l'elettrolita e il separatore. L'anodo corrisponde al polo positivo ed è il luogo in cui avviene il fenomeno di ossidazione, mentre il catodo corrisponde al polo negativo ed è il luogo in cui avviene il fenomeno di riduzione. L'elettrolita, invece, è una miscela di sali di litio e altri componenti organici: esso ha il compito di favorire il movimento degli ioni di litio tra l'anodo e il catodo, facilitando la formazione della reazione di ossidoriduzione¹ che permette di generare l'energia elettrica. In particolare, durante la fase di carica gli ioni di litio fluiscono dal catodo all'anodo, mentre durante la fase di scarica essi fluiscono dall'anodo al

¹Una reazione di ossidoriduzione è una reazione chimica nella quale si verifica un trasferimento di elettroni da una specie chimica ad un'altra.

catodo. Infine, il separatore è una membrana porosa che viene interposta tra anodo e catodo: essa impedisce il contatto diretto dei due poli, ma al tempo stesso risulta permeabile agli ioni di litio [1].

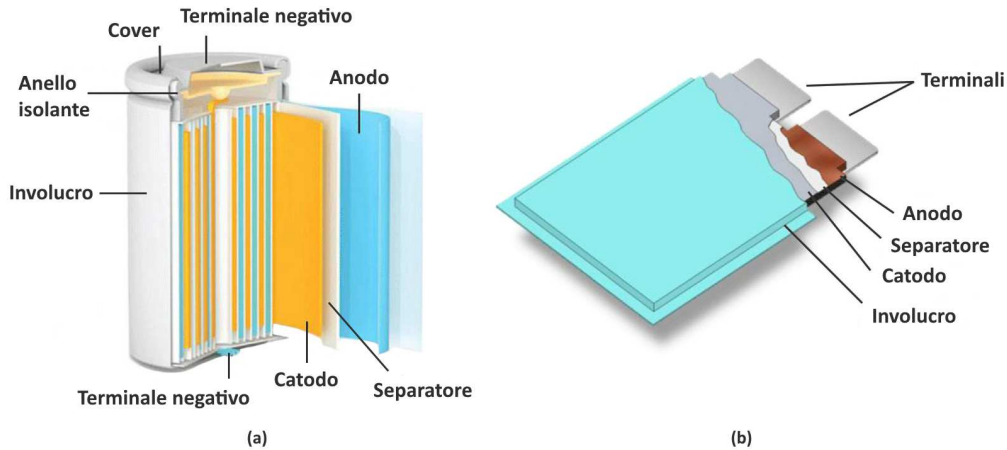


Figura 1.1: Possibili configurazioni di una batteria agli ioni di litio [1].

Come si può notare dalla **figura 1.1**, le batterie Li-ion possono essere realizzate sia con una forma cilindrica (caso **a**), sia con una forma piatta (caso **b**). Le celle che presentano una configurazione cilindrica contengono al loro interno molteplici strati, ognuno dei quali è composto da un anodo, un catodo e un separatore. Tali strati vengono racchiusi e sigillati all'interno di un involucro metallico, ai capi del quale si trovano i terminali positivo e negativo. Le celle che presentano una configurazione piatta, invece, contengono un singolo strato: in questo caso, anodo, catodo e separatore sono protetti da una pellicola laminata [1].

1.3 Proprietà e caratteristiche

Gli accumulatori agli ioni di litio presentano delle caratteristiche estremamente interessanti, che permettono di garantire delle prestazioni complessive migliori rispetto a quelle generalmente offerte dalle altre batterie ricaricabili. In particolare, si evidenziano le seguenti proprietà:

- densità energetica² elevata;
- leggerezza;
- compattezza;

²La densità energetica di una batteria corrisponde alla quantità di energia che essa è in grado di immagazzinare per unità di volume o per unità di peso.

- flessibilità;
- vita utile³ prolungata;
- basso tasso di autoscarica⁴;
- buona velocità di ricarica;
- assenza dell'effetto memoria⁵.

Le batterie Li-ion presentano una densità energetica molto elevata, circa pari a 90 – 250 Wh/kg [1]: di conseguenza, a parità di capacità, esse risultano molto più leggere e compatte rispetto a quelle realizzate mediante altre tecnologie (come ad esempio le batterie al piombo-acido, nichel-cadmio o nichel-metallo idruro). Questa caratteristica le rende particolarmente adatte per l'impiego in applicazioni in cui la gestione dello spazio e del peso risulta estremamente importante. Inoltre, grazie alla loro flessibilità, esse possono essere costruite in svariate forme e dimensioni, garantendo la possibilità di personalizzarle e adattarle alle specifiche esigenze dell'applicazione considerata.

Gli accumulatori agli ioni di litio presentano poi caratteristiche di vita utile prolungata, basso tasso di autoscarica e buona velocità di ricarica. Infatti, se gestiti correttamente, essi sono in grado di eseguire 500 – 2000 cicli di carica/scarica completi prima di raggiungere una condizione di degradazione che ne riduca la capacità di una quantità pari al 20% del valore nominale. Inoltre, essi presentano un tasso di autoscarica relativamente basso (circa pari al 5% mensile) e possono essere caricati piuttosto rapidamente: ciò significa che, quando sono in uno stato di inattività, le batterie Li-ion tendono a mantenere il proprio livello di carica per un periodo prolungato e che il ripristino della massima carica accumulabile avviene in un tempo abbastanza breve. Tali peculiarità rendono questi dispositivi adatti ad essere impiegati in applicazioni in cui il mantenimento della carica o la durata del processo di ricarica sono cruciali [1].

Infine, a differenza di altre tipologie di accumulatori, le batterie al litio non presentano il cosiddetto “effetto memoria”: ciò permette di semplificare notevolmente la gestione dell'alimentazione in quanto, in questo caso, non è necessario scaricare completamente l'accumulatore prima di procedere con il processo di ricarica.

³La vita utile, solitamente espressa in numero di cicli di carica/scarica, rappresenta il numero di cicli che una batteria può completare prima di manifestare una significativa perdita di capacità.

⁴Il tasso di autoscarica, solitamente espresso in percentuale di carica mensile, indica la velocità con la quale una batteria si scarica autonomamente durante lo stato di inutilizzo.

⁵Le batterie che risentono dell'effetto memoria perdono la capacità di fornire energia anche quando la carica accumulata al loro interno non è del tutto esaurita. Tale condizione si manifesta quando queste batterie vengono ripetutamente caricate prima che si scarichino completamente: in sostanza, l'effetto memoria fa sì che, dal momento in cui inizia il processo di ricarica, l'eventuale presenza di carica residua venga ignorata anche per i cicli successivi.

1.4 Applicazioni tipiche

Grazie alle loro eccezionali proprietà e caratteristiche distintive, nel corso degli anni le batterie al litio si sono rivelate più di una semplice alternativa alle altre tipologie di batterie, affermandosi come una valida soluzione per svariate applicazioni nell'ambito dell'elettronica di consumo, della mobilità elettrica e dell'energia rinnovabile [1].

Infatti, in virtù della loro elevata densità energetica e della loro flessibilità dal punto di vista della forma e delle dimensioni, sono diventate un elemento indispensabile per tutti i dispositivi elettronici portatili e indossabili: ad esempio, esse vengono generalmente impiegate all'interno di laptop, tablet, smartphone, smartwatch e videocamere. In questo tipo di applicazioni esse permettono di soddisfare i requisiti di lunga durata, leggerezza e compattezza. Le batterie Li-ion sono inoltre utilizzate all'interno di diversi dispositivi medici di monitoraggio, come ad esempio pacemaker e pompe insuliniche, nei quali la sicurezza e l'affidabilità sono parametri imprescindibili [1].

Considerando il mondo dell'industria automobilistica, si può affermare che gli accumulatori agli ioni di litio abbiano rivoluzionato il settore della mobilità elettrica, permettendo di superare le limitazioni associate alle batterie tradizionali e consentendo lo sviluppo e la produzione di veicoli elettrici dotati di una buona autonomia e con prestazioni comparabili, se non superiori, a quelle dei veicoli con motore endotermico. Infatti, le caratteristiche di elevata densità energetica, basso tasso di autoscarica e buona velocità di ricarica, sono state sfruttate per progettare pacchi batterie più leggeri e capienti e per garantire una ricarica più rapida ed efficiente [1].

Inoltre, le batterie al litio permettono di gestire efficacemente il flusso energetico proveniente dagli impianti a fonti rinnovabili, accumulando temporaneamente l'energia in eccesso e rilasciandola soltanto quando il fabbisogno è superiore alla quantità generata. Ciò consente di ridurre la dipendenza dalla rete di distribuzione principale e di limitare il fenomeno di intermittenza⁶ della produzione energetica, garantendo all'utilizzatore finale un approvvigionamento costante. La caratteristica di basso tasso di autoscarica assume un ruolo fondamentale in questa specifica applicazione, in quanto permette a questa tipologia di batterie di conservare quasi totalmente l'energia accumulata anche durante lo stato di inattività [1].

Infine, tale proprietà rende gli accumulatori al litio particolarmente adatti ad essere utilizzati in applicazioni che prevedono un immagazzinamento a lungo termine dell'energia: infatti, essi vengono abitualmente impiegati nei dispositivi elettronici intermittenti e nei sistemi di alimentazione di emergenza, ovvero all'interno di soluzioni che richiedono prontezza, efficienza e affidabilità.

⁶Il concetto di intermittenza di una fonte di energia rinnovabile è associato ad una produzione energetica imprevedibile e discontinua nel tempo.

1.5 Parametri elettrici

I principali parametri elettrici che caratterizzano una batteria Li-ion sono:

- tensione nominale;
- tensione di lavoro;
- tensione di circuito aperto;
- impedenza interna;
- capacità nominale;
- corrente massima;
- energia accumulabile.

1.5.1 Tensione nominale

La tensione nominale è il tipico valore di tensione presente ai capi della batteria in condizioni di corretto funzionamento. La tensione nominale di una singola cella Li-ion è pari a 3.6 – 3.7 V.

1.5.2 Tensione di lavoro

La tensione di lavoro rappresenta il range di tensione all'interno del quale la batteria può operare senza subire danni irreversibili. Il limite superiore, associato alla “tensione di carica massima”, rappresenta il valore di tensione oltre il quale si raggiunge la condizione di sovraccarica (detta anche “*over-voltage*”). Il limite inferiore, associato alla “tensione di scarica minima”, rappresenta invece il valore di tensione al di sotto del quale si raggiunge la condizione di sottoscarica (detta anche “*under-voltage*”). Il concetto di “*safe operating area*” (SOA), spesso utilizzato per indicare i limiti operativi di una cella Li-ion, è un parametro del tutto equivalente alla tensione di lavoro. Le batterie agli ioni di litio possono tipicamente operare con una tensione compresa tra 2.5 V e 4.2 V.

1.5.3 Tensione di circuito aperto

La tensione di circuito aperto, indicata anche come “*open circuit voltage*” (OCV), è la tensione che viene misurata quando la batteria è completamente scollegata. Essa risulta leggermente più alta della tensione nominale quando la cella è carica, mentre leggermente più bassa della tensione nominale quando la cella è scarica.

1.5.4 Impedenza interna

La **figura 1.2** illustra lo schema elettrico equivalente di una generica cella Li-ion: come si può notare, essa può essere modellizzata come un generatore ideale di tensione in serie ad un'impedenza. Il generatore ideale di tensione assume un valore pari alla tensione di circuito aperto (OCV), mentre l'impedenza in serie (Z_{IN}) corrisponde proprio all'impedenza interna della cella considerata.

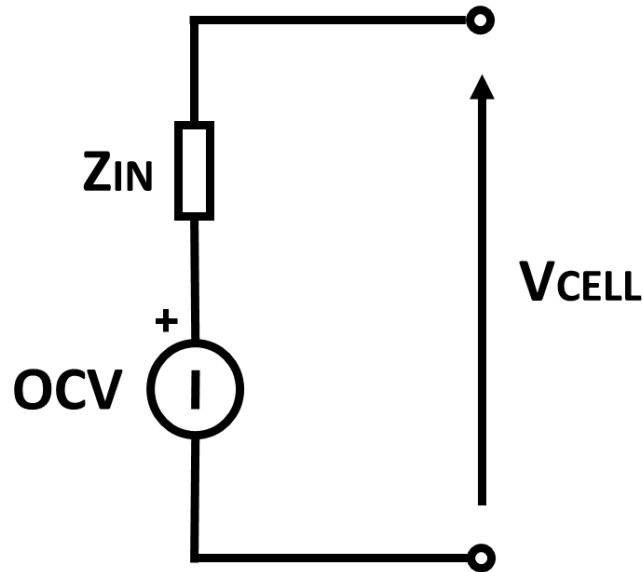


Figura 1.2: Modello elettrico equivalente di una cella agli ioni di litio.

Di conseguenza, utilizzando il modello appena presentato, quando la cella è completamente scollegata la tensione ai suoi capi coincide con la tensione di circuito aperto, mentre quando la cella è collegata ad un carico la tensione ai suoi capi è leggermente inferiore all'OCV, a causa della caduta di tensione che si ha sull'impedenza interna.

1.5.5 Capacità nominale

La capacità nominale, solitamente espressa in milli Ampere-ora (ovvero in mAh), rappresenta la massima quantità di carica che, in condizioni ideali, può essere immagazzinata all'interno di una batteria. Tale parametro, essendo un valore nominale, rimane costante nel tempo. Tuttavia, la massima quantità di carica accumulabile tende a diminuire mano a mano che la batteria subisce il fenomeno di degradazione: ciò significa che, con l'invecchiamento della batteria, essa risulta sempre inferiore alla capacità nominale.

Le grandezze appena considerate possono essere sfruttate per introdurre i concetti di “*state of charge*” (SOC) e di “*state of health*” (SOH). In particolare, lo stato di carica è definito come il rapporto tra la quantità di carica disponibile e la massima quantità di carica accumulabile ed è un parametro che rappresenta la percentuale di carica della batteria. Esso può essere calcolato nel seguente modo:

$$SOC[\%] = \frac{Q_{disp}}{Q_{max}} \cdot 100$$

Lo stato di salute, invece, è definito come il rapporto tra la massima quantità di carica accumulabile e la capacità nominale ed è un parametro che permette di valutare l’impatto causato dal fenomeno di degradazione. Di conseguenza, quest’ultimo viene calcolato nel seguente modo:

$$SOH[\%] = \frac{Q_{max}}{Q_{nom}} \cdot 100$$

È bene considerare il fatto che lo stato di carica (SOC) e la tensione di circuito aperto (OCV) non sono proporzionali tra loro: infatti, come si può osservare dalla **figura 1.3**, l’andamento dell’OCV in funzione del SOC è tutt’altro che lineare. Inoltre, la relazione OCV-SOC viene influenzata dalla temperatura di lavoro e dall’intensità della corrente erogata o assorbita (ovvero, di fatto, dalla velocità con la quale la cella viene caricata o scaricata).

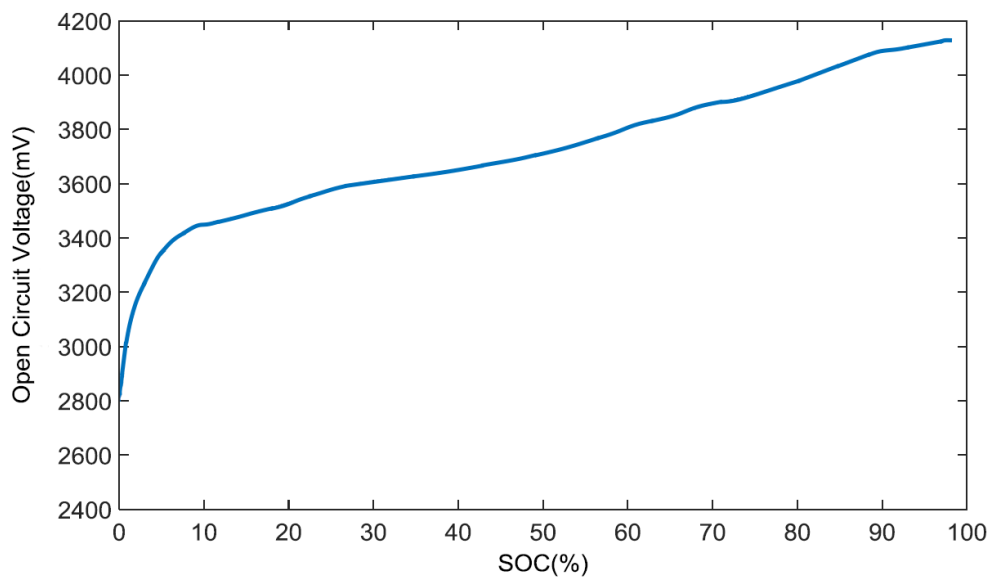


Figura 1.3: Andamento della tensione di circuito aperto in funzione dello stato di carica. Il grafico si riferisce al modello Samsung INR18650-25R [2].

1.5.6 Corrente massima

La corrente massima indica il massimo valore di corrente che una cella può erogare o assorbire durante le fasi di carica e scarica. Tale parametro viene generalmente espresso in termini di “*C-rate*”: in particolare, un *C-rate* (1C) corrisponde all’intensità di corrente che permette di scaricare completamente la batteria considerata in un tempo pari a 1 ora. Ad esempio, se un cella ha una capacità nominale di 1 000 mAh e una corrente massima pari a 0.5C, la massima corrente che essa può sopportare risulta pari a 500 mA.

1.5.7 Energia accumulabile

L’energia accumulabile, solitamente espressa in milli Watt-ora (ovvero in mWh), rappresenta la massima energia che può essere immagazzinata all’interno di una batteria e corrisponde al prodotto tra la tensione nominale e la capacità nominale.

1.6 Architettura di un pacco batterie

Dal punto di vista pratico, ogni particolare applicazione richiede specifiche caratteristiche in termini di potenza e autonomia: di conseguenza, la capacità energetica di un sistema di accumulo deve essere adeguata alle esigenze dell’ambito applicativo finale. Ad esempio, smartphone e laptop vengono rispettivamente alimentati con batterie in grado di accumulare decine e centinaia di Watt-ora, mentre le batterie dei veicoli elettrici possiedono una capacità dell’ordine delle decine di migliaia di Watt-ora [1].

Sapendo che la tensione nominale e la capacità nominale di una singola cella Li-ion sono rispettivamente 3.6 V e 2 800 mAh, l’unica soluzione che permette di immagazzinare una quantità di energia superiore a 10 Wh è quella di considerare una struttura costituita da più celle collegate in serie e/o in parallelo. In particolare, l’unione di più celle in serie permette di incrementare la tensione totale, mentre l’unione di più celle in parallelo permette di incrementare la capacità complessiva. Considerando il contesto appena descritto, la struttura che si ottiene collegando più celle in serie viene chiamata “stringa”, mentre quella che si ottiene collegando più stringhe in parallelo prende il nome di “pacco batterie”. Tuttavia, è bene ricordare che alcune volte il termine “pacco” viene utilizzato equivalentemente al termine “stringa”.

1.6.1 Nomenclatura

La configurazione di un generico pacco batterie può essere descritta utilizzando la dicitura “nSmP”, dove n rappresenta il numero di celle in serie, mentre m il numero di stringhe in parallelo. Ad esempio, un pacco batterie composto da 6

celle totali, suddivise in 2 stringhe contenenti 3 celle ciascuna, viene identificato con la dicitura “3S2P”.

1.6.2 Tipiche configurazioni industriali

La capacità energetica dei pacchi batterie utilizzati all’interno dei dispositivi portatili varia in funzione della specifica applicazione finale: ad esempio, per alimentare uno smartphone è sufficiente una quantità inferiore ai 10 Wh, mentre tablet e laptop richiedono rispettivamente una quantità pari a 15 – 35 Wh e 50 – 100 Wh. Di conseguenza, gli smartphone vengono alimentati da una singola cella Li-ion, mentre tablet e laptop necessitano di pacchi batterie composti da più celle elementari. In particolare, i tablet vengono alimentati da 2 o 3 celle connesse in parallelo: in questo caso, la tensione totale del pacco rimane 3.6 V, mentre la capacità complessiva diventa 5600 mAh per la configurazione 1S2P e 8400 mAh per la configurazione 1S3P. I pacchi batterie che alimentano i laptop, invece, presentano solitamente la configurazione 3S3P: in questo caso, la tensione totale del pacco risulta 10.8 V, mentre la capacità complessiva 8400 mAh [1].

I pacchi batterie utilizzati all’interno dei veicoli ibridi e dei veicoli completamente elettrici possiedono una capacità energetica notevolmente maggiore. In particolare, la capacità dei pacchi batterie che alimentano i veicoli PHEV (“*Plug-in Hybrid Electric Vehicle*”) è per lo più compresa tra gli 8 e i 10 kWh ed è sufficiente a garantire un’autonomia superiore a 30 km. I pacchi batterie che alimentano i veicoli BEV (“*Battery Electric Vehicle*”), invece, presentano una capacità tipicamente compresa tra i 18 e i 100 kWh e sono in grado di garantire un’autonomia che varia da 120 a 500 km [1]. La tensione nominale dei pacchi batterie progettati per questa specifica applicazione viene solitamente fissata al valore di 360 V [3].

Parametro	Valore	
	Chevrolet Volt [4] (PHEV)	Nissan Leaf [5] (BEV)
Celle totali	288	192
Configurazione	96S3P	96S2P
Tensione nominale cella	3.7 V	3.8 V
Tensione nominale pacco	355.2 V	364.8 V
Capacità nominale pacco	45 Ah	66.2 Ah
Energia nominale pacco	16 kWh	24 kWh

Tabella 1.1: Caratteristiche principali dei pacchi batterie utilizzati all’interno dei modelli Chevrolet Volt [4] e Nissan Leaf [5].

La **tabella 1.1** riporta i valori nominali dei pacchi batterie impiegati all'interno dei veicoli Chevrolet Volt e Nissan Leaf. Come si può notare, entrambi i pacchi contengono delle stringhe composte da 96 celle in serie: ciò permette di avere una tensione complessiva vicina al valore di 360 V [6]. Inoltre, il pacco batterie destinato alla soluzione BEV presenta una capacità energetica superiore a quella della soluzione PHEV, garantendo così al veicolo completamente elettrico un'autonomia maggiore di quella associata al veicolo ibrido.

1.7 Problematiche e potenziali rischi

Sebbene gli accumulatori agli ioni di litio presentino eccezionali proprietà e caratteristiche, il loro utilizzo comporta una serie di problematiche e potenziali rischi che è importante non sottovalutare. Dal punto di vista tecnologico le questioni più rilevanti riguardano:

- il problema della sicurezza;
- l'eventuale necessità di preriscaldare il pacco batterie;
- il problema dello sbilanciamento delle celle.

Il problema della sicurezza è intrinsecamente associato alla natura chimica delle batterie Li-ion: in particolare, esso si manifesta in quanto l'elettrolita, ovvero la sostanza che facilita il movimento degli ioni di litio tra l'anodo e il catodo, risulta infiammabile. Di conseguenza, l'utilizzo improprio di una batteria al litio potrebbe provocare l'esplosione della stessa e/o la formazione di un incendio, mettendo a rischio la sicurezza di eventuali persone presenti nell'ambiente circostante. Le situazioni potenzialmente pericolose includono la sovraccarica prolungata, il surriscaldamento dovuto all'esposizione alle alte temperature o alla luce diretta del sole e il danneggiamento fisico della batteria [1].

Inoltre, alcune applicazioni richiedono il preriscaldamento del pacco batterie, ossia il riscaldamento del pacco stesso prima che venga utilizzato per l'alimentazione effettiva di un carico. Ciò permette di far lavorare le batterie in condizioni di temperatura ottimali, rallentando così il processo di invecchiamento delle stesse.

Infine, il problema dello sbilanciamento si verifica quando le singole celle presenti all'interno di un generico pacco batterie possiedono un SOC diverso tra loro. Tale condizione si manifesta in quanto ogni singola cella elementare si comporta in modo differente, caricandosi e scaricandosi ad una velocità diversa da quella di tutte le altre celle. Ciò è dovuto al fatto che, dal punto di vista del processo produttivo, è realisticamente impossibile ottenere delle prestazioni identiche da tutte le celle fabbricate. Inoltre, se sottoposte a diverse condizioni operative, le celle possono invecchiare in maniera non uniforme: ciò significa che differenti temperature di lavoro e/o correnti di carica e scarica possono provocare differenze nel comportamento delle varie celle [6].

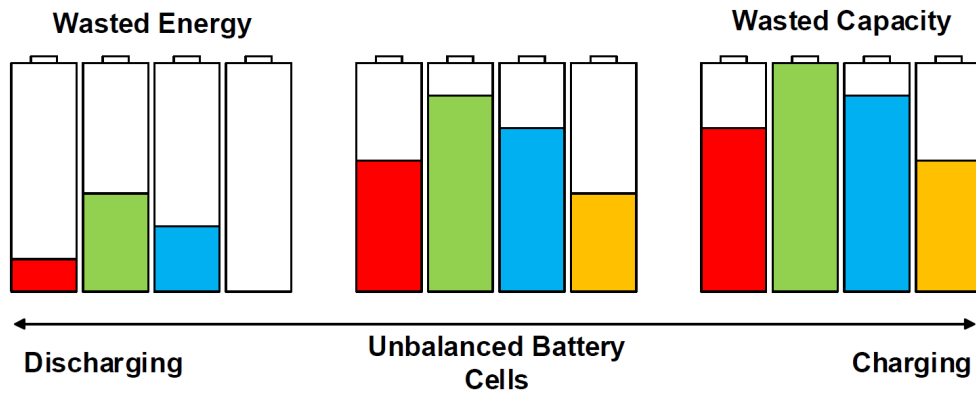


Figura 1.4: Rappresentazione della condizione di sbilanciamento [7].

La **figura 1.4** rappresenta graficamente il concetto di sbilanciamento: come si può notare, vengono prese in considerazione 4 celle elementari che possiedono un SOC diverso tra loro. In particolare, la figura di sinistra fa riferimento alla condizione in cui il pacco batterie viene considerato completamente scarico, mentre la figura di destra fa riferimento alla condizione in cui il pacco batterie viene considerato completamente carico. La figura centrale, invece, fa riferimento ad una condizione intermedia rispetto alle due appena citate. Osservando attentamente l'andamento del SOC da sinistra verso destra (processo di carica) e da destra verso sinistra (processo di scarica), è immediato dedurre che la condizione di sbilanciamento impedisce di sfruttare appieno il potenziale del pacco batterie. Infatti, per evitare di superare i limiti imposti dalla SOA, il processo di carica termina appena la cella che presenta il SOC maggiore risulta completamente carica, mentre il processo di scarica termina appena la cella che presenta il SOC minore risulta completamente scarica. Operando in questo modo, la cella che presenta il SOC maggiore limita la massima capacità accumulabile, mentre quella che presenta il SOC minore limita la capacità effettivamente disponibile.

Capitolo 2

BMS: Battery Management System

2.1 Funzioni principali

I problemi tecnologici presentati nel **capitolo 1** “*La batteria Li-ion*”, all’interno del **paragrafo 1.7** “*Problematiche e potenziali rischi*”, possono essere risolti attraverso l’utilizzo del “*battery management system*” (BMS), ovvero un’unità di controllo progettata per gestire e monitorare il funzionamento di un generico pacco batterie. In particolare, il BMS ha il compito di:

- bilanciare le singole celle elementari;
- gestire i processi di carica e scarica;
- assicurarsi che l’accumulatore rispetti i limiti imposti dalla SOA;
- prevenire il fenomeno del surriscaldamento;
- determinare il SOC e il SOH dell’intero pacco batterie.

Il bilanciamento è quell’operazione mediante la quale celle aventi una differente tensione ai capi, e quindi un differente stato di carica, vengono portate allo stesso livello di tensione: esso permette di garantire una distribuzione uniforme della carica, impedendo che un diverso SOC tra le varie celle provochi la fine prematura dei processi di carica e scarica. Tale operazione viene effettuata mediante l’utilizzo di un opportuno circuito di bilanciamento che opera sotto la supervisione del BMS.

Inoltre, durante le fasi di carica e scarica, il BMS monitora costantemente la temperatura e i principali parametri elettrici del pacco batterie al fine di prevenire il fenomeno del surriscaldamento e assicurare che vengano rispettati i limiti imposti dalla SOA. Ciò permette di ridurre i rischi di malfunzionamento, garantendo sempre un utilizzo sicuro e affidabile dell’accumulatore anche dal punto di vista della sicurezza [1].

Infine, il BMS ha il compito di stimare lo stato di salute (SOH) e di determinare lo stato di carica (SOC) del pacco batterie. Tali informazioni permettono di monitorare l'evoluzione del processo di invecchiamento e di conoscere la percentuale della carica accumulata nell'intero pacco.

2.2 Metodi di bilanciamento

La condizione di equalizzazione può essere ottenuta mediante due diverse tipologie di bilanciamento: il bilanciamento "passivo" (chiamato anche "dissipativo") e il bilanciamento "attivo" (chiamato anche "non dissipativo") [8]. Come si può osservare dalla **figura 2.1**, la principale differenza sta nel fatto che nel bilanciamento passivo l'energia in eccesso viene dissipata per mezzo dell'effetto Joule, mentre nel bilanciamento attivo l'energia in eccesso viene ridistribuita tra le varie celle.

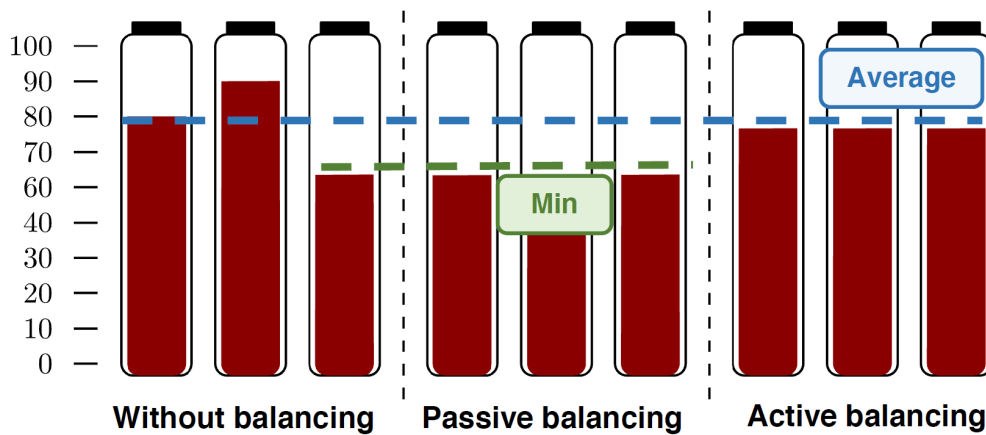


Figura 2.1: Differenza tra bilanciamento passivo e bilanciamento attivo.

I principali svantaggi delle tecniche basate sul bilanciamento passivo sono:

- le celle possono essere equalizzate soltanto durante la fase di carica;
- la capacità finale del pacco batterie è proporzionale al SOC della cella più scarica;
- la continua dissipazione di energia influisce negativamente sul processo di invecchiamento del pacco batterie;
- la conversione in calore dell'energia dissipata può provocare uno stato di eccessivo surriscaldamento.

Le tecniche basate sul bilanciamento attivo, invece, presentano i seguenti vantaggi:

- le celle possono essere equalizzate sia durante la fase di carica, sia durante la fase di scarica;
- la capacità finale del pacco batterie è proporzionale al valor medio dei SOC delle singole celle;
- la redistribuzione dell'energia in eccesso permette di ottenere una maggiore efficienza;
- la condizione di equalizzazione viene raggiunta più velocemente dato che, rispetto al bilanciamento passivo, è possibile lavorare con delle correnti di bilanciamento più elevate.

In conclusione, le tecniche basate sul bilanciamento passivo risultano meno complesse, più economiche e maggiormente affidabili. Tuttavia, la dissipazione dell'energia in eccesso provoca una diminuzione della carica disponibile e contribuisce al surriscaldamento del pacco batterie. Le tecniche basate sul bilanciamento attivo, invece, garantiscono un minor tempo di equalizzazione ed una migliore efficienza. Tuttavia, risultano più costose e richiedono una maggiore complessità circuitale [8].

2.2.1 Bilanciamento passivo

La soluzione che permette di implementare il bilanciamento passivo è denominata “*controlled shunt resistor*”. Come si può osservare dalla **figura 2.2**, lo schema circuitale viene realizzato collegando in parallelo ad ogni cella elementare una resistenza di shunt in serie ad uno switch controllato.

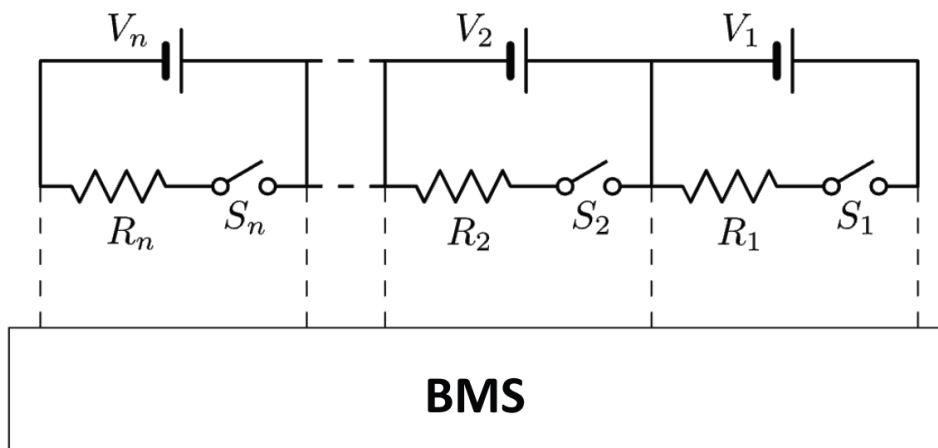


Figura 2.2: Schema circuitale della soluzione *controlled shunt resistor*.

Le resistenze di shunt sono il mezzo attraverso il quale viene dissipata l'energia in eccesso, mentre gli switch collegati in serie sono gli elementi che consentono di attivare il processo di dissipazione. Il BMS ha il compito di comandare opportunamente tali switch per fare in modo che conducano soltanto quando si verifica una condizione di sbilanciamento: ciò permette di dissipare soltanto l'energia necessaria per garantire il raggiungimento della condizione di equalizzazione.

2.2.2 Bilanciamento attivo

Il bilanciamento attivo può essere implementato attraverso molteplici soluzioni, le quali possono essere classificate in funzione del percorso compiuto dal flusso energetico. In particolare, esse possono suddivise nelle seguenti 4 macro-categorie [8]:

1. “*adjacent cell to cell*”;
2. “*direct cell to cell*”;
3. “*non adjacent based*”;
4. “*mixed*”.

Adjacent cell to cell

La **figura 2.3** illustra la tipica struttura di una soluzione basata sul principio *adjacent cell to cell*.

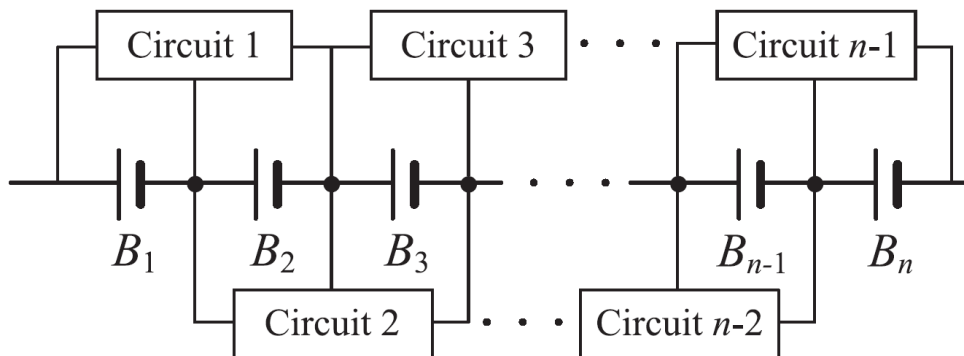


Figura 2.3: Tipica struttura di una soluzione basata sul principio *adjacent cell to cell* [9].

Come si può notare, le topologie basate su questo principio di funzionamento presentano un circuito di bilanciamento per ogni coppia di celle adiacenti: di conseguenza, l'equalizzazione dell'intero pacco batterie viene ottenuta attraverso l'equalizzazione di ogni singola coppia di celle. Ciascun circuito di bilanciamento,

infatti, ha il compito di equalizzare la coppia di celle ad esso collegate e può operare contemporaneamente ai restanti altri [8].

Direct cell to cell

La **figura 2.4** illustra la tipica struttura di una soluzione basata sul principio *direct cell to cell*.

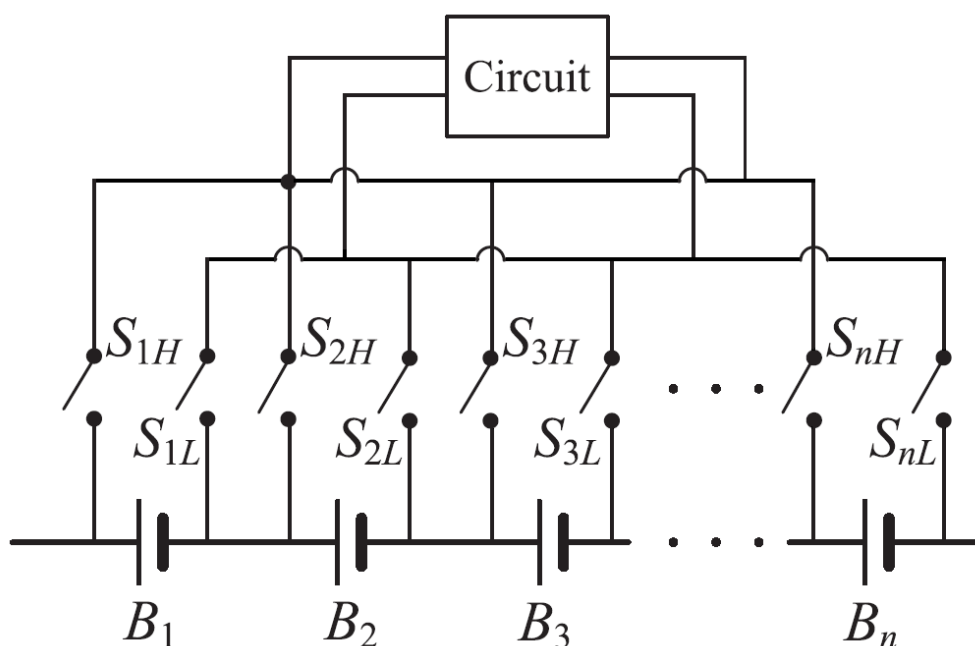


Figura 2.4: Tipica struttura di una soluzione basata sul principio *direct cell to cell* [9].

Come si può notare, lo schema circuitale delle topologie basate su questo principio di funzionamento può essere suddiviso in due parti distinte: esse prendono il nome di “struttura di accesso alle celle” e di “struttura di trasferimento energetico”. La struttura di accesso alle celle, corrispondente alla matrice di switch presente nella parte inferiore dello schema, permette di collegare una coppia di celle qualsiasi al circuito di bilanciamento comune. La struttura di trasferimento energetico, invece, corrisponde al circuito di bilanciamento presente nella parte superiore dello schema e ha il compito di veicolare l’energia tra le celle selezionate dalla struttura di accesso. Di conseguenza, in questo caso, l’equalizzazione dell’intero pacco batterie viene ottenuta bilanciando una coppia di celle alla volta [8].

Non adjacent based

La figura 2.5 illustra la tipica struttura di una soluzione basata sul principio *non adjacent based*.

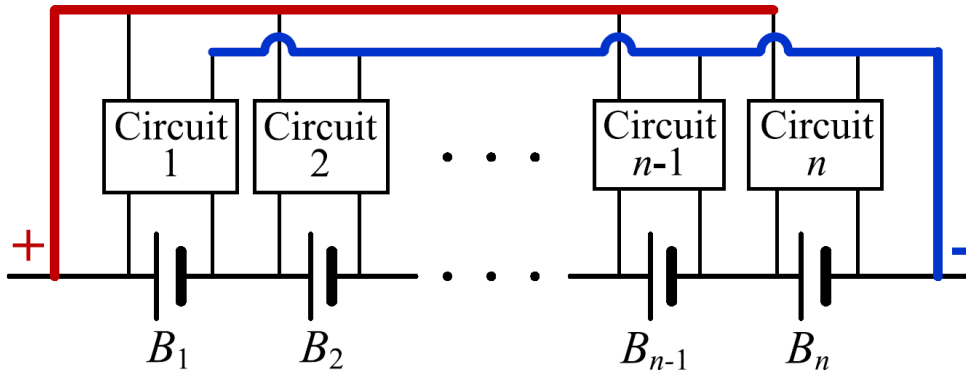


Figura 2.5: Tipica struttura di una soluzione basata sul principio *non adjacent based* [9].

Come si può notare, nelle topologie basate su questo principio di funzionamento, ogni singola cella elementare viene collegata ai capi dell'intero pacco batterie mediante un circuito di bilanciamento dedicato. La condizione di equalizzazione può quindi essere ottenuta trasferendo l'energia da una singola cella elementare all'intera stringa o, viceversa, dall'intera stringa a una singola cella elementare: nel primo caso il circuito funziona nella modalità chiamata “*cell to pack*” (C2P), mentre nel secondo caso esso funziona nella modalità chiamata “*pack to cell*” (P2C). In particolare, nella modalità C2P l'energia viene prelevata dalla singola cella più carica e viene successivamente ridistribuita a tutte le altre celle della stringa. Nella modalità P2C, invece, l'energia viene prelevata dall'intero pacco batterie e viene in seguito ceduta alla singola cella più scarica [8].

Mixed

Nelle soluzioni basate sul principio *mixed* la condizione di equalizzazione può essere ottenuta utilizzando due approcci differenti:

1. scambiando l'energia nelle modalità “*cell to cell*” (C2C), “*cell to pack*” (C2P) e “*pack to cell*” (P2C);
2. suddividendo le celle elementari in diversi moduli e gestendo il flusso energetico attraverso l'implementazione di una struttura gerarchica.

Le topologie che rientrano nel primo caso presentano uno schema circuitale estremamente flessibile, che permette di sfruttare tutte le tre modalità di trasferimento energetico sopra citate. Di conseguenza, la struttura che si ottiene lavora attraverso un principio di funzionamento ibrido: infatti, a seconda della necessità, l'energia può essere scambiata sia tra le diverse celle elementari, sia tra l'intero pacco batterie e una singola cella elementare.

Le topologie che rientrano nel secondo caso, invece, presentano un circuito di bilanciamento simile a quello illustrato nella **figura 2.6**. Come si può notare, le celle elementari dell'intera stringa vengono equamente suddivise in diversi moduli, che vengono collegati tra loro mediante un circuito di bilanciamento di livello superiore chiamato "master".

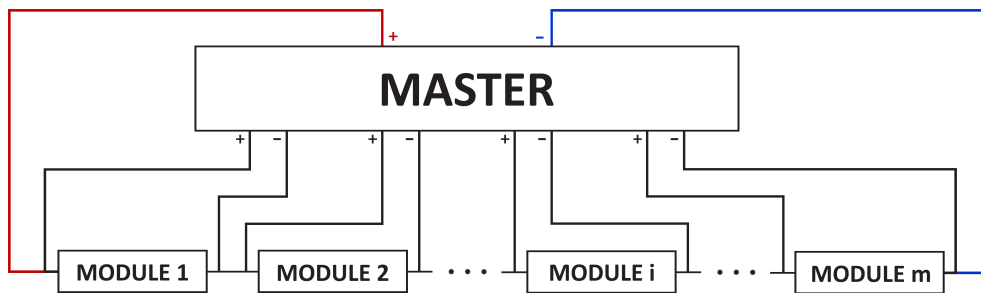


Figura 2.6: Struttura gerarchica di una soluzione basata sul principio *mixed* [8].

Come si può osservare dalla **figura 2.7**, ogni singolo modulo presenta al suo interno i circuiti di bilanciamento di livello inferiore, che vengono chiamati "slave".

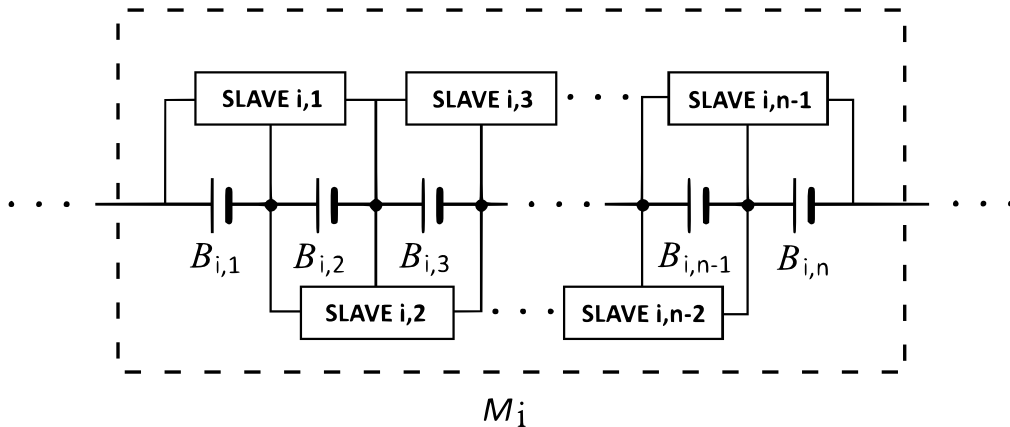


Figura 2.7: Struttura interna di un singolo modulo [8].

Di conseguenza, la suddivisione in moduli facilita la creazione di una struttura gerarchica, nella quale il livello superiore ha il compito di gestire il bilanciamento dal punto di vista globale, mentre il livello inferiore si occupa di gestire il bilanciamento dal punto di vista locale. In particolare, il *master* garantisce il bilanciamento dell'intera stringa attraverso l'equalizzazione dei singoli moduli, mentre gli *slave* permettono di bilanciare le celle presenti all'interno di ogni singolo modulo [9].

Confronto dei vari principi di funzionamento

Le topologie basate sul principio di funzionamento *adjacent cell to cell* sono le più economiche e presentano una struttura circuitale estremamente semplice. Inoltre, non necessitano di un controllo in catena chiusa dato che la condizione di bilanciamento viene raggiunta attraverso un processo che si autolimita. Tuttavia, le soluzioni basate su questo principio di funzionamento sono caratterizzate da un'elevata perdita di potenza e da una bassa efficienza: ciò si verifica in quanto, a prescindere dalla condizione di sbilanciamento, è presente un unico percorso per il trasferimento del flusso energetico [8]. A causa dei vincoli imposti dal circuito di bilanciamento, infatti, l'energia può essere scambiata soltanto tra celle adiacenti: ciò significa che, se le celle sbilanciate sono distanti tra loro, per equalizzare l'intero pacco batterie la carica deve essere trasferita attraverso tutte le celle intermedie [9].

Il principale vantaggio delle soluzioni basate sul principio *direct cell to cell* è rappresentato dal fatto che l'energia può essere scambiata tra due celle qualsiasi (quindi non necessariamente adiacenti). Di conseguenza, in questo caso il percorso del flusso energetico non è univoco, ma dipende dalla condizione di sbilanciamento: infatti, esso viene stabilito in base alla posizione delle celle che devono essere equalizzate. Inoltre, le topologie basate su questo principio di funzionamento presentano le caratteristiche di basso costo di implementazione, elevata efficienza, ingombro ridotto e perdite di potenza moderate [8]. Tuttavia, esse presentano anche alcuni svantaggi: tra questi, è importante evidenziare il fatto che il circuito di bilanciamento permette di equalizzare soltanto una coppia di celle alla volta. Ciò significa che, se le celle sbilanciate sono più di due, alcune devono necessariamente rimanere in attesa del processo di equalizzazione. Risulta quindi evidente che, più sono numerose le celle presenti all'interno della stringa, più la condizione di bilanciamento viene raggiunta lentamente [9]. Infine, la presenza della struttura di accesso alle celle aumenta inevitabilmente la complessità del controllo e comporta l'esigenza di adottare delle misure che permettano di evitare la formazione di cortocircuiti indesiderati.

Le topologie basate sul principio di funzionamento *non adjacent based* risultano estremamente efficienti nello specifico caso in cui una singola cella sia molto più sbilanciata delle restanti altre. In particolare, le modalità C2P e P2C si dimostrano particolarmente efficaci quando, rispettivamente, una singola cella elementare risulta molto più carica o molto più scarica delle rimanenti. Tuttavia,

se non si verificano le condizioni appena menzionate, tale principio di funzionamento potrebbe risultare poco efficiente: in questo caso, infatti, la condizione di equalizzazione potrebbe essere ottenuta caricando e scaricando consecutivamente una medesima cella, provocando la manifestazione del “fenomeno della carica e scarica ripetuta” [9]. Inoltre, le soluzioni basate sull’architettura *non adjacent based* sono molto costose e molto complesse dal punto di vista circuitale: esse vengono per lo più implementate all’interno di pacchi batterie di grandi dimensioni, destinati ad essere utilizzati in applicazioni che richiedono un’elevata potenza.

Infine, le topologie basate sul principio di funzionamento *mixed* sono parecchio ingombranti e particolarmente complesse dal punto di vista del controllo, ma anche estremamente flessibili ed efficienti. Inoltre, la loro struttura modulare è facilmente estendibile e permette di gestire efficacemente il processo di equalizzazione nei pacchi batterie di grandi dimensioni.

In conclusione, ogni principio di funzionamento possiede i propri punti di forza e le proprie limitazioni: di conseguenza non esiste una soluzione migliore in assoluto, ma c’è una soluzione che, in funzione della specifica applicazione per la quale è destinata, può essere considerata più adatta rispetto ad un’altra [9].

Capitolo 3

Tecniche di bilanciamento attivo: stato dell'arte

3.1 Soluzioni analizzate

Come evidenziato nel **capitolo 2** “*BMS: Battery Management System*”, all’interno del **paragrafo 2.2** “*Metodi di bilanciamento*”, le tecniche basate sul bilanciamento attivo sono sicuramente vantaggiose dal punto di vista dell’efficienza e della velocità rispetto alle tecniche basate sul bilanciamento passivo. Per questo motivo, in questo capitolo verranno presentate dettagliatamente 18 diverse soluzioni basate sul bilanciamento attivo, le quali verranno suddivise in funzione della categoria di appartenenza.

3.2 Adjacent cell to cell

Per la categoria *adjacent cell to cell* verranno analizzate le seguenti topologie:

1. *switched capacitor* [10];
2. *double-tiered switched capacitor* [11];
3. *chain structure switched capacitor* [12];
4. *Buck-Boost chopper* [13].

3.2.1 Switched capacitor

Descrizione del circuito

Considerando le varie soluzioni che permettono di garantire il bilanciamento attivo delle celle di un generico pacco batterie, la topologia circuitale denominata “*switched capacitor system*” [10] rappresenta indubbiamente la soluzione più semplice ed economica. Tale topologia, proposta nel 1997 da C. Pascual e P.

T. Krein, permette infatti di annullare un'eventuale differenza di tensione tra due celle adiacenti redistribuendo la carica in eccesso attraverso l'utilizzo di un condensatore, il quale viene sfruttato come veicolo per il trasferimento energetico.

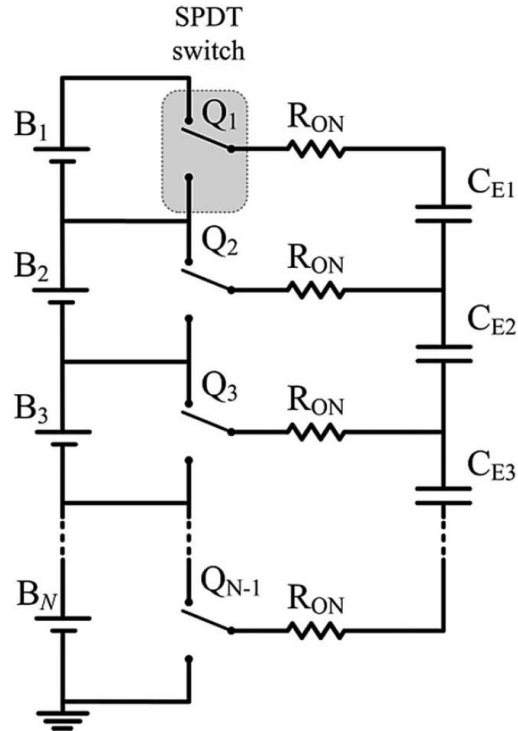


Figura 3.1: Schema circuitale della soluzione *switched capacitor* [14].

Lo schema circuitale associato alla topologia *switched capacitor* è illustrato nella **figura 3.1**. Considerando una generica stringa costituita da N celle poste in serie, per realizzare lo schema rappresentato è necessario utilizzare N diversi switch *single pole double throw*¹ (SPDT) e $N - 1$ condensatori.

Principio di funzionamento

Tutti gli switch vengono comandati simultaneamente mediante l'utilizzo dello stesso segnale di clock, che viene generato attraverso un circuito esterno. Tale segnale di comando si ripete con una frequenza fissa ed è realizzato in modo tale che gli switch si connettano ai punti di contatto superiore ed inferiore con lo stesso duty cycle: il circuito può quindi essere analizzato considerando due diversi stati topologici, che sono rappresentati nella **figura 3.2**.

¹Uno switch *single pole double throw* è un interruttore che presenta un unico terminale di input e due terminali di output. Esso prende anche il nome di deviatore.

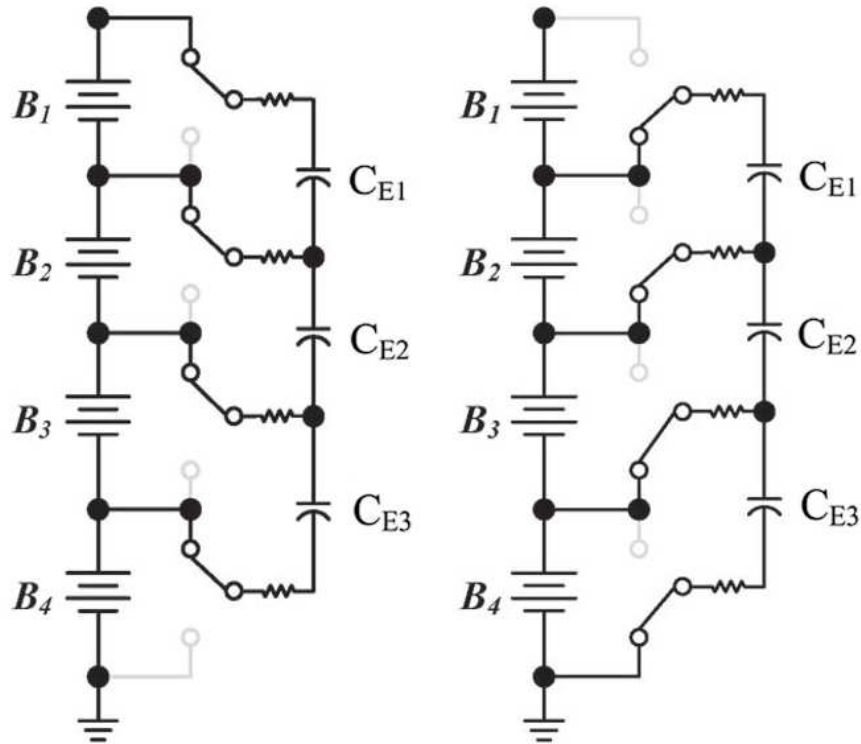


Figura 3.2: Stati topologici della soluzione *switched capacitor* [12].

Come si può notare, sfruttando questo principio di funzionamento, un generico condensatore viene ripetutamente connesso in parallelo inizialmente alla cella superiore e successivamente alla cella inferiore. Di conseguenza, qualora due celle adiacenti dovessero presentare un diverso valore di tensione ai capi, tale differenza di tensione provocherebbe la generazione di un continuo processo di carica e scarica sul condensatore. Infatti, considerando due celle adiacenti aventi un diverso stato di carica, a seguito della prima commutazione il condensatore comune alle due celle verrebbe improvvisamente sottoposto ad una tensione differente. Se tale tensione risulta essere maggiore rispetto a quella a cui era sottoposto precedentemente, il condensatore subisce un processo di carica: in tal caso, l'energia trasferita durante il processo di carica viene fornita dalla cella che presenta tensione maggiore. Se invece tale tensione risulta essere minore rispetto a quella a cui era sottoposto precedentemente, il condensatore subisce un processo di scarica: in quest'ultimo caso, l'energia coinvolta nel processo viene ceduta alla cella che presenta tensione minore. Alla commutazione successiva il processo continua facendo sì che ad una fase di carica succeda sempre una fase di scarica, e viceversa.

Come si può intuire dal comportamento appena descritto, tale processo ter-

mina soltanto nel momento in cui le due celle coinvolte presentano la stessa tensione ai loro capi. Di conseguenza, la condizione di bilanciamento viene raggiunta attraverso un processo che si autolimita, in quanto è proprio la differenza di tensione tra le celle ad assumere il ruolo di regolatore del processo di equalizzazione: in questo modo il trasferimento di carica si ottiene in modo automatico e senza bisogno di alcun controllo in catena chiusa.

Principali vantaggi e svantaggi

I principali vantaggi del metodo di bilanciamento *switched capacitor* sono:

- è una soluzione semplice ed economica;
- non è necessario un controllo in catena chiusa poiché il processo di equalizzazione inizia spontaneamente e si autolimita;
- non necessita della presenza di un trasformatore;
- i componenti sono soggetti a stress di tensione molto bassi;
- presenta una struttura modulare che può essere estesa ad un numero arbitrario di celle in serie.

I principali svantaggi di questa soluzione, invece, sono:

- il processo di equalizzazione risulta poco efficiente in quanto una parte non trascurabile di energia viene persa durante il trasferimento tra le varie celle. Ciò è dovuto al fatto che un condensatore non si può caricare o scaricare istantaneamente, ma necessita di un certo transitorio prima di caricarsi e scaricarsi completamente;
- in alcune condizioni sfavorevoli il tempo di bilanciamento può essere elevato poiché il trasferimento di carica è possibile soltanto tra celle adiacenti. Ad esempio, ciò si verifica quando le celle sbilanciate sono quelle situate alle estremità della stringa.

3.2.2 Double-tiered switched capacitor

Descrizione del circuito

La cosiddetta topologia “*double-tiered switched capacitor*” [11] rappresenta un'evoluzione della tecnica di bilanciamento *switched capacitor* presentata precedentemente. Come si può osservare dallo schema circuitale illustrato nella **figura 3.3**, tale topologia presenta infatti un condensatore aggiuntivo che viene posto in parallelo all'intera stringa: esso permette di offrire un percorso alternativo al flusso energetico e garantire di conseguenza un processo di bilanciamento più rapido rispetto alla soluzione “base”.

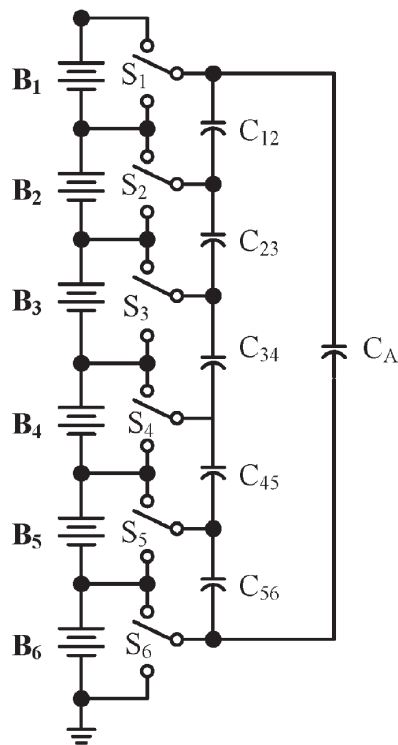


Figura 3.3: Schema circuitale della soluzione *double-tiered switched capacitor* [12].

Considerando una generica stringa costituita da N celle poste in serie, per realizzare lo schema rappresentato è necessario utilizzare N switch SPDT e N condensatori.

Principio di funzionamento

Il principio di funzionamento della tecnica *double-tiered switched capacitor* è lo stesso della tecnica *switched capacitor*: l'unica differenza è rappresentata dalla presenza del condensatore aggiuntivo. Dato che gli switch vengono comandati esattamente allo stesso modo della soluzione “base”, anche in questo caso è possibile analizzare il comportamento circuitale considerando due diversi stati topologici, i quali sono rappresentati nella **figura 3.4**.

Come si può notare, nel primo stato topologico la tensione ai capi del condensatore addizionale è pari alla somma delle tensioni delle singole celle in serie, eccetto la tensione della cella situata all'estremità inferiore. Nel secondo stato topologico, invece, la tensione ai capi del condensatore addizionale è pari alla somma delle tensioni delle singole celle in serie, eccetto la tensione della cella situata all'estremità superiore. La corrente di bilanciamento associata a tale

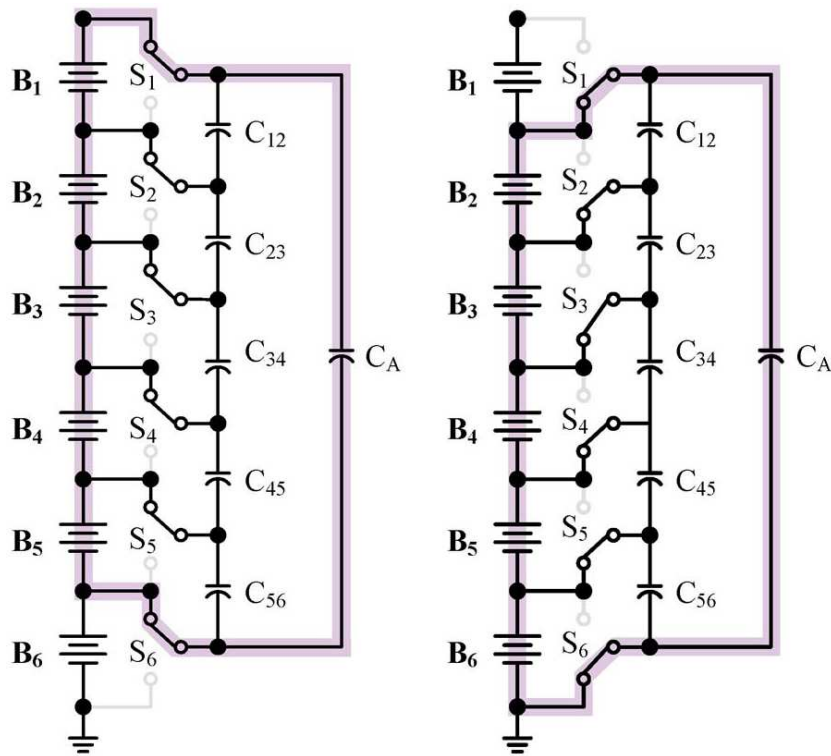


Figura 3.4: Stati topologici del *double-tiered switched capacitor* [12].

condensatore viene quindi determinata dalla differenza di tensione delle celle più esterne, ovvero la prima e l'ultima cella del pacco batterie: ciò significa che il condensatore aggiuntivo si attiva nel caso in cui le celle situate alle estremità risultino sbilanciate tra loro, offrendo un percorso aggiuntivo al trasferimento di carica.

Principali vantaggi e svantaggi

Rispetto alla soluzione “base”, il metodo di bilanciamento *double-tiered switched capacitor* offre i seguenti vantaggi:

- è possibile trasferire una maggiore quantità di carica a parità di frequenza di commutazione;
- la velocità di bilanciamento migliora notevolmente, soprattutto nel caso in cui le celle sbilanciate siano quelle situate alle estremità della stringa.

Oltre agli svantaggi elencati nella topologia *switched capacitor* “standard”, si segnalano le seguenti problematiche:

- lo stress di tensione sul condensatore aggiuntivo è circa pari alla tensione dell'intera stringa;
- il costo di implementazione risulta leggermente superiore rispetto al caso "standard" a causa della presenza di un condensatore aggiuntivo.

3.2.3 Chain structure switched capacitor

Descrizione del circuito

Analogamente alla topologia *double-tiered switched capacitor*, anche la topologia denominata "*chain structure switched capacitor*" [12] rappresenta un'evoluzione della tecnica di bilanciamento *switched capacitor* "standard". L'obiettivo di questa soluzione è quello di realizzare una struttura a catena in grado di connettere fisicamente le due celle situate alle estremità della stringa, rendendole di fatto adiacenti: in questo modo, la distanza tra le celle più distanti si dimezza e la durata del processo di bilanciamento si riduce. Tale obiettivo può essere raggiunto modificando leggermente lo schema circuitale della soluzione "base": infatti, aggiungendo due ulteriori switch SPDT ed un ulteriore condensatore è possibile ottenere lo schema circuitale illustrato nella **figura 3.5**.

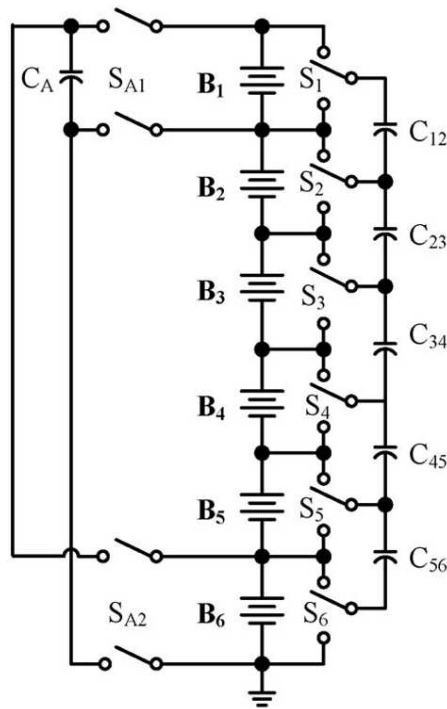


Figura 3.5: Schema circuitale della soluzione *chain structure switched capacitor* [12].

Come si può osservare, considerando una generica stringa costituita da N celle poste in serie, per realizzare lo schema rappresentato è necessario utilizzare $N + 2$ switch SPDT e N condensatori.

Principio di funzionamento

Il principio di funzionamento della tecnica *chain structure switched capacitor* resta lo stesso delle tecniche *switched capacitor* e *double-tiered switched capacitor*: in questo caso, la differenza è rappresentata dalla presenza degli switch e del condensatore aggiuntivi che permettono di rendere adiacenti le celle situate alle estremità della stringa. Dato che gli switch vengono comandati mediante il solito segnale di clock, anche in questo caso il comportamento circuitale può essere analizzato considerando due diversi stati topologici, i quali sono rappresentati nella **figura 3.6**.

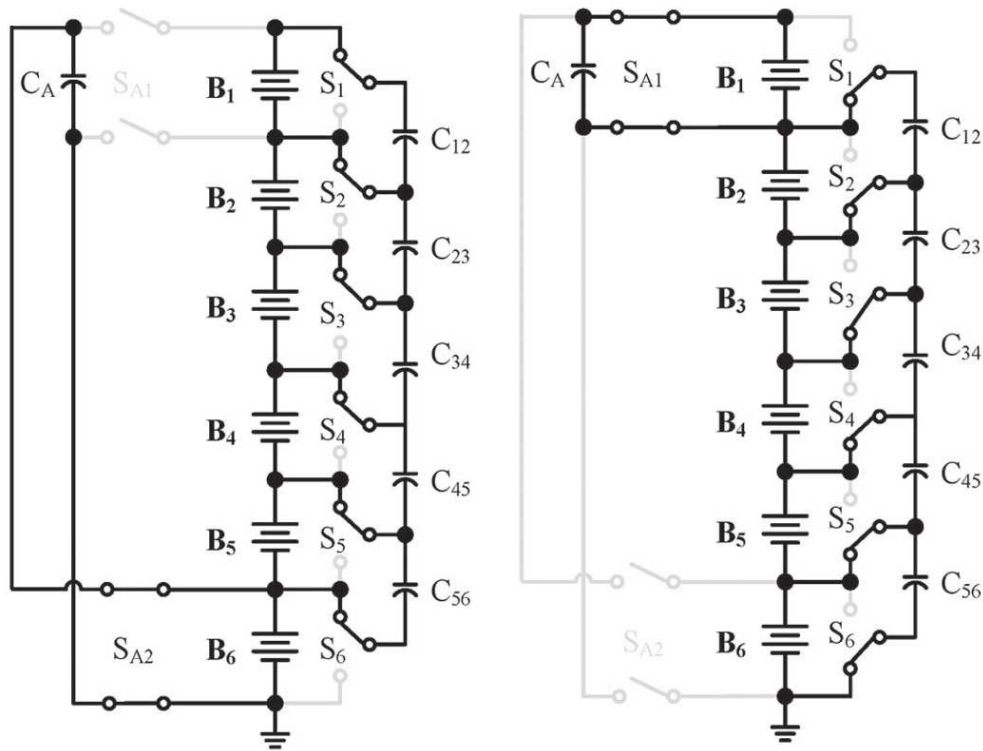


Figura 3.6: Stati topologici del *chain structure switched capacitor* [12].

Come si può notare, il condensatore addizionale viene alternativamente collegato alle celle più esterne ed il suo funzionamento è identico a quello degli altri condensatori presenti. Dal punto di vista del controllo, dunque, non è necessaria alcuna modifica dato che basterà sfruttare lo stesso segnale di comando della soluzione “base” per controllare i due switch aggiuntivi.

Principali vantaggi e svantaggi

Rispetto alla soluzione “base”, il metodo di bilanciamento *chain structure switched capacitor* offre i seguenti vantaggi:

- la distanza tra le celle più distanti viene dimezzata;
- è possibile trasferire una maggiore quantità di carica a parità di frequenza di commutazione;
- la velocità di bilanciamento si riduce notevolmente grazie al collegamento fisico che viene creato tra la cella superiore e la cella inferiore.

Oltre agli svantaggi elencati nella topologia *switched capacitor* “standard”, si segnalano le seguenti problematiche:

- lo stress di tensione sugli switch SPDT aggiuntivi coincide con la tensione dell'intera stringa;
- il costo di implementazione risulta leggermente superiore rispetto al caso “standard” a causa della presenza dei componenti aggiuntivi.

3.2.4 Buck-Boost chopper

Descrizione del circuito

La topologia *Buck-Boost chopper* [13], illustrata nella **figura 3.7**, rappresenta un'altra tecnica di bilanciamento basata sul principio *adjacent cell to cell*: in questo caso, infatti, la carica viene trasferita tra celle adiacenti per mezzo di un convertitore Buck-Boost bidirezionale. Come si può osservare, la struttura è suddivisa in moduli: ogni modulo corrisponde ad un convertitore Buck-Boost bidirezionale e permette di mettere in comunicazione due celle adiacenti.

Considerando una generica stringa costituita da N celle poste in serie, per realizzare lo schema rappresentato è necessario utilizzare $N - 1$ diversi moduli, ovvero $N - 1$ diversi convertitori Buck-Boost bidirezionali. In particolare, sono quindi necessari $N - 1$ switch bidirezionali e $N - 1$ induttori.

Principio di funzionamento

Come si può osservare dallo schema circuitale proposto nella **figura 3.7**, ogni singolo modulo, unito alle celle che mette in comunicazione, forma una struttura ad half-bridge che alimenta un carico induttivo. Per comprendere il principio di funzionamento del processo di bilanciamento è importante considerare il fatto che gli switch bidirezionali presenti all'interno di tale struttura lavorano in maniera complementare: i MOSFET presenti all'interno di uno stesso modulo, infatti, vengono comandati con due segnali PWM sfasati tra loro di 180° . L'azione complementare di tali switch permette di collegare soltanto una cella per

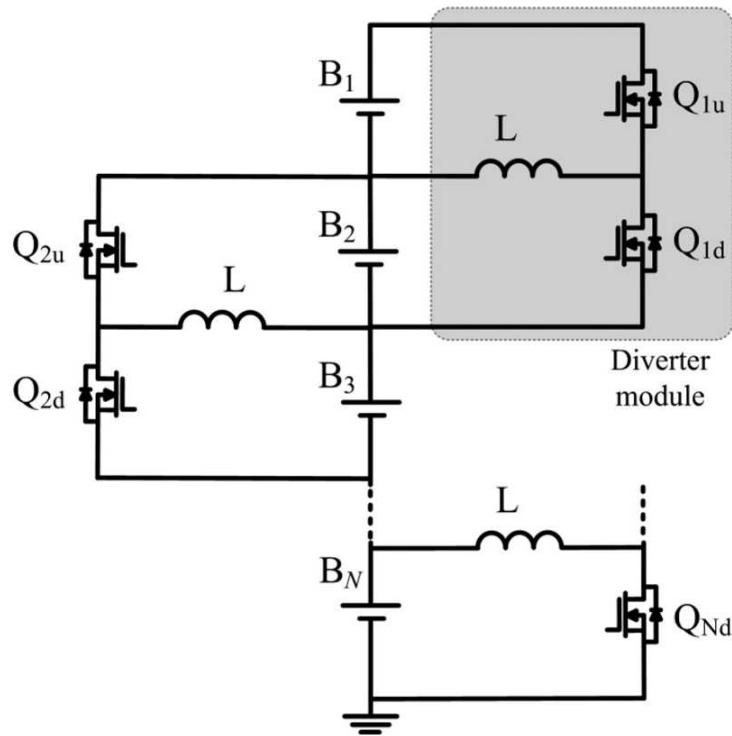


Figura 3.7: Schema circuitale della soluzione *Buck-Boost chopper* [14].

volta all'induttore comune: di conseguenza, il trasferimento energetico avviene in due fasi distinte, associate rispettivamente alla carica e alla scarica dell'induttore stesso. L'induttore rappresenta quindi l'elemento che permette di veicolare l'energia tra le celle adiacenti: in questo caso, il verso del flusso energetico viene stabilito dal verso della corrente che scorre sull'induttore, il quale a sua volta è determinato dalla polarità della differenza di tensione presente tra le celle. La bidirezionalità della corrente di bilanciamento garantisce dunque un trasferimento sempre coerente con la condizione di equalizzazione, in modo tale l'equilibrio venga raggiunto a prescindere dal fatto che la cella più carica sia quella situata nella porta superiore o inferiore del convertitore. Il valor medio della corrente di bilanciamento, anch'esso stabilito dalla differenza di tensione presente tra le celle, stabilisce invece la quantità di carica che può essere trasferita nell'unità di tempo ed influisce direttamente sul tempo necessario per completare il processo di equalizzazione.

Il convertitore viene dimensionato per lavorare in modalità CCM e può operare secondo due diverse strategie di controllo: la prima è associata alla scelta di un duty cycle fisso pari al 50%, mentre la seconda è associata alla scelta di un duty cycle variabile. Nel primo caso entrambi i MOSFET rimangono nello

stato di conduzione per lo stesso tempo, portando la corrente di bilanciamento a scorrere automaticamente dalla cella con tensione più alta alla cella con tensione più bassa. Tuttavia, operando con un duty cycle costante, il processo di equalizzazione risulta piuttosto lento in quanto tale corrente non è in grado di assumere dei valori significativi. Per questo motivo è preferibile lavorare con un duty cycle variabile: in quest'altro caso il duty cycle viene impostato ad un valore leggermente superiore o inferiore al 50%, forzando la corrente di bilanciamento a scorrere nella direzione opportuna. In questo modo è possibile ottenere una corrente di bilanciamento molto più elevata rispetto al caso precedente e garantire quindi una maggiore rapidità al processo di equalizzazione.

Principali vantaggi e svantaggi

La tecnica di bilanciamento *Buck-Boost chopper* offre i seguenti vantaggi:

- è una soluzione semplice ed economica;
- non necessita della presenza di un trasformatore;
- il funzionamento in modalità CCM permette di utilizzare induttori di dimensioni contenute;
- variando il valore di duty cycle è possibile regolare l'intensità della corrente di bilanciamento e ridurre di conseguenza la durata del processo di equalizzazione;
- presenta una struttura modulare che può essere estesa ad un numero arbitrario di celle in serie.

Dal punto di vista degli svantaggi occorre considerare che:

- più il duty cycle si discosta dal valore di 50%, più l'efficienza associata al processo di bilanciamento diminuisce significativamente;
- è necessario aggiungere un circuito di protezione al fine di mantenere la corrente di bilanciamento all'interno dei limiti nominali;
- in alcune condizioni sfavorevoli il tempo di bilanciamento può essere elevato poiché il trasferimento di carica è possibile soltanto tra celle adiacenti.

3.2.5 Confronto delle soluzioni adjacent cell to cell

Le caratteristiche delle soluzioni basate sul principio *adjacent cell to cell* sono state confrontate all'interno della **tabella 3.1**. Per una corretta lettura si tenga presente che il riferimento:

- [10] è associato alla soluzione *switched capacitor*;

- [11] è associato alla soluzione *double-tiered switched capacitor*;
- [12] è associato alla soluzione *chain structure switched capacitor*;
- [13] è associato alla soluzione *Buck-Boost chopper*.

Parametro	[10]	[11]	[12]	[13]
velocità	P	S	S	S
efficienza	P	P	P	B
semplicità di controllo	E	E	E	B
costo	E	E	E	B
volume	E	E	E	B

E: Eccellente, **B:** Buono, **S:** Soddisfacente, **P:** Pessimo

Tabella 3.1: Confronto delle soluzioni basate sul principio *adjacent cell to cell*.

3.3 Direct cell to cell

Per la categoria *direct cell to cell* verranno analizzate le seguenti topologie:

5. *transformer as energy carrier* [15];
6. *LC series resonant circuit* [16];
7. *LLC resonant converter* [17];
8. *bidirectional Flyback converter* [18].

3.3.1 Transformer as energy carrier

Descrizione del circuito

La topologia circuitale denominata “*transformer as energy carrier*” [15] permette di garantire il bilanciamento attivo attraverso un trasferimento di carica diretto tra due generiche celle del pacco batterie. Tale topologia, il cui schema circuitale è rappresentato nella **figura 3.8**, permette infatti di annullare un’eventuale differenza di tensione tra due celle qualsiasi ridistribuendo la carica in eccesso attraverso l’utilizzo di un trasformatore, il quale viene sfruttato come veicolo per il trasferimento energetico.

Considerando una generica stringa costituita da N celle poste in serie, per realizzare lo schema rappresentato è necessario utilizzare $N + 3$ switch bidirezionali e 1 trasformatore.

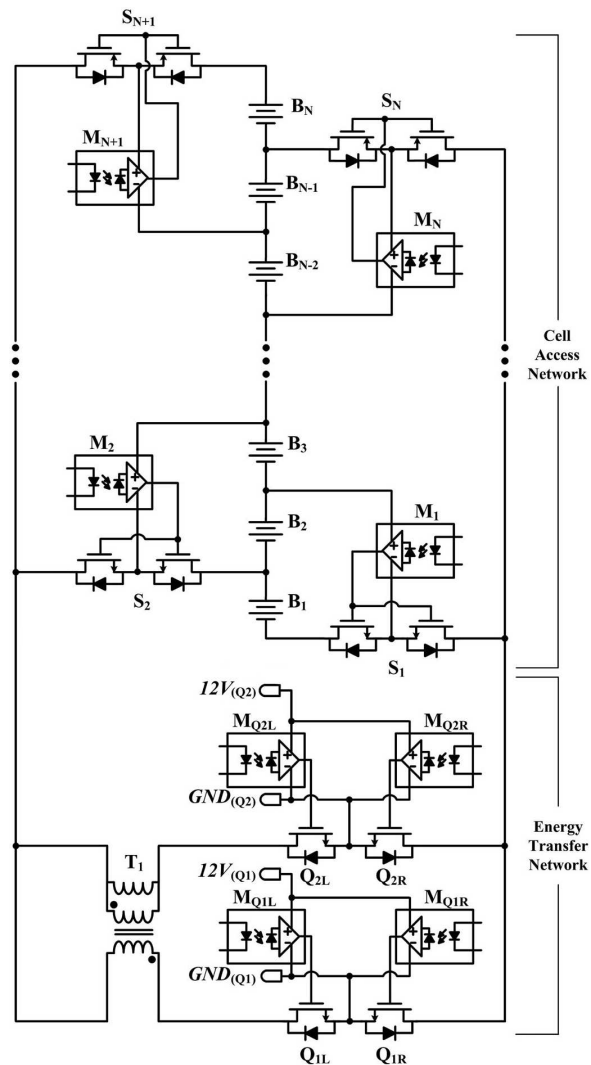


Figura 3.8: Schema circuitale della soluzione *transformer as energy carrier* [15].

Principio di funzionamento

La soluzione *transformer as energy carrier*, come la maggior parte delle soluzioni basate sul principio *direct cell to cell*, può essere analizzata suddividendo lo schema circuitale in due parti distinte: una “struttura di accesso alle celle”, corrispondente ad una matrice di switch composta da $N - 1$ switch bidirezionali, e una “struttura di trasferimento energetico”, costituita da 2 switch bidirezionali e 1 trasformatore. Questi macro-blocchi circuitali hanno due ruoli ben distinti: la struttura di accesso alle celle permette infatti di selezionare la coppia di celle da mettere in comunicazione, mentre la struttura di trasferimento energetico ha

il compito di veicolare l'energia tra le suddette celle, accumulandola a partire da quella più carica e rilasciandola verso quella più scarica.

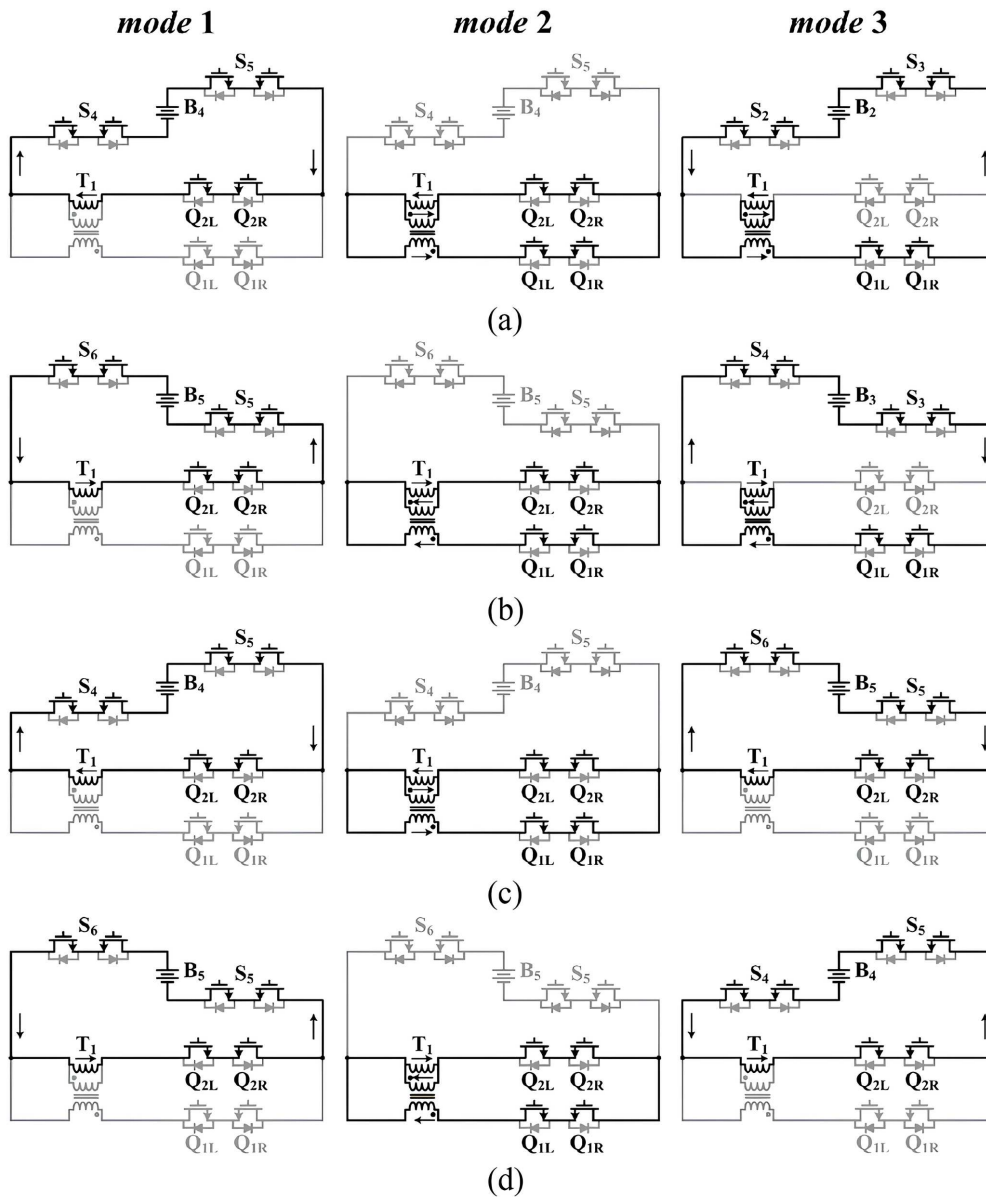


Figura 3.9: Modalità di funzionamento della soluzione *transformer as energy carrier* [15].

Il circuito proposto può lavorare in 2 diverse modalità, sfruttando entrambi gli avvolgimenti del trasformatore oppure soltanto l'avvolgimento primario: a seconda della necessità esso può quindi operare sia come un convertitore Fly-

back, sia come un convertitore Buck-Boost. La modalità di funzionamento viene stabilita in funzione della locazione delle celle coinvolte nel processo di equalizzazione: ciò è fondamentale per garantire sempre una corretta polarità alla corrente di bilanciamento. La **figura 3.9** illustra tutti i possibili casi di trasferimento energetico per la topologia considerata: in particolare, in **(a)** viene considerato uno scambio tra celle pari, in **(b)** uno scambio tra celle dispari, in **(c)** un trasferimento da una cella pari a una cella dispari e infine in **(d)** un trasferimento da una cella dispari a una cella pari. Analizzando il funzionamento circuitale risulta evidente che nel caso in cui l'energia venga scambiata tra celle pari o tra celle dispari il circuito operi come un convertitore Flyback, mentre nel caso in cui l'energia venga trasferita da una cella pari ad una cella dispari o viceversa il circuito operi come un convertitore Buck-Boost. Qualunque sia la modalità di funzionamento considerata, il processo di bilanciamento può essere studiato suddividendolo in 3 fasi.

Nella prima fase, chiamata “*mode 1*”, entrano in conduzione gli switch che permettono di selezionare la cella più carica e lo switch posto in serie all'avvolgimento primario del trasformatore: l'energia della cella più carica viene quindi accumulata nell'avvolgimento primario.

Nella seconda fase, chiamata “*mode 2*”, gli unici switch accesi sono quelli posti in serie ai due avvolgimenti del trasformatore: il percorso che si crea permette alla corrente presente alla fine della fase *mode 1* di continuare a circolare all'interno del trasformatore. In questo modo, l'energia accumulata precedentemente nell'avvolgimento primario viene immagazzinata all'interno del trasformatore.

Durante la terza fase, chiamata “*mode 3*”, vengono attivati gli switch che permettono di selezionare la cella di destinazione e uno dei due switch posti in serie agli avvolgimenti del trasformatore: ciò permette di rilasciare l'energia precedentemente immagazzinata sfruttando la modalità di conversione che permette di ottenere la corrente con il verso opportuno. Se il rilascio avviene per mezzo dell'avvolgimento primario il funzionamento coincide con quello di un convertitore Buck-Boost, mentre se il rilascio avviene per mezzo dell'avvolgimento secondario il funzionamento coincide con quello di un convertitore Flyback.

È importante sottolineare che, a prescindere dalla modalità di funzionamento, la topologia presentata lavora sempre in modalità DCM: infatti, la fase *mode 3* si conclude sempre con l'annullamento della corrente di bilanciamento. Tale presupposto permette di ottenere la condizione di *zero current switching*² (ZCS) alla prima commutazione del successivo processo di equalizzazione, minimizzando le perdite e garantendo una buona efficienza.

Dal punto di vista del controllo, l'algoritmo che gestisce il trasferimento energetico necessita della misura delle tensioni di cella. A partire da tale informazione vengono poi ricavati i SOC di ogni cella e stimato il SOC medio, ovvero il valore

²Uno switch lavora in condizioni di *zero current switching* se, nel momento in cui commuta, la corrente attraverso di esso è nulla. Tale condizione ha un effetto positivo sull'efficienza globale poiché permette di minimizzare le perdite di commutazione.

di SOC che dovrebbero avere tutte le celle per risultare bilanciate tra loro. Una volta fatto ciò, la procedura di bilanciamento prevede di:

- identificare la cella più carica e quella più scarica;
- calcolare il tempo necessario per far sì che una delle due celle raggiunga il valore del SOC medio;
- trasferire l'energia dalla cella più carica alla cella più scarica;
- ripetere gli step precedenti finché le celle risultino bilanciate.

Sulla base dell'algoritmo appena presentato, tutti gli step elencati devono essere ripetuti $N - 1$ volte per bilanciare un numero totale di N celle.

Principali vantaggi e svantaggi

I principali vantaggi del metodo di bilanciamento *transformer as energy carrier* sono:

- il processo di bilanciamento risulta più veloce ed efficiente dei metodi basati sul principio *adjacent cell to cell* in quanto il trasferimento di energia può avvenire tra due celle qualsiasi (non necessariamente adiacenti);
- non richiede troppi componenti passivi, mentre per quanto riguarda il trasformatore sono necessari soltanto due avvolgimenti indipendentemente dal numero di celle presenti nella stringa;
- il circuito di controllo è semplice perché opera con dei valori di frequenza e duty cycle costanti;
- presenta una struttura modulare che può essere estesa ad un numero arbitrario di celle in serie.

I principali svantaggi di questa soluzione, invece, sono:

- necessita della presenza di un trasformatore;
- è possibile bilanciare soltanto una coppia di celle alla volta;
- presenta un array di switch da comandare opportunamente.

3.3.2 LC series resonant circuit

Descrizione del circuito

La topologia "*LC series resonant circuit*" [16] permette di bilanciare attivamente le celle di un generico pacco batterie sfruttando il principio *direct cell to cell*: infatti, analogamente alla soluzione *transformer as energy carrier*, anche

in questo caso la carica può essere trasferita direttamente tra due celle qualsiasi. Osservando lo schema circuitale rappresentato nella **figura 3.10**, si può notare che tale topologia presenta un'impostazione molto simile a quella della soluzione *transformer as energy carrier*: anche in questo caso, infatti, sono facilmente distinguibili i due macro-blocchi circuitali precedentemente identificati come “struttura di accesso alle celle” e “struttura di trasferimento energetico”. In particolare, la struttura di accesso alle celle coincide esattamente con quella della topologia *transformer as energy carrier*, mentre la struttura di trasferimento energetico risulta differente in quanto in questa soluzione viene sfruttato un *tank risonante*³ per veicolare l'energia tra le celle selezionate.

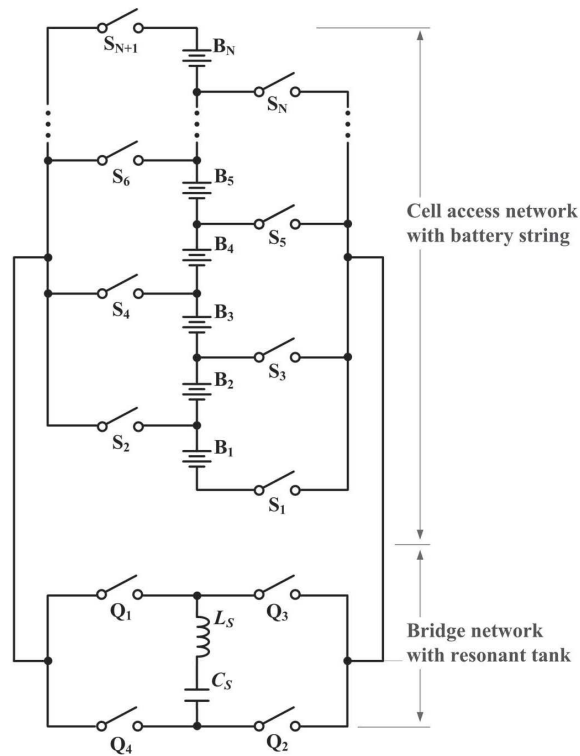


Figura 3.10: Schema circuitale della soluzione *LC series resonant circuit* [16].

Considerando una generica stringa costituita da N celle poste in serie, per realizzare lo schema rappresentato è necessario utilizzare $N + 5$ switch bidirezionali e 1 *tank risonante* formato dalla serie di un induttore e di un condensatore.

³Un *tank risonante* è un circuito solitamente formato dalla serie di un induttore e di un condensatore. Esso viene dimensionato in modo tale che manifesti la condizione di risonanza ad una determinata frequenza.

Principio di funzionamento

Il principio di funzionamento della topologia *LC series resonant circuit* è simile a quello della soluzione *transformer as energy carrier*: come già accennato, in questo caso è il *tank risonante* l'elemento che permette di accumulare e poi rilasciare l'energia necessaria per il bilanciamento. I 4 switch presenti nella struttura di trasferimento energetico, disposti in una configurazione a ponte, hanno invece il compito di garantire sempre una corretta polarità alla corrente di bilanciamento: essi si attivano in coppia per permettere a tale corrente di percorrere la serie LC risonante dall'alto verso il basso o, viceversa, dal basso verso l'alto.

Il processo di bilanciamento può essere studiato considerando 4 diverse fasi, chiamate rispettivamente “*collect positive mode*”, “*release positive mode*”, “*collect negative mode*” e “*release negative mode*”. Le fasi di “collect” sono associate alla carica del condensatore C_S del *tank risonante*, mentre le fasi di “release” sono associate alla scarica di C_S . I termini “positive” e “negative” sono invece associati al segno della tensione ai capi del condensatore C_S . La **figura 3.11** illustra le forme d'onda associate agli andamenti temporali della tensione v_{C_S} ai capi del condensatore e della corrente i_{L_S} che scorre nell'induttore nelle diverse fasi.

Durante la prima fase (*collect positive mode*) la coppia di switch opportuna entra in conduzione per connettere la cella più carica (B_m) al *tank risonante*: il condensatore C_S viene quindi caricato positivamente attivando gli switch Q_3 e Q_4 se B_m è pari, mentre gli switch Q_1 e Q_2 se B_m è dispari. Tale fase termina con l'apertura della coppia di switch che seleziona la cella B_m : in questo modo, la corrente i_{L_S} che scorre sul *tank risonante* si annulla.

All'inizio della seconda fase (*release positive mode*) viene attivata la coppia di switch che permette di selezionare la cella di destinazione (B_n), mantenendo gli switch della struttura a ponte nella modalità “*positive voltage mode*”. In questo modo, l'energia precedentemente immagazzinata nel condensatore C_S viene rilasciata alla cella B_n attraverso l'induttore del *tank risonante* L_S . Tale fase si conclude con l'annullamento della corrente di bilanciamento i_{L_S} .

Nella terza fase (*collect negative mode*) vengono riattivati gli switch che permettono di collegare la cella B_m al *tank risonante*: il condensatore C_S viene ora caricato negativamente utilizzando gli switch Q_1 e Q_2 se B_m è pari, mentre gli switch Q_3 e Q_4 se B_m è dispari. Senza considerare la polarità, le forme d'onda della corrente i_{L_S} e della tensione v_{C_S} sono le stesse della prima fase.

Durante la quarta fase (*collect negative mode*) la cella B_n viene connessa al *tank risonante* mantenendo gli switch della struttura a ponte nella modalità “*negative voltage mode*”. In questo caso, il condensatore C_S si scarica attraverso la cella B_n e le forme d'onda della corrente i_{L_S} e della tensione v_{C_S} coincidono con quelle della terza fase, fatta eccezione per la polarità. Le 4 fasi appena descritte vengono ripetute fino a che le celle B_m (che cede l'energia) e B_n (che accumula l'energia) risultano bilanciate.

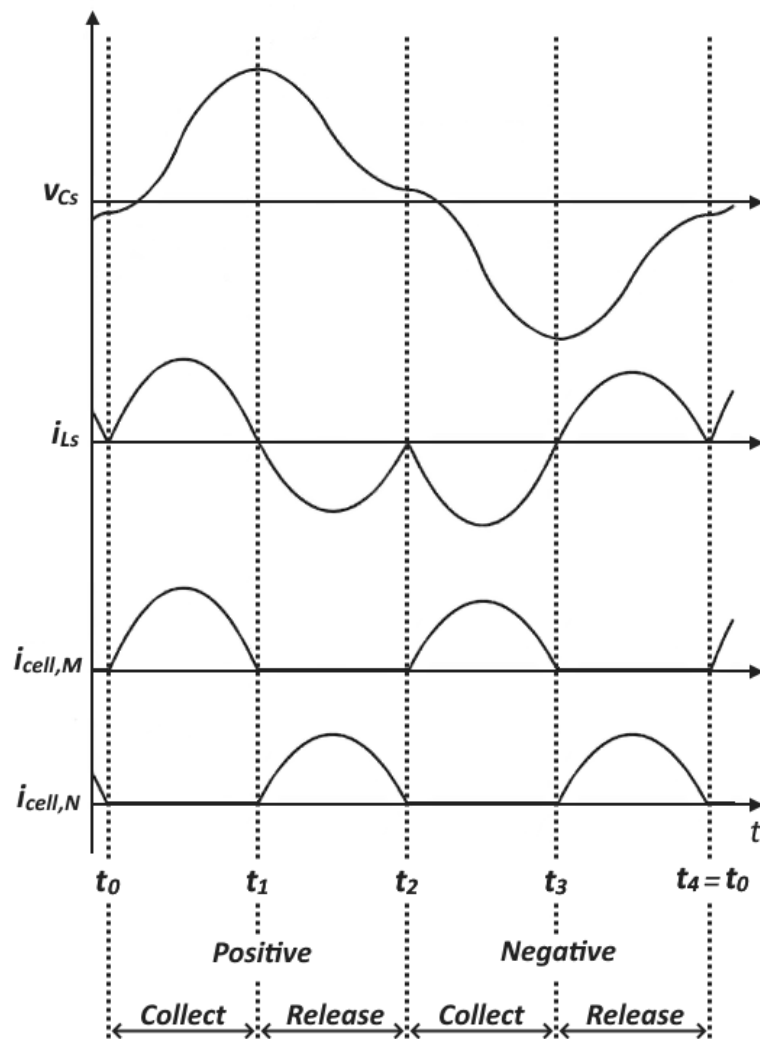


Figura 3.11: Andamento della corrente di bilanciamento nella soluzione *LC series resonant circuit* [16].

Dal punto di vista del controllo, l'algoritmo che gestisce il trasferimento energetico deve:

- misurare le tensioni di cella e stimare il corrispondente SOC;
- convertire il SOC in un valore assoluto di carica e riordinare le celle in base a tale valore;
- stimare il valore di carica che permette di bilanciare tutte le celle della stringa;

- iniziare la prima operazione di bilanciamento coinvolgendo la cella più forte e la cella più debole;
- aggiornare continuamente i valori di carica, ripetendo l'operazione di equalizzazione affinché tutte le celle vengano bilanciate.

Principali vantaggi e svantaggi

I principali vantaggi del metodo di bilanciamento *LC series resonant circuit* sono:

- il processo di bilanciamento risulta più veloce ed efficiente dei metodi basati sul principio *adjacent cell to cell* in quanto il trasferimento di energia può avvenire tra due celle qualsiasi (non necessariamente adiacenti);
- tutti gli switch presenti all'interno del circuito commutano nella condizione di ZCS. Ciò permette di ottenere una buona efficienza e di ridurre il livello di interferenza elettromagnetica;
- non necessita della presenza di un trasformatore;
- sono presenti soltanto 2 elementi reattivi, ossia quelli del *tank risonante*;
- presenta una struttura modulare che può essere estesa ad un numero arbitrario di celle in serie.

I principali svantaggi di questa soluzione, invece, sono:

- è possibile bilanciare soltanto una coppia di celle alla volta;
- presenta un array di switch da comandare opportunamente;
- è necessario controllare opportunamente il ponte di switch per garantire sempre la giusta polarità alla corrente di bilanciamento.

3.3.3 LLC resonant converter

Descrizione del circuito

La topologia "*LLC resonant converter*" [17] permette di effettuare il bilanciamento attivo delle celle di un generico pacco batterie sfruttando il principio *direct cell to cell*. Osservando lo schema circuitale rappresentato nella **figura 3.12**, si può notare che la "struttura di accesso alle celle" è leggermente diversa rispetto a quella proposta nelle soluzioni *transformer as energy carrier* e *LC series resonant circuit*: in questo caso, infatti, la matrice di switch risulta suddivisa in due file, le quali permettono di connettere simultaneamente qualsiasi coppia di celle alla "struttura di trasferimento energetico". Quest'ultima, a differenza delle soluzioni precedentemente studiate, permette di veicolare l'energia attraverso un convertitore DC/DC LLC risonante.

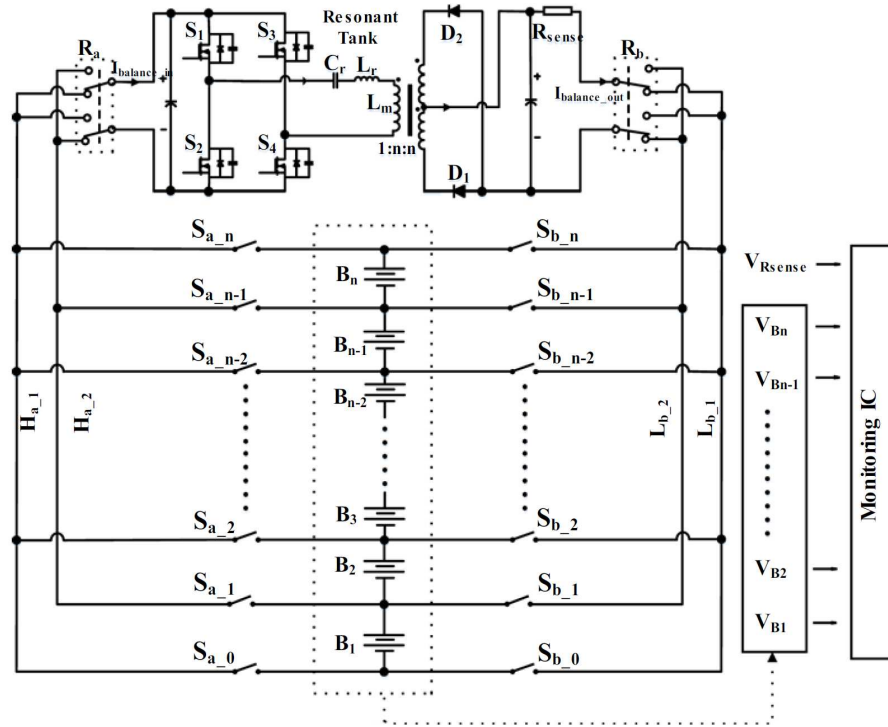


Figura 3.12: Schema circuitale della soluzione *LLC resonant converter* [17].

Considerando una generica stringa costituita da N celle poste in serie, per realizzare lo schema rappresentato è necessario utilizzare $2 \cdot (N + 1)$ switch bidirezionali, 2 switch *double pole double throw*⁴ (DPDT) e 1 convertitore DC/DC LLC risonante.

Principio di funzionamento

Come già accennato, la struttura di accesso alle celle è costituita da due file di switch bidirezionali: in particolare, le file di sinistra e di destra permettono di collegare rispettivamente una qualsiasi cella della stringa considerata all'ingresso e all'uscita del convertitore LLC. La struttura di trasferimento energetico, rappresentata dal convertitore stesso, si collega alle celle selezionate per mezzo di due switch DPDT: essi hanno il compito di scegliere opportunamente le polarità delle tensioni di ingresso e di uscita del convertitore, le quali possono essere positive o negative a seconda del fatto che la cella selezionata abbia indice pari oppure dispari. Oltre alle due strutture appena descritte, la topologia *LLC*

⁴Uno switch *double pole double throw* è un interruttore che presenta due terminali di input e quattro terminali di output. Esso può essere visto come l'unione di due switch *single pole double throw* elettricamente indipendenti ma accoppiati nella commutazione.

resonant converter presenta al suo interno due ulteriori elementi: un'unità di controllo (come ad esempio un DSP), che permette di controllare il sistema e di gestire l'algoritmo di bilanciamento, e un circuito di sensing, necessario per misurare le tensioni di cella.

Il principio di funzionamento della soluzione presentata può essere studiato considerando gli step eseguiti dall'algoritmo di bilanciamento. Inizialmente, il circuito di misura aggiorna il dato relativo alla carica presente in ogni cella ed invia tali informazioni all'unità di controllo. Quest'ultima verifica in primo luogo che tutte le tensioni di cella siano all'interno dei limiti stabiliti dalla SOA: se tale condizione non si verifica il controllore genera un segnale di "warning" per proteggere la batteria, altrimenti dà il via al processo di bilanciamento. Tale processo inizia con la selezione da parte della matrice di switch della coppia di celle che risultano più sbilanciate: in funzione della posizione di tali celle, il sistema imposta poi gli switch DPDT nella configurazione che permette di connettere il terminale positivo della cella con quello positivo del convertitore. Una volta fatto ciò, il processo di bilanciamento inizia attraverso il convertitore LLC, il quale sfrutta la condizione di risonanza che si viene a creare tra gli elementi reattivi per trasferire l'energia in modo unidirezionale dall'ingresso all'uscita. Durante il processo di equalizzazione il sistema monitora periodicamente la tensione delle celle e aggiorna il valore V_{avg} di tensione media di tutte le celle: tale processo viene quindi interrotto non appena una delle due celle selezionate raggiunge il valore V_{avg} . Successivamente, la procedura appena descritta viene ripetuta per la nuova coppia di celle che risultano più sbilanciate, affinché venga raggiunta la condizione di bilanciamento per tutte le celle.

Principali vantaggi e svantaggi

I principali vantaggi del metodo di bilanciamento *LLC resonant converter* sono:

- il processo di bilanciamento risulta più veloce ed efficiente dei metodi basati sul principio *adjacent cell to cell* in quanto il trasferimento di energia può avvenire tra due celle qualsiasi (non necessariamente adiacenti);
- il sistema è in grado di operare con un'alta efficienza, un basso livello di interferenza elettromagnetica e un'alta densità di potenza. Ciò è possibile grazie al fatto che il convertitore risonante viene progettato in modo tale da lavorare costantemente alla frequenza di risonanza e con un guadagno unitario;
- tutti gli switch presenti all'interno della struttura a full-bridge del convertitore operano in condizioni di *zero voltage switching*⁵ (ZVS) nel turn-ON

⁵Uno switch lavora in condizioni di *zero voltage switching* se, nel momento in cui commuta, la tensione ai suoi capi è nulla. Tale condizione ha un effetto positivo sull'efficienza globale poiché permette di minimizzare le perdite di commutazione.

e di quasi *zero current switching* (ZCS) nel turn-OFF. I diodi di raddrizzamento operano invece in piena condizione di *zero voltage zero current switching*⁶ (ZVZCS). Ciò permette di minimizzare le perdite di commutazione migliorando l'efficienza complessiva;

- presenta una struttura modulare che può essere estesa ad un numero arbitrario di celle in serie.

I principali svantaggi di questa soluzione, invece, sono:

- necessita della presenza di un trasformatore (interno al convertitore LLC risonante);
- è possibile bilanciare soltanto una coppia di celle alla volta;
- presenta un array di switch da comandare opportunamente.

3.3.4 Bidirectional Flyback converter

Descrizione del circuito

La topologia “*bidirectional Flyback converter*” [18] permette di bilanciare attivamente le celle di un generico pacco batterie sfruttando il principio *direct cell to cell*: infatti, analogamente alle soluzioni precedenti, anche in questo caso la carica può essere trasferita direttamente tra due celle qualsiasi. Tuttavia, osservando lo schema circuitale rappresentato nella **figura 3.13**, si può notare che, rispetto alle altre soluzioni analizzate, tale topologia non presenta la classica matrice di switch: infatti, in questo caso, la “struttura di accesso alle celle” e la “struttura di trasferimento energetico” risultano combinate in un'unica struttura, la quale è costituita da una serie di convertitori Flyback bidirezionali. Tali convertitori, collegati tra loro per mezzo di un DC link comune, svolgono infatti una duplice funzione in quanto permettono sia di selezionare la coppia di celle da mettere in comunicazione, sia di trasferire l'energia tra le suddette celle.

Considerando una generica stringa costituita da N celle poste in serie, per realizzare lo schema rappresentato è necessario utilizzare N convertitori Flyback bidirezionali e N condensatori. A sua volta, ogni convertitore Flyback è costituito da 2 switch e da 2 induttori mutuamente accoppiati.

Principio di funzionamento

Il principio di funzionamento del metodo *bidirectional Flyback converter* può essere studiato considerando 8 diverse fasi, le quali verranno descritte utilizzando la seguente nomenclatura: i_{1k} e i_{2k} rappresentano rispettivamente le correnti che scorrono al primario e al secondario del convertitore associato alla cella

⁶Uno switch lavora in condizioni di *zero voltage zero current switching* se, al momento della commutazione, si verificano sia la condizione di ZVS, sia la condizione di ZCS.

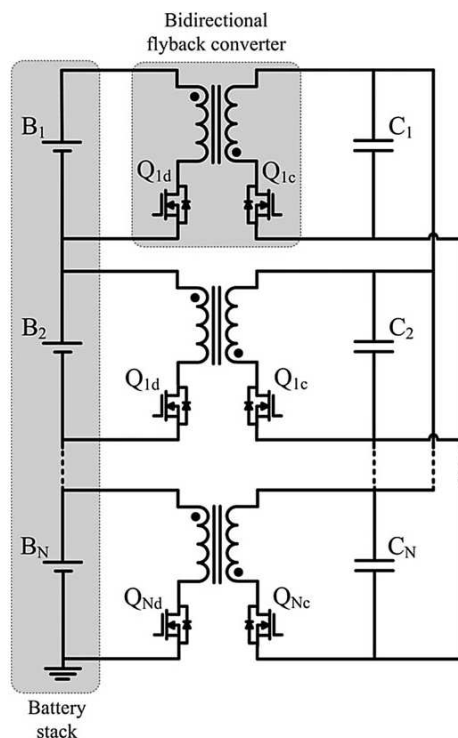


Figura 3.13: Schema circuitale della soluzione *bidirectional Flyback converter* [14].

k -esima, mentre B_m e B_n rappresentano rispettivamente la cella più carica e più scarica coinvolte nel processo di equalizzazione. La **figura 3.14** illustra l'andamento temporale delle correnti i_{1m} , i_{2m} , i_{1n} e i_{2n} nelle diverse fasi e può quindi essere osservata per comprendere meglio il principio di funzionamento. Nella stessa figura sono inoltre riportati i segnali di comando dei due switch presenti al primario e al secondario del convertitore.

La *fase 1* inizia con l'attivazione dello switch primario del convertitore associato alla cella B_m : l'energia di tale cella viene quindi immagazzinata nel trasformatore presente all'interno del convertitore Flyback. Durante questa fase la corrente i_{1m} cresce linearmente, mentre la corrente i_{2m} è nulla.

La *fase 2* inizia con lo spegnimento dello switch primario: l'energia precedentemente accumulata nel trasformatore inizia a caricare la capacità parassita dello switch primario stesso, mentre il diodo associato allo switch secondario inizia a condurre trasferendo l'energia dal trasformatore al DC link.

Durante la *fase 3* la corrente i_{2m} inizia a calare in quanto diminuisce anche l'energia immagazzinata nel trasformatore.

Nella *fase 4* entrambe le correnti i_{1m} e i_{2m} sono nulle.

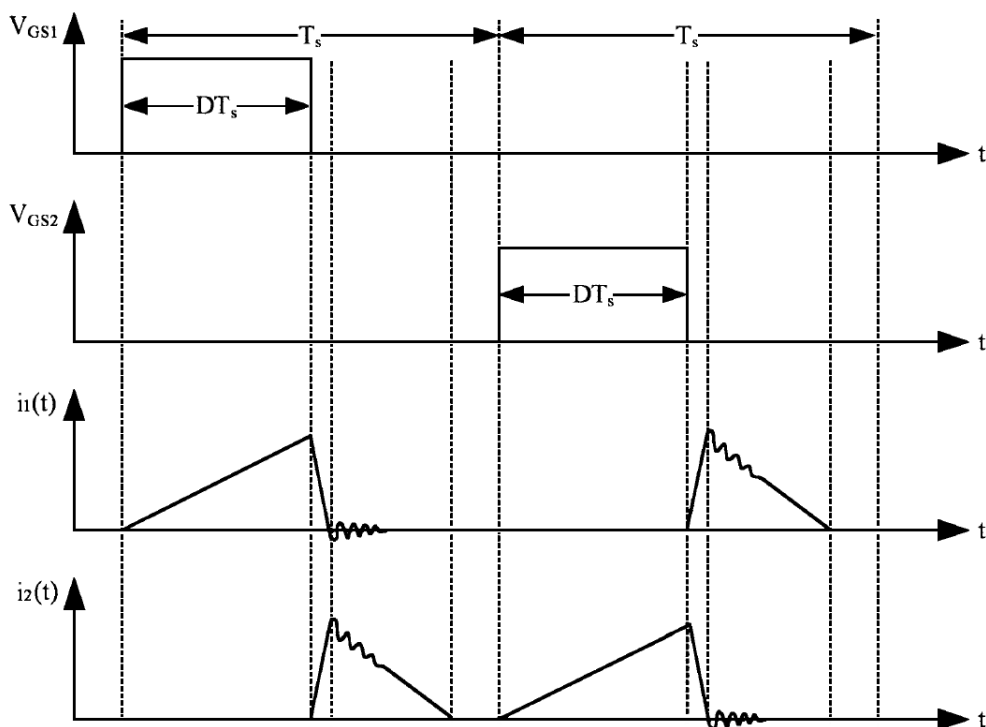


Figura 3.14: Andamento della corrente di bilanciamento nella soluzione *bidirectional Flyback converter* [18].

La *fase 5* inizia con l'attivazione dello switch secondario del convertitore associato alla cella B_n : l'energia del DC link viene quindi accumulata nel trasformatore presente all'interno del convertitore Flyback. Durante questa fase la corrente i_{2n} cresce linearmente, mentre la corrente i_{1n} è nulla.

La *fase 6* inizia con lo spegnimento dello switch secondario: l'energia precedentemente accumulata nel trasformatore inizia a caricare la capacità parassita dello switch secondario stesso, mentre il diodo associato allo switch primario entra in conduzione per trasferire l'energia dal trasformatore alla cella B_n .

Durante la *fase 7* la corrente i_{1n} inizia a calare dal momento che l'energia immagazzinata nel trasformatore viene gradualmente rilasciata.

Nella *fase 8* entrambe le correnti i_{1n} e i_{2n} sono nulle.

Dal punto di vista del controllo, la prima operazione consiste nel misurare il livello di tensione di ogni cella: i dati vengono poi inviati al microcontrollore, il quale ha il compito di individuare il percorso energetico che coinvolge la coppia di celle che risultano più sbilanciate. Una volta fatto ciò, il sistema inizia a trasferire l'energia tra le due celle selezionate comandando opportunamente gli switch dei due convertitori coinvolti, mentre tutti gli altri switch rimangono spenti per evitare di creare inutilmente altri percorsi per il flusso energetico.

Il processo viene monitorato periodicamente e all'inizio di ogni ciclo vengono ripetute le misure di tensione al fine di aggiornare di volta in volta il percorso energetico che permette di far comunicare le celle più sbilanciate. Tale procedura continua fino a che tutte le celle sono sottoposte allo stesso livello di tensione.

Principali vantaggi e svantaggi

I principali vantaggi del metodo di bilanciamento *bidirectional Flyback converter* sono:

- il processo di bilanciamento risulta più veloce non solo rispetto ai metodi basati sul principio *adjacent cell to cell*, ma anche rispetto agli altri metodi presentati basati sul principio *direct cell to cell*. In questo caso, infatti, il trasferimento energetico può avvenire tra due celle qualsiasi (non necessariamente adiacenti) per mezzo di un DC link comune a tutti i convertitori delle singole celle;
- il sistema è in grado di operare con un'alta efficienza in quanto è basato su una tecnica che permette di offrire percorsi diretti al flusso energetico. Inoltre, è importante sottolineare che l'efficienza globale non dipende dall'efficienza di tutti i convertitori, ma soltanto dall'efficienza dei due che sono coinvolti nel processo di bilanciamento;
- non presenta la classica matrice di switch che si trova nella maggior parte dei metodi basati sul principio *direct cell to cell*;
- gli stress di tensione e di corrente nei vari componenti risultano molto bassi. Ciò permette di utilizzare componenti economici senza correre il rischio che possano guastarsi;
- presenta una struttura modulare che può essere estesa ad un numero arbitrario di celle in serie.

I principali svantaggi di questa soluzione, invece, sono:

- richiede l'utilizzo di un numero di trasformatori pari al numero di celle poste in serie. Ciò rende il sistema voluminoso ed ingombrante a causa della presenza della parte magnetica;
- è possibile bilanciare soltanto una coppia di celle alla volta.

3.3.5 Confronto delle soluzioni *direct cell to cell*

Le caratteristiche delle soluzioni basate sul principio *direct cell to cell* sono state confrontate all'interno della **tabella 3.2**. Per una corretta lettura si tenga presente che il riferimento:

- [15] è associato alla soluzione *transformer as energy carrier*;

- [16] è associato alla soluzione *LC series resonant circuit*;
- [17] è associato alla soluzione *LLC resonant converter*;
- [18] è associato alla soluzione *bidirectional Flyback converter*.

Parametro	[15]	[16]	[17]	[18]
velocità	E	B	E	E
efficienza	B	B	E	E
semplicità di controllo	B	S	B	B
costo	E	B	B	S
volume	S	E	S	P

E: Eccellente, **B:** Buono, **S:** Soddisfacente, **P:** Pessimo

Tabella 3.2: Confronto delle soluzioni basate sul principio *direct cell to cell*.

3.4 Non adjacent based

Per la categoria *non adjacent based* verranno analizzate le seguenti topologie:

9. *Single Charge Equalizer Multiwinding Transformer* [19];
10. *time shared Flyback converter* [20];
11. *Flyback converter* [21];
12. *wave-trap concept* [22];
13. *bidirectional DC/DC converter* [23].

3.4.1 Single Charge Equalizer Multiwinding Transformer

Descrizione del circuito

La topologia “*Single Charge Equalizer Multiwinding Transformer*” [19], spesso abbreviata in “*SCEMT*”, permette di bilanciare attivamente le celle di un generico pacco batterie sfruttando il principio *non adjacent based*: a differenza dei metodi precedentemente studiati, infatti, in questo caso il processo di bilanciamento non coinvolge le singole celle individualmente in quanto l’energia viene trasferita direttamente dalle celle più cariche all’intera stringa.

Come si può osservare dallo schema circuitale rappresentato nella **figura 3.15**, la struttura sfrutta un trasformatore multi-avvolgimento per accoppiare

le varie celle poste in serie all'intera stringa del pacco batterie: ogni cella risulta infatti collegata ad un avvolgimento primario per mezzo di uno switch. Di conseguenza, il numero di avvolgimenti presenti al lato primario coincide con il numero di celle presenti all'interno della stringa, mentre al secondario è presente soltanto un avvolgimento, il quale risulta collegato all'intera stringa.

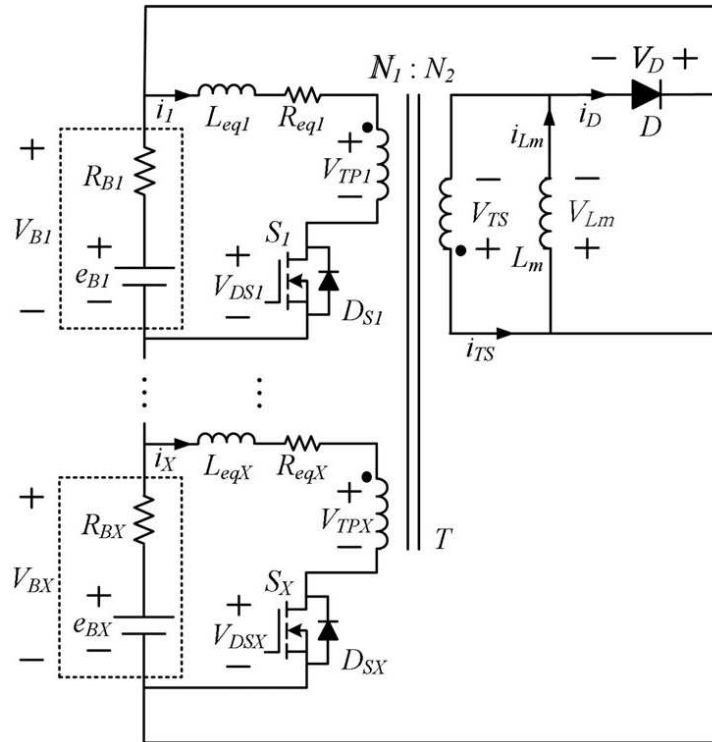


Figura 3.15: Schema circuitale della soluzione *Single Charge Equalizer Multiwinding Transformer* [19].

Considerando una generica stringa costituita da N celle poste in serie, per realizzare lo schema rappresentato è necessario utilizzare N switch, 1 diodo e 1 trasformatore multi-avvolgimento operante secondo il principio di funzionamento del convertitore Flyback.

Principio di funzionamento

Il principio di funzionamento della soluzione *Single Charge Equalizer Multiwinding Transformer* può essere descritto considerando 3 diverse fasi. Le **figure 3.16** e **3.17** illustrano rispettivamente gli stati topologici del circuito e l'andamento temporale delle correnti di bilanciamento nelle varie fasi: esse possono quindi essere osservate per comprendere meglio il comportamento del sistema

presentato. È bene evidenziare il fatto che tali figure sono state ricavate considerando una stringa composta da 3 celle in serie e che si riferiscono ad una condizione in cui $V_{B_1} > V_{avg} > V_{B_2} > V_{B_3}$, dove V_{B_k} corrisponde alla tensione della cella k-esima e V_{avg} corrisponde al valor medio delle tensioni di cella.

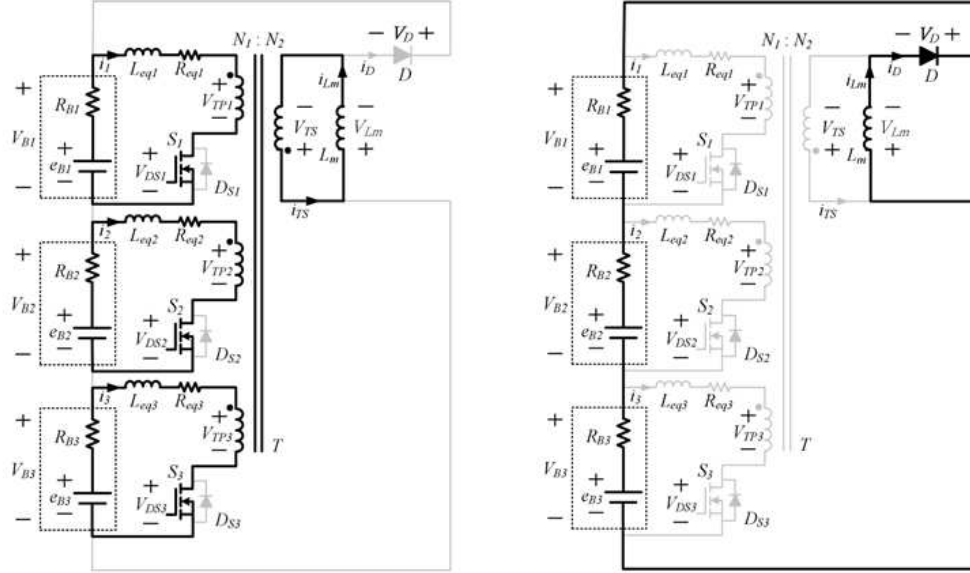


Figura 3.16: Stati topologici associati alle prime due fasi (*mode 1* e *mode 2*) della soluzione *Single Charge Equalizer Multiwinding Transformer* [19].

All'inizio della prima fase (*mode 1*) tutti gli switch entrano in conduzione simultaneamente: le tensioni delle singole celle vengono dunque applicate contemporaneamente ai capi dei corrispondenti avvolgimenti primari. Durante questa fase le correnti che circolano attraverso tali avvolgimenti possono assumere qualsiasi polarità: infatti, se una generica cella k-esima ha una tensione maggiore della tensione media, ovvero si verifica $V_{B_k} > V_{avg}$, allora la corrispondente corrente i_k sarà positiva. Viceversa, se si verifica $V_{B_k} < V_{avg}$, allora la corrispondente corrente i_k sarà negativa. Allo stesso tempo, nell'avvolgimento secondario, l'induttanza di magnetizzazione L_m accumula l'energia che verrà poi trasferita all'intera stringa: infatti, la corrente i_{Lm} che scorre attraverso tale induttore cresce positivamente con un andamento lineare.

La seconda fase (*mode 2*) inizia con lo spegnimento simultaneo di tutti gli switch precedentemente attivi. Dato che la corrente i_{Lm} sull'induttanza di magnetizzazione non può essere interrotta bruscamente, essa continua a scorrere attraverso il diodo presente al secondario, forzandolo ad entrare in conduzione. La tensione ai capi di tale induttore risulta quindi opposta alla tensione dell'intera stringa: essa assume dunque un valore negativo e di conseguenza la corrente i_{Lm} inizia a decrescere.

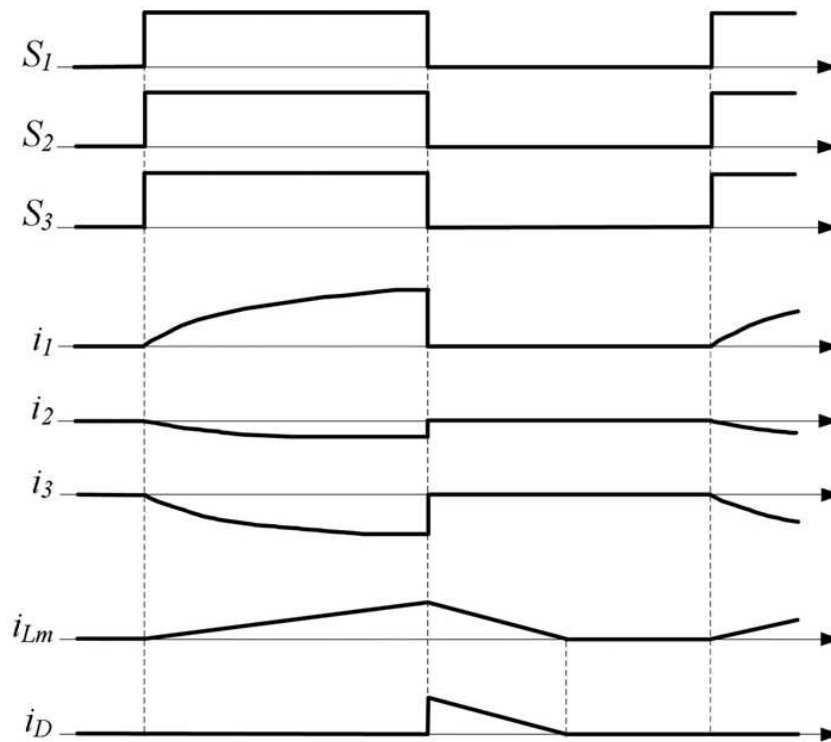


Figura 3.17: Andamento della corrente di bilanciamento nella soluzione *Single Charge Equalizer Multiwinding Transformer* [19].

La terza fase (*mode 3*) ha inizio appena la corrente i_{Lm} che fluisce attraverso l'induttanza di magnetizzazione si annulla. In quest'ultimo lasso temporale nel circuito non scorre alcuna corrente e il sistema finisce di operare in modalità DCM. Successivamente il funzionamento prosegue con la ripetizione delle 3 fasi descritte.

Principali vantaggi e svantaggi

I principali vantaggi del metodo di bilanciamento *Single Charge Equalizer Multiwinding Transformer* sono:

- il processo di bilanciamento risulta rapido in quanto l'energia in eccesso viene trasferita tra le varie celle simultaneamente e in modo automatico;
- non è necessario misurare le tensioni di cella ai fini del bilanciamento;
- il controllo risulta estremamente semplice in quanto non è necessario gestire il processo di bilanciamento;
- il processo di bilanciamento coinvolge tutte le celle contemporaneamente;

- presenta una struttura modulare che può essere estesa ad un numero arbitrario di celle in serie.

I principali svantaggi di questa soluzione, invece, sono:

- necessita della presenza di un trasformatore multi-avvolgimento. Ciò rende il sistema voluminoso ed ingombrante a causa della presenza della parte magnetica;
- per un numero di celle non limitato è necessario realizzare una struttura con più moduli.

3.4.2 Time shared Flyback converter

Descrizione del circuito

La topologia “*time shared Flyback converter*” [20] permette di bilanciare attivamente le celle di un generico pacco batterie sfruttando il principio *non adjacent based*: infatti, analogamente al metodo *SCEMT*, anche in questo caso l’energia viene trasferita direttamente dalle celle più cariche all’intera stringa.

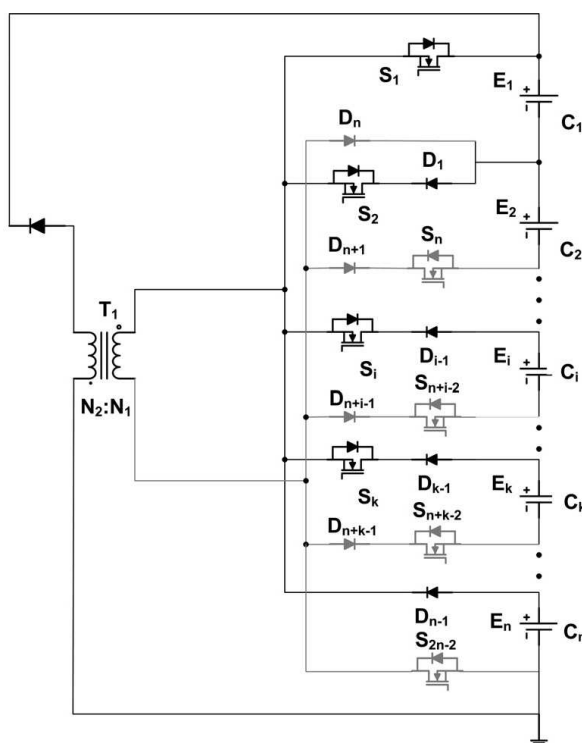


Figura 3.18: Schema circuitale della soluzione *time shared Flyback converter* [20].

Come si può osservare dallo schema circuitale rappresentato nella **figura 3.18**, la struttura sfrutta un singolo convertitore Flyback per accoppiare le varie celle poste in serie all'intera stringa del pacco batterie: ciò significa che ogni cella deve necessariamente condividere con le altre l'unico convertitore presente all'interno del circuito. Tale condizione si verifica in quanto la topologia presentata opera secondo il concetto di *time-sharing*: esso prevede di suddividere il periodo di switching in diversi "sotto-periodi" e di assegnare ognuno di essi alle diverse celle presenti nella stringa, garantendo loro la possibilità di connettersi al convertitore comune in modo equo. Di conseguenza, grazie a questo principio di funzionamento, il convertitore Flyback può essere realizzato utilizzando soltanto due avvolgimenti mutuamente accoppiati: in particolare, l'avvolgimento primario viene connesso a turno con le varie celle, mentre l'avvolgimento secondario viene collegato all'intera stringa.

Considerando una generica stringa costituita da N celle poste in serie, per realizzare lo schema rappresentato è necessario utilizzare $2 \cdot (N - 1)$ switch, $2 \cdot (N - 1)$ diodi e 1 convertitore Flyback.

Principio di funzionamento

Il processo di bilanciamento del metodo *time shared Flyback converter* si suddivide in $N - 1$ diverse fasi. All'inizio di ogni fase l'unità di controllo misura tutte le tensioni di cella e crea una sequenza ordinata in base ai valori di tensione misurati.

La prima fase inizia con la scarica di tutte le celle, eccetto quella che presenta la tensione più bassa: l'energia ricavata viene innanzitutto accumulata all'interno del convertitore Flyback, e poi in un secondo momento ceduta all'intera stringa attraverso l'avvolgimento secondario. In questo modo, l'energia in eccesso prelevata dalle celle più cariche viene ripartita equamente tra tutte le celle. Tale fase termina appena la tensione della cella più scarica eguaglia la tensione della seconda cella più scarica.

Di conseguenza, all'inizio della seconda fase, le due celle più scariche avranno la stessa tensione: in questo caso il processo di scarica coinvolgerà dunque tutte le celle della stringa, eccetto le due appena menzionate. Analogamente alla fase precedente, l'energia ceduta dalle $N - 2$ celle più cariche viene prima immagazzinata all'interno del convertitore e poi trasferita all'intera stringa. Questa seconda fase si conclude appena le tensioni delle celle più scariche eguagliano la tensione della terza cella più scarica.

Il procedimento descritto viene successivamente ripetuto in modo sequenziale fino a quando tutte le celle risultano bilanciate. Come si può intuire, mano a mano che le fasi si susseguono le celle coinvolte nel processo di scarica saranno sempre meno, fino a quando nell'ultima fase (la $N - 1$) l'energia che viene ceduta al convertitore proviene soltanto da una singola cella, ovvero quella che risulta più carica.

Inoltre, è importante evidenziare la funzione svolta dai diodi presenti all'interno del circuito: essi hanno infatti il compito di assicurare un flusso di corrente unidirezionale durante il processo di scarica, impedendo alla corrente proveniente da una qualsiasi cella di fluire verso le altre celle.

Principali vantaggi e svantaggi

I principali vantaggi del metodo di bilanciamento *time shared Flyback converter* sono:

- non richiede molti componenti passivi. Inoltre, grazie al concetto di *time-sharing*, il convertitore Flyback presente all'interno del circuito può essere implementato utilizzando soltanto due avvolgimenti. Tale struttura può quindi essere realizzata con un ingombro contenuto ed un costo di fabbricazione ridotto;
- i componenti sono soggetti a stress di tensione e di corrente limitati;
- il processo di bilanciamento coinvolge tutte le celle contemporaneamente;
- presenta una struttura modulare che può essere estesa ad un numero arbitrario di celle in serie.

I principali svantaggi di questa soluzione, invece, sono:

- è necessario misurare le tensioni di cella ai fini del bilanciamento;
- necessita di un'unità di controllo in grado di gestire il processo di bilanciamento;
- necessita della presenza di un trasformatore (interno al convertitore Flyback);
- la durata del processo di bilanciamento cresce linearmente all'aumentare del numero di celle in serie.

3.4.3 Flyback converter

Descrizione del circuito

Analogamente alle soluzioni *SCEMT* e *time shared Flyback converter*, anche la topologia "*Flyback converter*" [21] permette di bilanciare attivamente le celle di un generico pacco batterie sfruttando il principio *non adjacent based*. Infatti, come si può osservare dallo schema circuitale rappresentato nella **figura 3.19**, in questo caso la carica in eccesso può essere trasferita direttamente dall'intera stringa alle singole celle per mezzo di un convertitore Flyback realizzato con una struttura a multi-avvolgimento. In particolare, l'avvolgimento primario risulta collegato all'intera stringa, mentre gli avvolgimenti secondari permettono di

accoppiare quest'ultima alle varie celle che la compongono: il numero di avvolgimenti presenti al lato secondario coincide quindi con il numero di celle presenti all'interno della stringa stessa.

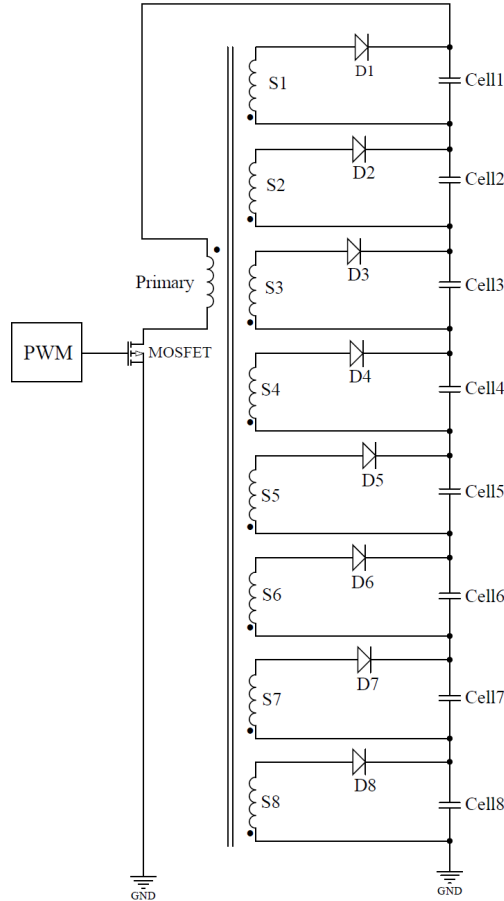


Figura 3.19: Schema circuitale della soluzione *Flyback converter* [21].

Questo metodo di bilanciamento presenta alcune somiglianze rispetto alle ultime due soluzioni presentate. Infatti, analogamente al metodo *SCENT*, anche in questo caso la condizione di equalizzazione viene raggiunta mediante un processo automatico che non necessita di essere gestito da un'unità di controllo esterna. Entrambe le soluzioni sfruttano infatti il principio di funzionamento del convertitore *Flyback* per ripartire equamente la tensione dell'intera stringa tra le varie celle. Tuttavia, a differenza della tecnica *SCENT*, nel *Flyback converter* l'energia di bilanciamento viene trasferita dall'intera stringa alle singole celle e non fluisce nella direzione opposta. Ciò si verifica in quanto le strutture circuitali associate a queste due soluzioni differiscono soltanto per le posizioni in cui sono inseriti switch e diodi, le quali risultano invertite.

Gli aspetti che accomunano questo metodo alla soluzione *time shared Flyback converter* sono invece associati alla presenza del convertitore Flyback e al verso assunto dal flusso energetico. Tuttavia, rispetto alla soluzione *time shared Flyback converter*, in questo caso il processo di bilanciamento non si basa sul principio di *time-sharing*: ciò comporta la necessità di avere più di un avvolgimento al lato secondario. Inoltre, nel *Flyback converter* non è necessaria la presenza di un'unità di controllo in quanto la tensione dell'intera stringa viene equamente ripartita tra le varie celle in modo automatico.

Considerando una generica stringa costituita da N celle poste in serie, per realizzare lo schema rappresentato è necessario utilizzare 1 switch, N diodi e 1 trasformatore multi-avvolgimento operante secondo il principio di funzionamento del convertitore Flyback.

Principio di funzionamento

Il processo di bilanciamento associato alla topologia proposta può essere suddiviso in 2 fasi distinte.

La prima fase, chiamata “*mode 1*”, inizia con l'accensione dello switch posto in serie all'avvolgimento primario: di conseguenza, su tale avvolgimento si deposita una tensione pari a quella dell'intera stringa e si sviluppa una corrente che cresce con un andamento lineare. Durante questa fase l'energia dell'intera stringa viene quindi immagazzinata all'interno del convertitore: essa non può ancora essere ceduta alle singole celle in quanto tutti i diodi presenti al secondario risultano contropolarizzati.

Nella seconda fase, chiamata “*mode 2*”, lo switch primario viene spento e tutti i diodi precedentemente interdetti vengono forzati ad entrare in conduzione. In questo modo, l'energia appena accumulata all'interno del convertitore viene trasferita agli avvolgimenti secondari, caricando le varie celle individualmente. Durante questa fase la tensione ai capi dell'avvolgimento primario risulta negativa.

Applicando il principio del *Volt-second balance*⁷ è possibile ricavare la seguente espressione

$$V_{string} = n \cdot \frac{D}{1-D} \cdot V_{cell}$$

in cui n rappresenta il valore del rapporto di trasformazione ($1 : n$), mentre D il valore del duty cycle (che viene considerato costante). Essa assume un valore importante in quanto permette di concludere che attraverso la soluzione *Flyback converter* la condizione di bilanciamento viene raggiunta automaticamente: essa, infatti, permette di affermare che la tensione ai capi di ogni cella è proporzionale alla tensione dell'intera stringa. Come si può notare, il coefficiente di proporzionalità dipende dai valori assunti da n e da D e deve quindi essere scelto coerentemente con il numero di celle presenti nella stringa. Di conseguenza,

⁷ Il principio del *Volt-second balance* afferma che, in condizioni stazionarie, la tensione ai capi di un induttore ha valore medio nullo.

considerando una stringa costituita da N celle, se lo switch in serie all'avvolgimento primario viene azionato con un duty cycle pari al 50%, il rapporto di trasformazione deve essere imposto pari a $1 : N$.

Principali vantaggi e svantaggi

I principali vantaggi del metodo di bilanciamento *Flyback converter* sono:

- il processo di bilanciamento risulta rapido in quanto l'energia in eccesso viene trasferita tra le varie celle simultaneamente e in modo automatico;
- non è necessario misurare le tensioni di cella ai fini del bilanciamento;
- il controllo risulta estremamente semplice in quanto non è necessario gestire il processo di bilanciamento;
- il processo di bilanciamento coinvolge tutte le celle contemporaneamente;
- presenta una struttura modulare che può essere estesa ad un numero arbitrario di celle in serie.

I principali svantaggi di questa soluzione, invece, sono:

- necessita della presenza di un trasformatore multi-avvolgimento. Ciò rende il sistema voluminoso ed ingombrante a causa della presenza della parte magnetica;
- per un numero di celle non limitato è necessario realizzare una struttura con più moduli.

3.4.4 Wave-trap concept

Descrizione del circuito

La topologia “*wave-trap concept*” [22] permette di bilanciare attivamente le celle di un generico pacco batterie sfruttando il principio *non adjacent based*: in questo caso l'energia di bilanciamento viene trasferita direttamente dall'intera stringa ad una singola cella.

Come si può osservare dallo schema circuitale rappresentato nella **figura 3.20**, ogni cella risulta accoppiata ad una struttura chiamata “*trap structure*”, la quale viene realizzata ponendo in parallelo un induttore e un condensatore. Tali strutture svolgono un ruolo fondamentale per il processo di equalizzazione, in quanto permettono di selezionare la cella di destinazione coinvolta nel trasferimento energetico. Tuttavia, a causa della connessione in serie delle celle, le uscite delle varie *trap structure* devono essere necessariamente isolate tra loro: per questo motivo ogni *trap structure* risulta collegata alla cella ad essa associata per mezzo di un trasformatore. Infine, tutte le varie *trap structure* sono

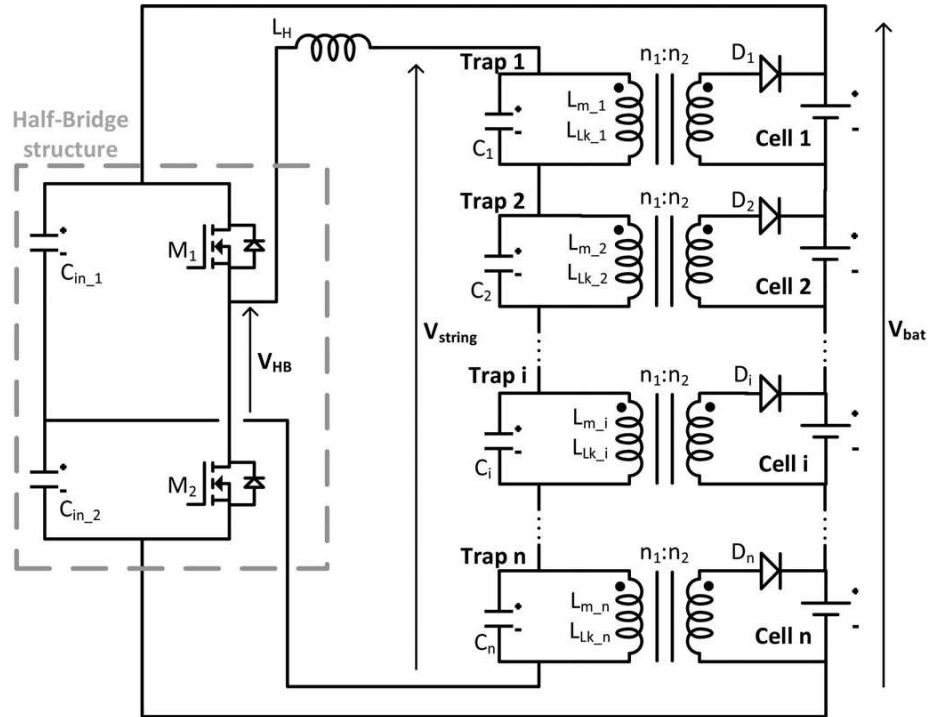


Figura 3.20: Schema circuitale della soluzione *wave-trap concept* [22].

connesse all'intero pacco batterie per mezzo di una struttura ad half-bridge: essa ha il compito di modulare la tensione dell'intera stringa al fine di generare una tensione sinusoidale caratterizzata da una ben specifica frequenza. Come verrà approfondito in seguito, ciò è fondamentale per garantire l'attivazione di un'unica *trap structure* e per fare quindi in modo che l'energia dell'intera stringa venga trasferita soltanto alla singola cella di destinazione, verosimilmente quella che risulta più scarica.

Considerando una generica stringa costituita da N celle poste in serie, per realizzare lo schema rappresentato è necessario utilizzare 1 convertitore half-bridge, 1 induttanza di collegamento, N condensatori, N diodi e N trasformatori.

Principio di funzionamento

Il principio di funzionamento della topologia proposta è basato sul concetto chiamato "*wave-trap*", il quale viene sfruttato per selezionare la cella che deve essere caricata durante il processo di equalizzazione. Per comprendere approfonditamente l'idea che sta alla base di tale concetto è necessario analizzare dettagliatamente il comportamento delle varie *trap structure*. Dato che ogni *trap structure* è formata dal parallelo di un induttore e di un condensatore, l'impedenza di una

generica *trap structure* i -esima alla pulsazione ω risulta

$$Z_i(\omega) = (j\omega L_i) // \left(\frac{1}{j\omega C_i} \right) = \frac{j\omega L_i}{1 - \omega^2 L_i C_i}$$

dove L_i e C_i sono rispettivamente i valori di induttanza e capacità dell'induttore e del condensatore posti in parallelo. Ogni generica impedenza $Z_i(\omega)$ presenta dunque uno zero che introduce un guadagno di +20 dB/dec e due poli che si manifestano alla stessa frequenza, ovvero la frequenza di risonanza, i quali portano ad un decremento di -40 dB/dec. Ciascuna *trap structure* presenta di conseguenza un alto valore di impedenza ad una ben specifica frequenza, che corrisponde esattamente alla frequenza di risonanza. Per garantire la possibilità di selezionare una singola cella per volta, ogni *trap structure* viene dimensionata appositamente in modo tale che la sua frequenza di risonanza sia diversa da quella di tutte le altre *trap structure*. La situazione che si ottiene è quella riportata nella **figura 3.21**, nella quale viene illustrato l'andamento del diagramma di Bode delle diverse impedenze $Z_i(\omega)$.

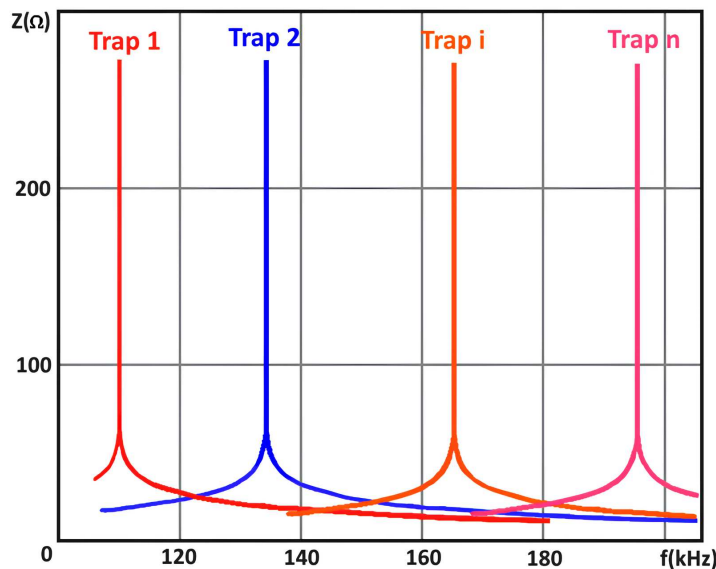


Figura 3.21: Diagramma di Bode delle impedenze $Z_i(\omega)$ associate alle diverse *trap structure* [22].

Come si può intuire osservando la figura, se la tensione sinusoidale generata dalla struttura ad half-bridge si ripete con una frequenza pari alla frequenza di risonanza di una specifica *trap structure*, allora tale *trap structure* avrà un'impedenza notevolmente più alta rispetto a quella di tutte le altre strutture. Ciò significa che la tensione in uscita dal convertitore half-bridge si depositerà prevalentemente su quella specifica *trap structure*, mentre tutte le altre strutture

avranno ai loro capi una tensione pressoché nulla a causa della loro bassa impedenza a quella particolare frequenza. Di conseguenza, attraverso il concetto *wave trap* è possibile selezionare la cella a cui trasferire l'energia scegliendo opportunamente la frequenza di commutazione della struttura ad half-bridge.

Tuttavia, la frequenza di commutazione non rappresenta l'unica variabile di controllo della tecnica *wave-trap concept*: infatti, il comportamento di questo metodo di bilanciamento può inoltre essere influenzato dal valore del duty cycle scelto per il segnale di comando degli switch del convertitore a mezzo ponte. In particolare, è stato dimostrato che agendo sul duty cycle è possibile variare l'ampiezza della tensione che si deposita ai capi della *trap structure* selezionata e, di conseguenza, regolare anche l'intensità della corrente di bilanciamento che scorre verso la cella di destinazione. Tale regolazione si dimostra estremamente importante in quanto permette di controllare con precisione la quantità di energia che viene trasferita e di conseguenza la tensione finale della cella coinvolta nel processo di equalizzazione.

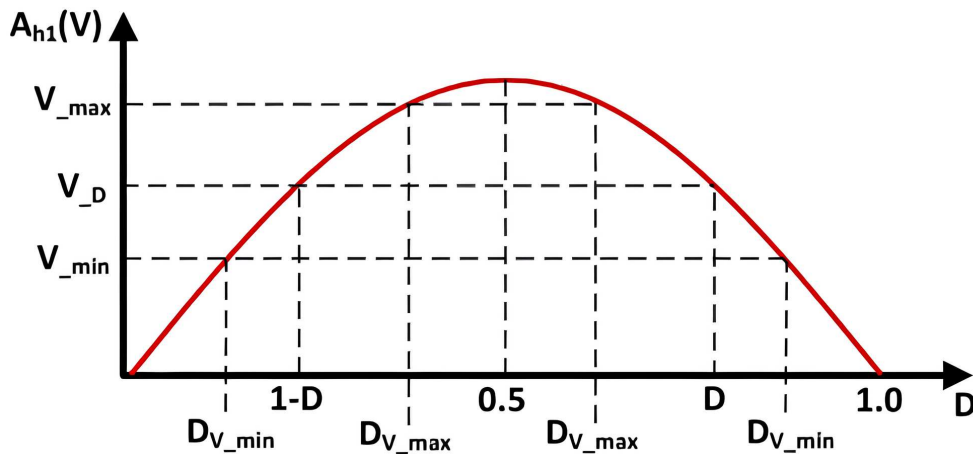


Figura 3.22: Andamento dell'ampiezza della prima armonica della tensione ai capi della *trap structure* in funzione del duty cycle [22].

La figura 3.22 illustra la curva che descrive la relazione presente tra il duty cycle, D , e l'ampiezza della prima armonica della tensione ai capi della *trap structure*, A_{h1} . Come si può notare, dato che lo stesso livello di tensione può essere ottenuto considerando sia un range compreso tra $0 < D < 0,5$ e sia un range compreso tra $0,5 < D < 1$, l'intensità della corrente iniettata può essere controllata sfruttando soltanto uno dei due intervalli presentati. In entrambi i casi, l'intensità massima viene raggiunta scegliendo un duty cycle esattamente pari a 0,5.

Principali vantaggi e svantaggi

I principali vantaggi del metodo di bilanciamento *wave-trap concept* sono:

- il controllo risulta semplice in quanto, grazie al concetto *wave-trap*, per selezionare la cella di destinazione basta scegliere opportunamente la frequenza di commutazione del convertitore half-bridge;
- dal punto di vista implementativo, questo principio di funzionamento permette di ridurre il numero di interruttori controllati senza compromettere le prestazioni del sistema;
- agendo sul duty cycle è possibile controllare precisamente la tensione finale della cella coinvolta nel processo di carica;
- ogni cella risulta isolata galvanicamente grazie alla presenza del trasformatore;
- presenta una struttura modulare che può essere estesa ad un numero arbitrario di celle in serie.

I principali svantaggi di questa soluzione, invece, sono:

- è necessario misurare le tensioni di cella ai fini del bilanciamento;
- necessita di un'unità di controllo in grado di gestire il processo di bilanciamento;
- non è possibile bilanciare più celle contemporaneamente;
- necessita della presenza di un certo numero di trasformatori. Ciò rende il sistema voluminoso ed ingombrante a causa della presenza della parte magnetica;
- può essere utilizzata soltanto per bilanciare stringhe composte da un ridotto numero di celle. La presenza di un elevato numero di celle, infatti, comprometterebbe la selettività delle *trap structure*.

3.4.5 Bidirectional DC/DC converter

Descrizione del circuito

La topologia "*bidirectional DC/DC converter*" [23] permette di bilanciare attivamente le celle di un generico pacco batterie sfruttando il principio *non adjacent based*: in questo caso, l'energia di bilanciamento viene scambiata tra una singola cella e l'intera stringa attraverso un unico convertitore DC/DC bidirezionale.

Come si può osservare dallo schema circuitale illustrato nella **figura 3.23**, tale convertitore presenta due porte: il lato di alta tensione risulta sempre collegato all'intera stringa, mentre il lato di bassa tensione può essere connesso

ad una qualsiasi cella del pacco mediante l'opportuna configurazione dell'array di switch. A causa della necessità di avere un flusso energetico bidirezionale, il convertitore DC/DC è costruito in modo tale che possa operare sia come un convertitore Buck, sia come un convertitore Boost: ciò garantisce un'alta flessibilità in quanto, in funzione dello stato delle varie celle, l'energia può essere trasferita sia dall'intera stringa ad una singola cella e sia da una singola cella all'intera stringa.

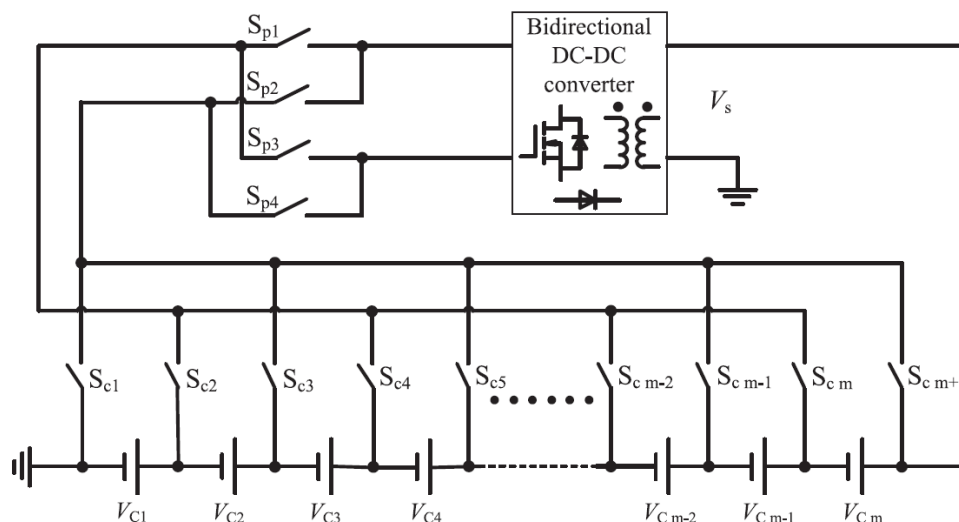


Figura 3.23: Schema circuitale della soluzione *bidirectional DC/DC converter* [23].

La struttura interna del convertitore DC/DC bidirezionale è rappresentata nella **figura 3.24**. Come si può notare, l'isolamento galvanico tra l'intera stringa e le singole celle del pacco batterie è garantito dalla presenza di un trasformatore, il quale ha un rapporto di trasformazione pari a 1:N.

Considerando una generica stringa costituita da N celle poste in serie, per realizzare lo schema rappresentato è necessario utilizzare $N + 5$ switch e 1 convertitore DC/DC bidirezionale. A sua volta, il convertitore contiene 4 switch bidirezionali, 4 condensatori, 2 diodi, 1 induttore e 1 trasformatore.

Principio di funzionamento

Il principio di funzionamento della topologia *bidirectional DC/DC converter* può essere compreso analizzando gli step eseguiti dall'algorithm di bilanciamento. Inizialmente, il circuito di misura aggiorna il dato relativo alle tensioni delle varie celle ed invia tali informazioni all'unità di controllo: quest'ultima stima i corrispondenti valori di SOC e calcola il SOC medio, ovvero il valore di SOC che

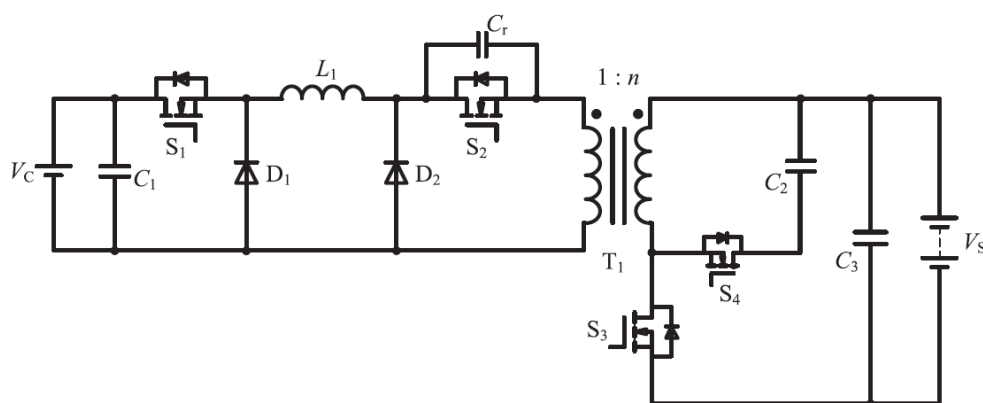


Figura 3.24: Struttura interna del convertitore DC/DC bidirezionale [23].

dovrebbero avere tutte le celle per risultare bilanciate tra loro. Successivamente, sulla base dei risultati ottenuti, per ogni i -esima cella viene calcolata la differenza tra il valore di SOC i -esimo e il valore di SOC medio:

$$\Delta SOC_i = SOC_i - SOC_{avg}$$

Nel caso in cui più di una cella risulti essere sbilanciata, gli N valori ricavati vengono ordinati in modo decrescente. Giunti a questo punto, il processo di bilanciamento ha inizio con l'equalizzazione della cella che presenta il delta maggiore: appena tale cella raggiunge la condizione di bilanciamento, il processo prosegue equalizzando la seconda cella con il delta più grande. Come si può intuire, le celle che risultano sovraccariche vengono quindi bilanciate in modo prioritario rispetto alle celle che presentano un SOC inferiore alla media: tale scelta è dovuta al fatto che, in caso di mancata equalizzazione, le celle sovraccariche sono maggiormente predisposte a possibili guasti.

Durante il processo di bilanciamento, la modalità di lavoro del convertitore DC/DC dipende dal verso del flusso energetico ed è quindi determinata dal segno assunto dalla grandezza ΔSOC_i . Infatti, se la differenza tra il SOC della cella da equalizzare ed il SOC medio è positiva, allora l'energia deve essere trasferita dalla singola cella all'intera stringa ed il convertitore opera nella modalità Boost. Viceversa, se tale differenza risulta negativa, allora l'energia deve essere trasferita dall'intera stringa alla singola cella ed il convertitore opera nella modalità Buck. In entrambi i casi, la corrente di bilanciamento viene controllata per evitare che superi il valore limite massimo consentito.

Principali vantaggi e svantaggi

I principali vantaggi del metodo di bilanciamento *bidirectional DC/DC converter* sono:

- tutti gli switch presenti all'interno della struttura del convertitore commutano in condizioni di ZVS. Ciò permette di ridurre le perdite di commutazione e di massimizzare l'efficienza;
- il sistema risulta estremamente flessibile in quanto l'energia di bilanciamento può essere scambiata tra una singola cella e l'intera stringa in modo bidirezionale;
- presenta una struttura modulare che può essere estesa ad un numero arbitrario di celle in serie.

I principali svantaggi di questa soluzione, invece, sono:

- la condizione di ZVS può essere ottenuta soltanto attraverso la presenza di un circuito *snubber* di protezione. Infatti, per garantire tale condizione, gli switch presenti all'interno del convertitore DC/DC devono essere in grado di tollerare un alto valore massimo di corrente;
- è necessario misurare le tensioni di cella ai fini del bilanciamento;
- necessita di un'unità di controllo in grado di gestire il processo di bilanciamento;
- non è possibile bilanciare più celle contemporaneamente;
- necessita della presenza di un trasformatore (interno al convertitore DC/DC bidirezionale);
- presenta un array di switch da comandare opportunamente.

3.4.6 Confronto delle soluzioni non adjacent based

Le caratteristiche delle soluzioni basate sul principio *non adjacent based* sono state confrontate all'interno della **tabella 3.3**. Per una corretta lettura si tenga presente che il riferimento:

- [19] è associato alla soluzione *Single Charge Equalizer Multiwinding Transformer*;
- [20] è associato alla soluzione *time shared Flyback converter*;
- [21] è associato alla soluzione *Flyback converter*;
- [22] è associato alla soluzione *wave-trap concept*;
- [23] è associato alla soluzione *bidirectional DC/DC converter*.

Parametro	[19]	[20]	[21]	[22]	[23]
velocità	B	B	B	B	B
efficienza	B	B	E	B	E
semplicità di controllo	E	S	E	B	S
costo	S	B	S	S	B
volume	P	B	P	P	B

E: Eccellente, **B**: Buono, **S**: Soddisfacente, **P**: Pessimo

Tabella 3.3: Confronto delle soluzioni basate sul principio *non adjacent based*.

3.5 Mixed

Per la categoria *mixed* verranno analizzate le seguenti topologie:

14. *hierarchical architecture* [9];
15. *automatic Forward-Flyback converter* [24];
16. *modularized bidirectional equalizer* [25];
17. *Multi-Active Half-Bridge converter* [26];
18. *bidirectional Flyback converter* [27].

3.5.1 Hierarchical architecture

Descrizione del circuito

La topologia “*hierarchical architecture*” [9] permette di bilanciare attivamente le celle di un generico pacco batterie sfruttando il cosiddetto principio *mixed*: infatti, a differenza delle soluzioni precedenti, questo metodo presenta una struttura gerarchica costituita da due diversi livelli circuitali, i quali operano in maniera interconnessa garantendo un processo di bilanciamento coordinato. Tale struttura gerarchica si rivela necessaria in quanto, come si può osservare dallo schema circuitale rappresentato nella **figura 3.25**, in questa topologia le celle dell'intera stringa vengono equamente suddivise in diversi moduli: attraverso di essa lo scambio energetico può quindi essere gestito sia dal punto di vista del livello superiore, sia dal punto di vista del livello inferiore. In particolare, il livello superiore si occupa del bilanciamento dell'intera stringa, mentre il livello inferiore ha il compito di equalizzare le celle di ogni singolo modulo: nel primo caso, l'energia di bilanciamento viene trasferita tra i vari moduli attraverso un convertitore multi-porta multi-direzionale, mentre nel secondo caso l'energia in eccesso viene ridistribuita attraverso l'utilizzo di una serie di circuiti basati sul principio

adjacent cell to cell. Di conseguenza, dalla prospettiva del livello inferiore ciascun modulo lavora in maniera autonoma comportandosi come se fosse un pacco batterie isolato, mentre dalla prospettiva del livello superiore ogni modulo viene trattato come se fosse una singola cella di una generica stringa.

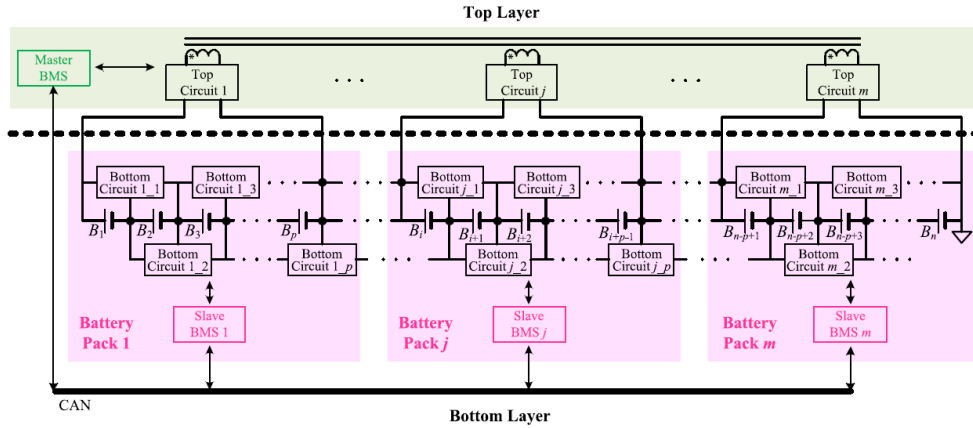


Figura 3.25: Schema circuitale della soluzione *hierarchical architecture* [9].

Considerando una generica stringa costituita da N celle poste in serie e suddivisa in M diversi moduli, per realizzare lo schema rappresentato è necessario utilizzare M circuiti di bilanciamento basati sul principio *adjacent cell to cell* e 1 convertitore multi-porta multi-direzionale. A sua volta, il convertitore multi-porta multi-direzionale è realizzato mediante un trasformatore multi-avvolgimento.

Principio di funzionamento

Il principio di funzionamento della topologia *hierarchical architecture* può essere compreso analizzando la struttura gerarchica che caratterizza il circuito di controllo. Il sistema che gestisce il bilanciamento energetico risulta infatti suddiviso in più parti: in particolare, tale topologia presenta un unico BMS principale e molteplici BMS secondari. Il BMS principale, situato all'interno del livello superiore, ha il compito di gestire il bilanciamento dal punto di vista globale, mentre i BMS secondari, situati nel livello inferiore, lavorano in maniera subordinata al BMS principale e si occupano di gestire il bilanciamento dal punto di vista locale. Ogni BMS secondario risulta infatti associato ad un singolo modulo e comunica con il BMS principale attraverso un CAN bus⁸.

Come si può osservare dallo schema a blocchi illustrato nella **figura 3.26**, l'algoritmo di controllo gestisce il processo di bilanciamento sfruttando sia il

⁸Il CAN bus, acronimo di "Controlled Area Network", è uno standard di comunicazione seriale che consente di mettere in comunicazione diverse unità di controllo.

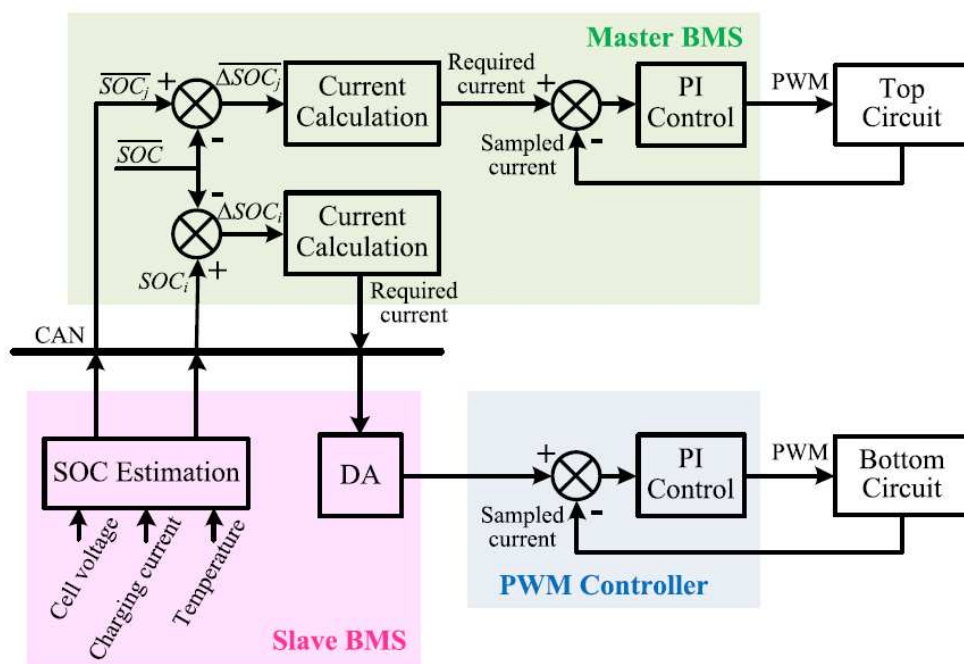


Figura 3.26: Schema a blocchi dell'algoritmo di controllo della soluzione *hierarchical architecture* [9].

BMS del livello superiore e sia i BMS del livello inferiore. Inizialmente, ogni BMS secondario stima il SOC delle celle ad esso associate ed invia i dati ricavati al BMS principale. A partire dalle informazioni ottenute, quest'ultimo calcola il valore medio del SOC di tutte le celle dell'intero pacco batterie e i valori medi del SOC di tutti i diversi moduli. Successivamente, il SOC medio di ciascun modulo e il SOC di ogni singola cella vengono sottratti al SOC medio dell'intero pacco batterie: sulla base dei valori ricavati vengono quindi determinati i riferimenti di corrente di ogni circuito del livello superiore e di ogni circuito del livello inferiore. La corrente di bilanciamento di ciascun circuito viene quindi regolata attraverso una serie di controllori PI, i quali hanno il compito di adeguare il trasferimento energetico al fine di garantire la completa equalizzazione dell'intero pacco batterie.

Dal punto di vista pratico, i circuiti del livello superiore corrispondono a delle strutture half-bridge che, unite ad un trasformatore multi-avvolgimento, formano il convertitore multi-porta multi-direzionale precedentemente menzionato. Tale convertitore fa uso della tecnica di *phase shift modulation*⁹ per trasferire l'energia

⁹La *phase shift modulation* è una strategia di controllo che permette di gestire il trasferimento di potenza tra l'ingresso e l'uscita di un convertitore. In particolare, tale tecnica permette di

tra i vari moduli e garantire quindi l'equalizzazione dell'intero pacco batterie: le onde quadre generate dalle strutture a mezzo ponte vengono infatti opportunamente sfasate tra loro per ottenere uno scambio energetico caratterizzato da intensità e verso specifici.

I circuiti del livello inferiore corrispondono invece a dei convertitori Buck-Boost, i quali, nel loro insieme, formano diverse strutture di bilanciamento basate sulla soluzione *Buck-Boost chopper*: in questo modo, sfruttando il principio *adjacent cell to cell*, tutte le celle di ogni singolo modulo possono equalizzate contemporaneamente.

Principali vantaggi e svantaggi

I principali vantaggi del metodo di bilanciamento *hierarchical architecture* sono:

- la suddivisione in moduli disaccoppia le celle appartenenti a moduli differenti, massimizzando la rapidità e l'efficienza del processo di bilanciamento;
- lo scambio energetico tra i diversi moduli può avvenire simultaneamente. Inoltre, all'interno dei singoli moduli le celle possono essere bilanciate contemporaneamente;
- opera utilizzando correnti di bilanciamento ridotte;
- presenta una struttura modulare e facilmente espandibile.

I principali svantaggi di questa soluzione, invece, sono:

- è necessario misurare le tensioni di cella ai fini del bilanciamento;
- necessita di un'unità di controllo in grado di gestire il processo di bilanciamento;
- la strategia di controllo risulta complessa in quanto la struttura gerarchica deve essere gestita facendo comunicare i diversi BMS attraverso un CAN bus;
- all'interno di un singolo modulo l'energia può essere trasferita soltanto tra celle adiacenti;
- necessita della presenza di un trasformatore multi-avvolgimento. Ciò rende il sistema voluminoso ed ingombrante a causa della presenza della parte magnetica;
- il numero di componenti necessari risulta eccessivo.

regolare l'intensità e la direzione della potenza che viene trasferita sfasando opportunamente le tensioni presenti nei terminali di ingresso e di uscita.

3.5.2 Automatic Forward-Flyback converter

Descrizione del circuito

La topologia “*automatic Forward-Flyback converter*” [24] permette di bilanciare attivamente le celle di un generico pacco batterie attraverso un processo di equalizzazione basato sul principio *mixed*. Infatti, analogamente alla soluzione precedente, le celle dell'intera stringa vengono suddivise in diversi moduli e l'energia di bilanciamento viene scambiata sfruttando una struttura composta da due diversi livelli circuitali. In particolare, il livello superiore gestisce il trasferimento energetico tra i vari moduli garantendo l'equalizzazione dell'intera stringa, mentre il livello inferiore si occupa del bilanciamento delle celle appartenenti ad uno stesso modulo.

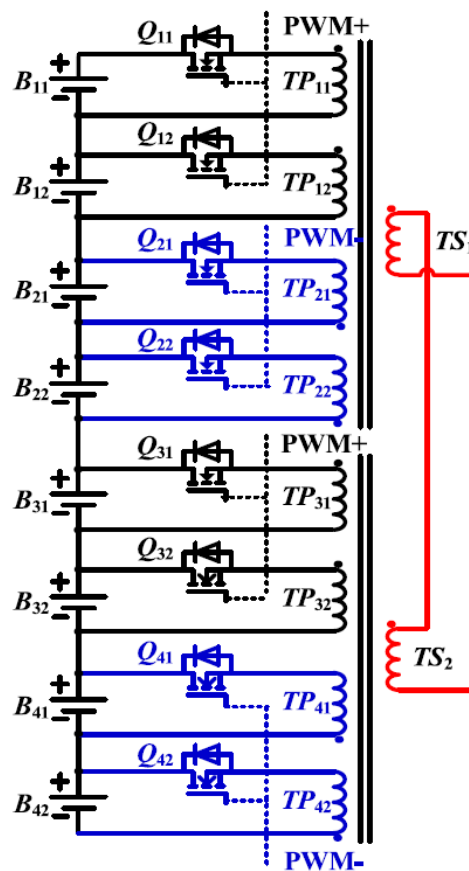


Figura 3.27: Schema circuitale della soluzione *automatic Forward-Flyback converter* [24].

Come si può osservare dallo schema circuitale rappresentato nella **figura**

3.27, ogni modulo presenta al suo interno un trasformatore multi-avvolgimento formato da una serie di avvolgimenti primari e da un unico avvolgimento secondario. Dal punto di vista del livello inferiore l'energia viene quindi trasferita grazie all'accoppiamento dei vari avvolgimenti primari, mentre dal punto di vista del livello superiore l'energia viene scambiata collegando fisicamente gli avvolgimenti secondari dei vari trasformatori. Inoltre, all'interno di ogni singolo modulo, gli avvolgimenti primari vengono suddivisi in due gruppi in modo tale che gli avvolgimenti appartenenti allo stesso gruppo presentino la stessa polarità, mentre gli avvolgimenti appartenenti a gruppi diversi presentino polarità opposta. Sfruttando tale criterio di suddivisione, le celle di uno stesso gruppo possono essere equalizzate attraverso il principio di funzionamento del convertitore Forward, mentre le celle di gruppi diversi possono essere equalizzate attraverso il principio di funzionamento del convertitore Flyback.

Considerando una generica stringa costituita da N celle poste in serie e suddivisa in M diversi moduli, per realizzare lo schema rappresentato è necessario utilizzare N switch e M trasformatori multi-avvolgimento.

Principio di funzionamento

Tutti gli switch presenti all'interno del circuito vengono comandati da una coppia di segnali PWM complementari, i quali sono caratterizzati da una frequenza e da un duty cycle costanti: in particolare, gli switch del primo gruppo conducono durante la prima metà del periodo di commutazione, mentre gli switch del secondo gruppo conducono durante la seconda metà del periodo di commutazione. Il principio di funzionamento della topologia *automatic Forward-Flyback converter* può quindi essere analizzato considerando gli stati topologici associati ai due diversi stati di conduzione, i quali sono illustrati nella **figura 3.28**. È bene evidenziare il fatto che tale figura fa riferimento ad una stringa composta da 4 celle in serie nella quale non è prevista la suddivisione in moduli: infatti, tutte le celle presenti fanno parte dello stesso modulo e risultano suddivise nei due gruppi di polarità opposta.

La prima fase, chiamata "*mode 1*", ha inizio con lo spegnimento degli switch del gruppo II (Q_{21} e Q_{22}) e con l'attivazione degli switch del gruppo I (Q_{11} e Q_{12}). Di conseguenza, negli avvolgimenti primari del gruppo I si generano le correnti di bilanciamento i_{B11} e i_{B12} , mentre le correnti negli avvolgimenti primari del gruppo II sono nulle. Durante questa fase, il lavoro svolto dalle induttanze di magnetizzazione L_{m1} e L_{m2} dipende dallo stato dei due gruppi: infatti, se il gruppo I risulta più carico del gruppo II, esse accumulano l'energia che verrà in seguito trasferita alle celle del gruppo II, mentre se il gruppo I risulta più scarico del gruppo II, esse cedono alle celle del gruppo I l'energia precedentemente immagazzinata all'interno del trasformatore. Di conseguenza, il flusso magnetico fluisce sempre nella direzione che permette di garantire un trasferimento energetico coerente con lo stato di carica dei due gruppi: grazie a ciò, il bilanciamento dei due gruppi può quindi essere ottenuto attraverso la

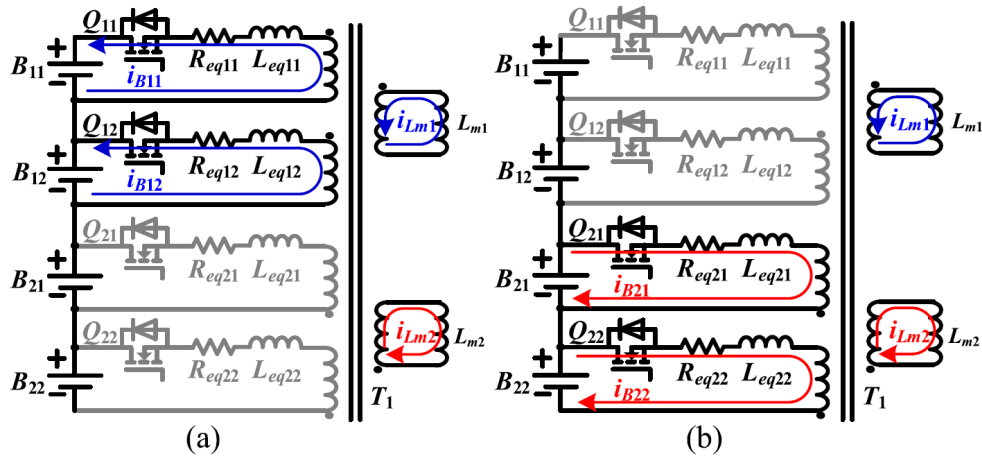


Figura 3.28: Stati topologici associati alle due fasi della soluzione *automatic Forward-Flyback converter* [24].

modalità di conversione Flyback. All'interno del gruppo I, il bilanciamento tra le varie celle viene invece ottenuto sfruttando la modalità di conversione Forward: infatti, si può dimostrare che più la tensione di una generica cella è alta, più la corrente di bilanciamento ad essa associata è bassa. L'energia viene dunque ripartita tra le varie celle coinvolte in modo da raggiungere automaticamente la condizione di equilibrio.

La seconda fase, chiamata "*mode 2*", ha inizio con lo spegnimento degli switch del gruppo I (Q_{11} e Q_{12}) e con l'attivazione degli switch del gruppo II (Q_{21} e Q_{22}). Lo stato topologico del circuito associato a questa fase risulta quindi simile a quello della fase precedente: l'unica differenza sta nel fatto che, in questo caso, le correnti di bilanciamento si sviluppano negli avvolgimenti primari del gruppo II, mentre le correnti negli avvolgimenti primari del gruppo I sono nulle. Come si può intuire, il principio di funzionamento rimane quello analizzato nella *mode 1*: ancora una volta, infatti, le induttanze di magnetizzazione L_{m1} e L_{m2} cedono o accumulano l'energia in funzione dello stato dei due gruppi, i quali vengono bilanciati attraverso la modalità di conversione Flyback. Analogamente alla fase precedente, l'equalizzazione delle celle del gruppo II viene ottenuta sfruttando la modalità di conversione Forward: anche in questo caso, infatti, l'energia viene ripartita automaticamente tra le varie celle coinvolte in modo coerente con lo stato di carica delle stesse.

Principali vantaggi e svantaggi

I principali vantaggi del metodo di bilanciamento *automatic Forward-Flyback converter* sono:

- il processo di bilanciamento risulta rapido ed efficiente in quanto l'energia viene trasferita automaticamente e direttamente da qualsiasi cella con tensione più alta a qualsiasi cella con tensione più bassa. Inoltre, lo scambio energetico tra i diversi moduli può avvenire simultaneamente;
- non è necessario misurare le tensioni di cella ai fini del bilanciamento;
- il controllo risulta estremamente semplice in quanto non è necessario gestire il processo di bilanciamento;
- non è necessario alcun circuito di smagnetizzazione in quanto l'energia magnetica che viene periodicamente immagazzinata nel trasformatore viene automaticamente resettata grazie alla struttura complementare del circuito;
- presenta una struttura modulare e facilmente espandibile.

Il principale svantaggio di questa soluzione, invece, è:

- necessita della presenza di una serie di trasformatori multi-avvolgimento. Ciò rende il sistema voluminoso ed ingombrante a causa della presenza della parte magnetica.

3.5.3 Modularized bidirectional equalizer

Descrizione del circuito

La topologia “*modularized bidirectional equalizer*” [25] permette di bilanciare attivamente le celle di un generico pacco batterie attraverso un processo di equalizzazione basato sul principio *mixed*: in questo caso, infatti, la condizione di bilanciamento viene raggiunta sfruttando tre diverse modalità, che sono chiamate “*cell to cell*” (C2C), “*pack to cell*” (P2C) e “*cell to pack*” (C2P). In sostanza, nella modalità C2C l'energia viene scambiata tra le singole celle selezionate, mentre nelle modalità P2C e C2P l'energia viene rispettivamente trasferita dall'intero pacco batterie alle singole celle selezionate e viceversa.

Come si può osservare dallo schema circuitale rappresentato nella **figura 3.29**, la topologia proposta presenta una struttura composta da tre macro-blocchi principali, che corrispondono a un ponte di switch, un trasformatore multi-avvolgimento e una serie di moduli contenenti le celle dell'intera stringa. Il ponte di switch, composto dagli interruttori $S1$, $S2$, $S3$ e $S4$, ha il compito di imprimere sempre la corretta polarità alla tensione in ingresso al trasformatore: infatti, tale tensione deve essere regolata a seconda del fatto che le celle di destinazione siano pari oppure dispari. Di conseguenza, gli switch $S1$ e $S3$ vengono attivati quando devono essere bilanciate le celle dispari, mentre gli switch $S2$ e $S4$ vengono attivati quando devono essere bilanciate le celle pari. Il trasformatore multi-avvolgimento, utilizzato per veicolare l'energia durante il processo di

bilanciamento, è invece composto da un unico avvolgimento primario e da una serie di avvolgimenti secondari. In particolare, l'avvolgimento primario risulta collegato all'intera stringa, mentre gli avvolgimenti secondari permettono di accoppiare quest'ultima ai diversi moduli: il numero di avvolgimenti presenti al lato secondario coincide quindi con il numero di moduli presenti nella struttura circuitale. Infine, ogni singolo modulo contiene lo stesso numero di celle e presenta al suo interno un array di switch che permette di selezionare le celle stesse. Essi vengono sfruttati per disaccoppiare tra loro le celle dell'intera stringa e garantire quindi la possibilità di bilanciare più celle contemporaneamente.

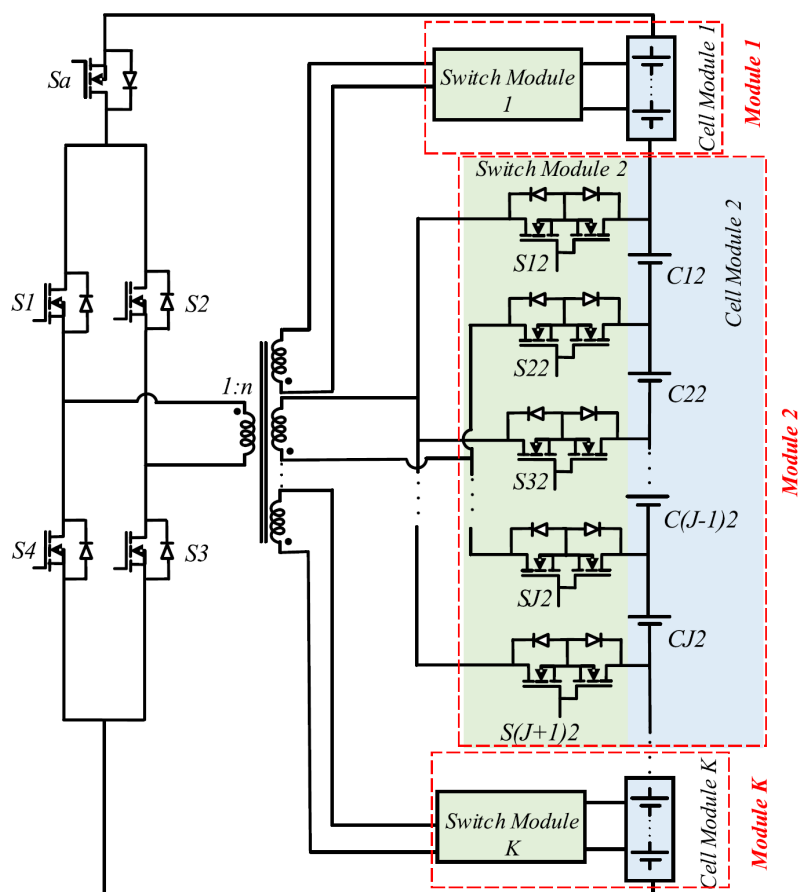


Figura 3.29: Schema circuitale della soluzione *modularized bidirectional equalizer* [25].

Considerando una generica stringa costituita da N celle poste in serie e suddivisa in M diversi moduli contenenti J celle ciascuno, per realizzare lo schema rappresentato è necessario utilizzare $M \cdot (J + 1) + 5$ switch e 1 trasformatore multi-avvolgimento.

Principio di funzionamento

La topologia *modularized bidirectional equalizer* può operare in 2 diverse modalità di funzionamento: nella prima modalità l'energia viene trasferita dall'intero pacco batterie alle celle più scariche di ciascun modulo, mentre nella seconda modalità essa viene trasferita sia tra le celle più cariche di ogni modulo e sia da quest'ultime all'intero pacco batterie. Di conseguenza, la prima modalità è basata sul principio P2C, mentre la seconda modalità sui principi C2C e C2P. La **figura 3.30**, ricavata considerando una stringa composta da 4 celle in serie e suddivisa in 2 moduli contenenti 2 celle ciascuno, illustra l'andamento temporale delle correnti di bilanciamento in entrambe le modalità di funzionamento e può quindi essere osservata per comprendere meglio il comportamento del sistema presentato.

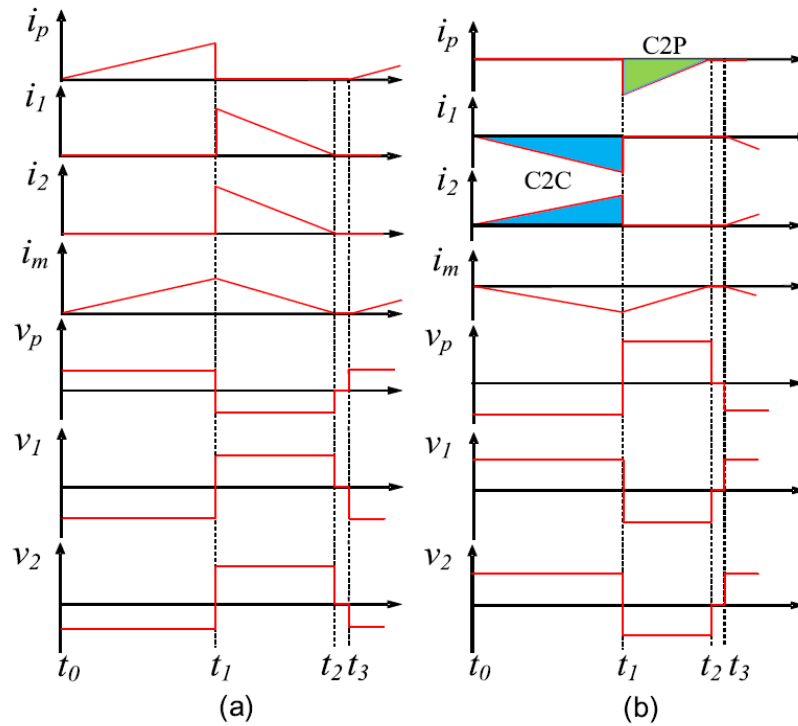


Figura 3.30: Andamento della corrente di bilanciamento nelle modalità P2C e C2C/C2P associate alla soluzione *modularized bidirectional equalizer* [25].

Il principio di funzionamento della modalità P2C può essere studiato suddividendo un periodo di commutazione in 3 diverse fasi. La prima fase ha inizio con l'identificazione della cella più scarica di ogni singolo modulo. Se le M celle individuate sono prevalentemente di indice pari, l'energia verrà trasferita alla cella di indice pari più scarica di ciascun modulo. Se, invece, le M celle indivi-

duate sono prevalentemente di indice dispari, l'energia verrà trasferita alla cella di indice dispari più scarica di ciascun modulo. Una volta determinate le M celle di destinazione, gli switch della struttura a ponte vengono attivati opportunamente insieme allo switch S_a , facendo in modo che la tensione dell'intera stringa si depositi ai capi dell'avvolgimento primario con la giusta polarità. A questo punto, dato che la tensione ai capi dell'induttanza di magnetizzazione risulta costante, nell'avvolgimento primario scorre una corrente che cresce con un andamento lineare: durante questa fase, l'energia ceduta dall'intero pacco batterie viene dunque immagazzinata all'interno del trasformatore.

La seconda fase ha inizio con lo spegnimento degli switch della struttura a ponte e con l'opportuna accensione degli switch della struttura di accesso alle celle: l'attivazione di tali switch permette di definire il percorso attraverso il quale l'energia precedentemente accumulata nel trasformatore viene trasferita alle M celle individuate. Durante questa fase la corrente nell'avvolgimento primario è nulla, mentre negli avvolgimenti secondari scorrono delle correnti che decrescono con un andamento lineare.

La terza fase inizia appena le correnti di bilanciamento che scorrono sugli avvolgimenti secondari si annullano. In quest'ultimo lasso temporale nel circuito non scorre alcuna corrente e il sistema finisce di operare in modalità DCM. Successivamente, il processo di bilanciamento prosegue con la ripetizione delle 3 fasi descritte e facendo in modo che vengano equalizzate alternativamente celle pari e celle dispari.

Analogamente alla modalità P2C, anche il principio di funzionamento della modalità C2C/C2P può essere descritto considerando 3 diverse fasi. La prima fase ha inizio con l'identificazione della cella più carica di ogni singolo modulo e con l'attivazione degli switch che permettono di selezionare le M celle individuate. Una volta attivati gli opportuni switch della struttura di accesso alle celle, la tensione ai capi dei vari avvolgimenti secondari corrisponde a quella delle singole celle selezionate: dato che tutti gli avvolgimenti secondari hanno lo stesso numero di spire, tali tensioni devono essere necessariamente uguali tra loro. Ciò significa che, durante questa fase, le celle più cariche di ciascun modulo vengono bilanciate attraverso uno scambio energetico basato sul principio C2C: di conseguenza, le celle che presentano una tensione inferiore alla media subiscono un processo di carica, mentre le celle che presentano una tensione superiore alla media subiscono un processo di scarica. Il verso delle correnti di bilanciamento che si sviluppano negli avvolgimenti secondari dipende quindi dallo stato della cella corrispondente: infatti, se una generica cella si ritrova in uno stato di carica la corrente ad essa associata è positiva, mentre se si ritrova in uno stato di scarica la corrente ad essa associata è negativa. La corrente che scorre nell'induttanza di magnetizzazione decresce invece con un andamento lineare: la tensione che si deposita ai capi di tale induttanza risulta infatti costante e di segno opposto rispetto alle tensioni dei vari avvolgimenti secondari. Ciò significa che, durante questa fase, parte dell'energia delle M celle selezionate viene immagazzinata

all'interno del trasformatore.

La seconda fase della modalità C2C/C2P inizia con lo spegnimento di tutti gli switch precedentemente attivi e con l'accensione dello switch S_a e della coppia di switch opportuna della struttura a ponte. In questo modo, l'energia temporaneamente accumulata all'interno del trasformatore viene ceduta all'intera stringa sulla base del principio C2P. Di conseguenza, la corrente che scorre nell'avvolgimento primario decresce con un andamento lineare, mentre negli avvolgimenti secondari non scorre alcuna corrente.

La terza fase inizia appena la corrente di bilanciamento si annulla. Analogamente alla modalità P2C, in quest'ultimo lasso temporale nel circuito non scorre alcuna corrente e il sistema finisce di operare in modalità DCM. Successivamente, il processo di bilanciamento prosegue con la ripetizione delle 3 fasi descritte.

Principali vantaggi e svantaggi

I principali vantaggi del metodo di bilanciamento *modularized bidirectional equalizer* sono:

- il processo di bilanciamento risulta rapido in quanto la modularizzazione permette di trasferire l'energia a M celle contemporaneamente;
- risulta estremamente flessibile in quanto l'energia può essere trasferita attraverso le modalità C2C, C2P e P2C. Di conseguenza, le limitazioni associate a ciascun metodo possono essere superate utilizzando di volta in volta la modalità più opportuna per una determinata situazione;
- i vari moduli possono essere equalizzati senza la necessità di utilizzare componenti aggiuntivi;
- grazie al funzionamento in modalità DCM, gli switch della struttura a ponte e della struttura di accesso alle celle commutano in condizioni di ZCS. Ciò permette di migliorare l'efficienza del processo di bilanciamento;
- presenta una struttura modulare e facilmente espandibile.

I principali svantaggi di questa soluzione, invece, sono:

- è necessario misurare le tensioni di cella ai fini del bilanciamento;
- necessita di un'unità di controllo in grado di gestire il processo di bilanciamento;
- è necessario utilizzare un circuito *snubber* di protezione per evitare che si vengano a creare picchi di corrente durante il processo di equalizzazione;

- necessita della presenza di un trasformatore multi-avvolgimento. Ciò rende il sistema voluminoso ed ingombrante a causa della presenza della parte magnetica;
- il numero di componenti necessari risulta eccessivo.

3.5.4 Multi-Active Half-Bridge converter

Descrizione del circuito

La topologia “*Multi-Active Half-Bridge converter*” [26], spesso abbreviata in “*MAHB converter*”, permette di bilanciare attivamente le celle di un generico pacco batterie attraverso un processo di equalizzazione basato sul principio *mixed*. Infatti, analogamente alla soluzione precedente, la condizione di bilanciamento può essere raggiunta sfruttando sia la modalità *cell to cell* (C2C) e sia le modalità *pack to cell* (P2C) e *cell to pack* (C2P): l'energia può quindi essere scambiata sia tra le singole celle selezionate e sia tra l'intero pacco batterie e le singole celle selezionate.

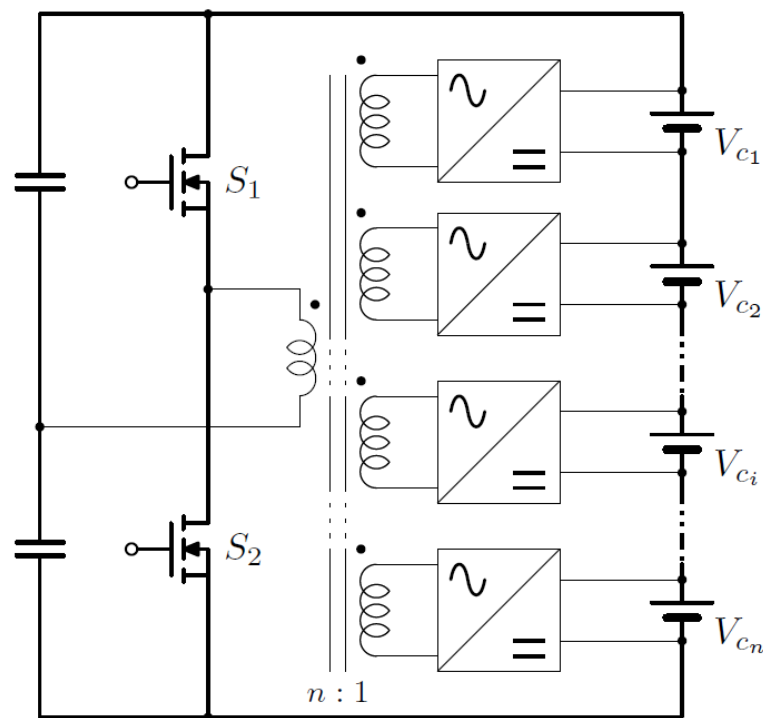


Figura 3.31: Schema circuitale della soluzione *Multi-Active Half-Bridge converter* [26].

Come si può osservare dallo schema circuitale rappresentato nella **figura 3.31**, nella topologia proposta l'energia in eccesso viene trasferita attraverso la tecnica di *phase shift modulation* tramite un convertitore multi-porta multi-direzionale, il quale è realizzato mediante un trasformatore multi-avvolgimento e una serie di convertitori half-bridge. Il trasformatore multi-avvolgimento è composto da un unico avvolgimento primario e da una serie di avvolgimenti secondari. In particolare, l'avvolgimento primario risulta collegato all'intera stringa, mentre gli avvolgimenti secondari permettono di accoppiare quest'ultima alle diverse celle: il numero di avvolgimenti presenti al lato secondario coincide quindi con il numero di celle presenti all'interno del pacco batterie. I convertitori half-bridge, situati in corrispondenza di ogni singola cella e dell'intera stringa, hanno invece il compito di generare delle tensioni ad onda quadra opportunamente sfasate tra loro per ottenere uno scambio energetico caratterizzato da intensità e verso specifici.

Considerando una generica stringa costituita da N celle poste in serie, per realizzare lo schema rappresentato è necessario utilizzare 1 convertitore multi-porta multi-direzionale. A sua volta, esso viene realizzato mediante $N + 1$ convertitori half-bridge e 1 trasformatore multi-avvolgimento.

Principio di funzionamento

Il principio di funzionamento della topologia *Multi-Active Half-Bridge converter* può essere analizzato considerando le diverse modalità tramite le quali è possibile ottenere la condizione di bilanciamento.

Quando l'energia viene trasferita attraverso la modalità C2C, gli unici convertitori half-bridge attivi sono quelli corrispondenti alle celle coinvolte nel processo di bilanciamento: in questo caso, quindi, il convertitore presente al lato primario, che è associato all'intera stringa, rimane sempre spento e l'energia viene scambiata soltanto attraverso gli avvolgimenti del lato secondario. Gli switch presenti all'interno dei convertitori attivi vengono controllati tramite dei segnali PWM caratterizzati da un duty cycle costante (pari al 50%) e opportunamente sfasati tra loro: i valori di sfasamento, infatti, devono essere scelti adeguatamente in funzione dell'intensità e della direzione dell'energia che deve essere trasferita tra le varie celle. Di conseguenza, sfruttando la tecnica di *phase shift modulation*, l'energia può essere scambiata in modo multi-direzionale garantendo la possibilità di bilanciare più celle contemporaneamente.

Le modalità P2C e C2P vengono rispettivamente utilizzate nei particolari casi in cui una singola cella risulti molto più scarica o molto più carica delle restanti altre: nella prima modalità, infatti, l'energia viene trasferita dall'intera stringa alla singola cella più scarica, mentre nella seconda modalità essa viene trasferita dalla singola cella più carica all'intera stringa. Di conseguenza, in entrambi i casi, gli unici convertitori half-bridge coinvolti nel processo di bilanciamento sono quelli associati all'intero pacco batterie e alla singola cella che deve cedere o ricevere l'energia. Analogamente alla modalità C2C, anche in questo caso l'e-

nergia in eccesso viene scambiata attraverso la tecnica di *phase shift modulation*: l'intensità e la direzione del flusso di potenza vengono infatti determinate dallo sfasamento presente tra i segnali di comando degli switch delle strutture a mezzo ponte. Di conseguenza, se l'energia deve essere trasferita da pacco a cella (P2C) lo sfasamento avrà segno positivo, mentre se l'energia deve essere trasferita da cella a pacco (C2P) lo sfasamento avrà segno negativo.

Principali vantaggi e svantaggi

I principali vantaggi del metodo di bilanciamento *Multi-Active Half-Bridge converter* sono:

- il processo di bilanciamento risulta rapido ed efficiente in quanto il convertitore multi-porta multi-direzionale consente di bilanciare più celle contemporaneamente;
- risulta estremamente flessibile in quanto l'energia può essere trasferita attraverso le modalità C2C, C2P e P2C. Di conseguenza, le limitazioni associate a ciascun metodo possono essere superate utilizzando di volta in volta la modalità più opportuna per una determinata situazione;
- i segnali di comando vengono applicati solamente agli switch delle celle coinvolte nel processo di bilanciamento, evitando così inutili perdite di potenza;
- il trasformatore multi-avvolgimento viene progettato per lavorare ad alta frequenza al fine di ridurre gli ingombri e le perdite di energia;
- dimensionando opportunamente l'induttanza di dispersione del trasformatore è possibile operare in condizioni di ZVS per un ampio range di correnti di bilanciamento;
- presenta una struttura modulare e facilmente espandibile.

I principali svantaggi di questa soluzione, invece, sono:

- è necessario misurare le tensioni di cella ai fini del bilanciamento;
- necessita di un'unità di controllo in grado di gestire il processo di bilanciamento;
- necessita della presenza di un trasformatore multi-avvolgimento. Ciò rende il sistema voluminoso ed ingombrante a causa della presenza della parte magnetica.

3.5.5 Multidirectional Flyback converter

Descrizione del circuito

La topologia “*multidirectional Flyback converter*” [27] permette di bilanciare attivamente le celle di un generico pacco batterie attraverso un processo di equalizzazione basato sul principio *mixed*: infatti, grazie alla flessibilità della struttura circuitale, il percorso del flusso energetico può essere adattato in funzione dello stato delle varie celle. In questo modo, l’energia può essere trasferita da qualsiasi cella a qualsiasi altra cella, rendendo possibile l’implementazione delle ben note modalità C2C, P2C e C2P.

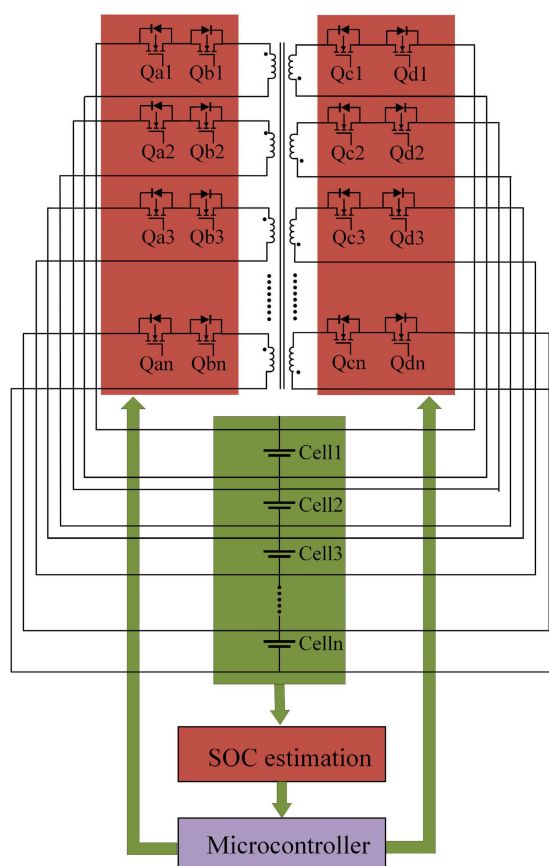


Figura 3.32: Schema circuitale della soluzione *multidirectional Flyback converter* [27].

Come si può osservare dallo schema circuitale rappresentato nella **figura 3.32**, nella topologia proposta l’energia viene scambiata attraverso un convertitore Flyback multi-ingresso multi-uscita realizzato mediante un trasformatore

multi-avvolgimento. Il numero di avvolgimenti presenti al lato primario e al lato secondario di tale trasformatore coincide con il numero di celle presenti all'interno della stringa: ogni singola cella viene infatti collegata ad un avvolgimento primario e ad un avvolgimento secondario per mezzo di uno switch bidirezionale. Di conseguenza, controllando opportunamente tali switch, ciascuna cella può essere connessa all'ingresso o all'uscita del convertitore Flyback: in particolare, se viene attivato lo switch primario la cella cede energia, mentre se viene attivato lo switch secondario la cella accumula energia. Operando in questo modo, la configurazione dello schema circuitale può essere adattata al fine di garantire un flusso energetico coerente con la condizione di bilanciamento.

Considerando una generica stringa costituita da N celle poste in serie, per realizzare lo schema rappresentato è necessario utilizzare $2 \cdot N$ switch bidirezionali e 1 convertitore Flyback multi-ingresso multi-uscita. A sua volta, il convertitore Flyback multi-ingresso multi-uscita è realizzato mediante 1 trasformatore multi-avvolgimento.

Principio di funzionamento

Il principio di funzionamento della soluzione *multidirectional Flyback converter* può essere studiato considerando gli step eseguiti dall'algoritmo di bilanciamento. Inizialmente, il circuito di misura aggiorna il dato relativo alle tensioni delle varie celle ed invia tali informazioni all'unità di controllo: quest'ultima stima i corrispondenti valori di SOC e calcola il SOC medio, ovvero il valore di SOC che dovrebbero avere tutte le celle per risultare bilanciate tra loro. Successivamente, sulla base dei risultati ottenuti, l'unità di controllo stabilisce la modalità di funzionamento più adatta alla situazione di sbilanciamento che si presenta.

Come si può osservare dalla **figura 3.33**, le situazioni di sbilanciamento che si possono verificare possono essere suddivise in 4 diverse categorie:

1. tutte le celle presentano un SOC simile tra loro, tranne una che presenta un SOC molto maggiore (caso **a**);
2. tutte le celle presentano un SOC simile tra loro, tranne una che presenta un SOC molto maggiore e una che presenta un SOC molto minore (caso **b**);
3. alcune celle presentano un SOC simile tra loro, mentre altre presentano un SOC molto maggiore o un SOC molto minore (caso **c**);
4. tutte le celle presentano un SOC simile tra loro, tranne una che presenta un SOC molto minore (caso **d**).

Se si verifica il caso (**a**), la modalità di funzionamento che viene utilizzata è quella chiamata "*one highest balancing mode*". Viceversa, se si verifica il caso (**d**), la modalità di funzionamento che viene utilizzata è quella chiamata "*one lowest balancing mode*". Infine, per i casi (**b**) e (**c**) viene utilizzata la modalità di

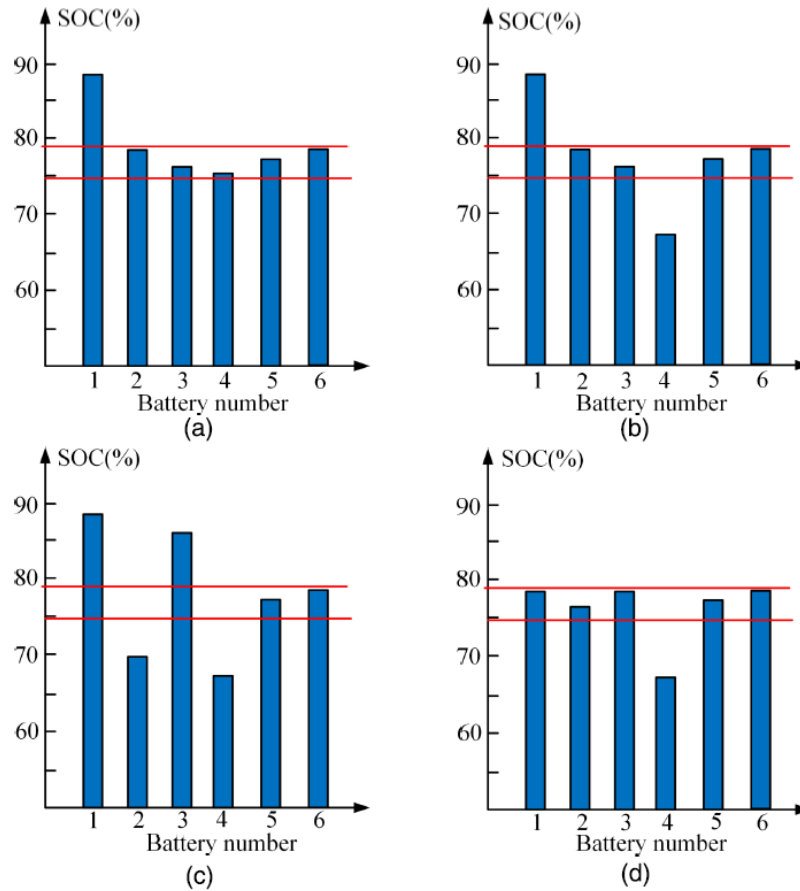


Figura 3.33: Possibili situazioni di sbilanciamento che si possono verificare tra le varie celle di un generico pacco batterie.

funzionamento chiamata “*some high and some low balancing mode*”. Le modalità appena citate verranno analizzate considerando una stringa composta da 4 celle in serie: SOC_{B_1} , SOC_{B_2} , SOC_{B_3} e SOC_{B_4} rappresentano rispettivamente gli stati di carica delle celle B_1 , B_2 , B_3 e B_4 .

La modalità di funzionamento *one highest balancing mode* fa riferimento alla condizione in cui $SOC_{B_1} > SOC_{avg} > SOC_{B_2} > SOC_{B_3} > SOC_{B_4}$: in questo caso la cella B_1 viene collegata al lato primario del trasformatore, mentre le celle B_2 , B_3 e B_4 vengono collegate al lato secondario del trasformatore. Di conseguenza, in questa modalità, l’energia viene rilasciata soltanto dalla cella B_1 e assorbita dalle celle B_2 , B_3 e B_4 . All’inizio del processo di equalizzazione lo scambio energetico coinvolge soltanto le celle B_1 e B_4 : in questo primo frangente, infatti, l’energia viene trasferita dalla cella B_1 alla cella B_4 , mentre le celle B_2 e B_3 rimangono momentaneamente in attesa. Mano a mano che il processo

prosegue, SOC_{B_1} continua a diminuire, mentre SOC_{B_4} continua ad aumentare fino a che, ad un certo punto, si verifica $SOC_{B_4} = SOC_{B_3}$. Una volta raggiunta tale condizione, lo switch associato alla cella B_3 viene attivato in modo tale che quest'ultima possa caricarsi congiuntamente alla cella B_4 . Successivamente, quando si verifica $SOC_{B_4} = SOC_{B_3} = SOC_{B_2}$, lo switch associato alla cella B_2 viene attivato permettendo a quest'ultima di caricarsi alla stessa velocità delle celle B_3 e B_4 . Infine, quando $SOC_{B_4} = SOC_{B_3} = SOC_{B_2} = SOC_{B_1}$, il processo di bilanciamento si conclude.

La modalità di funzionamento *some high and some low balancing mode* fa riferimento alla condizione in cui $SOC_{B_1} > SOC_{B_2} > SOC_{avg} > SOC_{B_3} > SOC_{B_4}$: in questo caso le celle B_1 e B_2 vengono collegate al lato primario del trasformatore, mentre le celle B_3 e B_4 vengono collegate al lato secondario del trasformatore. Di conseguenza, in questa modalità, l'energia rilasciata dalle celle B_1 e B_2 viene assorbita dalle celle B_3 e B_4 . Analogamente alla modalità *one highest balancing mode*, all'inizio del processo di equalizzazione l'energia viene trasferita dalla cella B_1 alla cella B_4 , mentre le celle B_2 e B_3 rimangono momentaneamente in attesa. Mano a mano che il processo prosegue, SOC_{B_1} continua a diminuire, mentre SOC_{B_4} continua ad aumentare. Appena si verifica $SOC_{B_1} = SOC_{B_2}$, lo switch associato alla cella B_2 viene attivato in modo tale che quest'ultima possa scaricarsi congiuntamente alla cella B_1 . Viceversa, appena si verifica $SOC_{B_4} = SOC_{B_3}$, lo switch associato alla cella B_3 viene attivato in modo tale che quest'ultima possa caricarsi congiuntamente alla cella B_4 . Di conseguenza, ad un certo punto, le celle B_1 e B_2 trasferiranno l'energia alle celle B_3 e B_4 : ciò avviene nel momento in cui $SOC_{B_1} = SOC_{B_2} > SOC_{B_3} = SOC_{B_4}$. Infine, quando $SOC_{B_1} = SOC_{B_2} = SOC_{B_3} = SOC_{B_4}$, il processo di bilanciamento si conclude.

La modalità di funzionamento *one lowest balancing mode* fa riferimento alla condizione in cui $SOC_{B_1} > SOC_{B_2} > SOC_{B_3} > SOC_{avg} > SOC_{B_4}$: in questo caso le celle B_1 , B_2 e B_3 vengono collegate al lato primario del trasformatore, mentre la cella B_4 viene collegata al lato secondario del trasformatore. Di conseguenza, in questa modalità, l'energia viene rilasciata dalle celle B_1 , B_2 e B_3 assorbita soltanto dalla cella B_4 . Analogamente alle modalità analizzate precedentemente, all'inizio del processo di equalizzazione l'energia viene trasferita dalla cella B_1 alla cella B_4 , mentre le celle B_2 e B_3 rimangono momentaneamente in attesa. Mano a mano che il processo prosegue, SOC_{B_4} continua ad aumentare, mentre SOC_{B_1} continua a diminuire fino a che, ad un certo punto, si verifica $SOC_{B_1} = SOC_{B_2}$. Una volta raggiunta tale condizione, lo switch associato alla cella B_2 viene attivato in modo tale che quest'ultima possa scaricarsi congiuntamente alla cella B_1 . Successivamente, quando si verifica $SOC_{B_1} = SOC_{B_2} = SOC_{B_3}$, lo switch associato alla cella B_3 viene attivato permettendo a quest'ultima di scaricarsi alla stessa velocità delle celle B_1 e B_2 . Infine, quando $SOC_{B_1} = SOC_{B_2} = SOC_{B_3} = SOC_{B_4}$, il processo di bilanciamento si conclude.

Principali vantaggi e svantaggi

I principali vantaggi del metodo di bilanciamento *multidirectional Flyback converter* sono:

- il processo di bilanciamento risulta rapido ed efficiente in quanto il convertitore multi-ingresso multi-uscita consente di bilanciare più celle contemporaneamente;
- risulta estremamente flessibile in quanto l'energia può essere trasferita attraverso le modalità C2C, C2P e P2C. Di conseguenza, le limitazioni associate a ciascun metodo possono essere superate utilizzando di volta in volta la modalità più opportuna per una determinata situazione;
- è basato su una strategia di controllo semplice ma rigorosa, che permette di raggiungere la condizione di bilanciamento scambiando il minor quantitativo possibile di energia;
- presenta una struttura modulare e facilmente espandibile.

I principali svantaggi di questa soluzione, invece, sono:

- è necessario misurare le tensioni di cella ai fini del bilanciamento;
- necessita di un'unità di controllo in grado di gestire il processo di bilanciamento;
- è adatto ad un numero di celle in serie limitato;
- durante il processo di equalizzazione si verificano occasionalmente dei picchi di corrente;
- necessita della presenza di un trasformatore multi-avvolgimento. Ciò rende il sistema voluminoso ed ingombrante a causa della presenza della parte magnetica;
- il numero di componenti necessari risulta eccessivo.

3.5.6 Confronto delle soluzioni mixed

Le caratteristiche delle soluzioni basate sul principio *mixed* sono state confrontate all'interno della **tabella 3.4**. Per una corretta lettura si tenga presente che il riferimento:

- [9] è associato alla soluzione *hierarchical architecture*;
- [24] è associato alla soluzione *automatic Forward-Flyback converter*;
- [25] è associato alla soluzione *modularized bidirectional equalizer*;

- [26] è associato alla soluzione *Multi-Active Half-Bridge converter*;
- [27] è associato alla soluzione *bidirectional Flyback converter*.

Parametro	[9]	[24]	[25]	[26]	[27]
velocità	E	E	B	B	E
efficienza	B	B	E	E	E
semplicità di controllo	S	E	S	S	P
costo	P	S	S	S	P
volume	P	S	P	S	P

E: Eccellente, **B**: Buono, **S**: Soddisfacente, **P**: Pessimo

Tabella 3.4: Confronto delle soluzioni basate sul principio *mixed*.

3.6 Confronto generale

La **tabella 3.5** permette di confrontare i diversi principi di funzionamento associati alle varie tecniche di bilanciamento. Per una corretta lettura si tenga presente che il termine:

- “ac2c” fa riferimento alla categoria *adjacent cell to cell*;
- “dc2c” fa riferimento alla categoria *direct cell to cell*;
- “nab” fa riferimento alla categoria *non adjacent based*;
- “mix” fa riferimento alla categoria *mixed*.

Parametro	ac2c	dc2c	nab	mix
velocità	P	S	B	E
efficienza	P	B	S	E
semplicità di controllo	E	B	B	P
costo	E	B	S	P
volume	E	B	S	P

E: Eccellente, **B**: Buono, **S**: Soddisfacente, **P**: Pessimo

Tabella 3.5: Confronto dei diversi principi di funzionamento associati alle varie tecniche di bilanciamento.

Capitolo 4

Approfondimento della soluzione MAHB converter

4.1 Motivazioni

In questo capitolo verrà approfondito il funzionamento della soluzione *Multi-Active Half-Bridge converter*, precedentemente descritta nel **capitolo 3** “*Tecniche di bilanciamento attivo: stato dell’arte*” all’interno del **paragrafo 3.5.4** “*Multi-Active Half-Bridge converter*”. La scelta di concentrarsi su questa topologia è dovuta al fatto che la soluzione *MAHB converter*:

- risulta estremamente flessibile, ma al contempo non eccessivamente complessa. Infatti, come accennato precedentemente, essa permette di scambiare l’energia sia nella modalità C2C, sia nelle modalità C2P e P2C;
- presenta uno schema circuitale migliorabile, che verrà in seguito modificato al fine di ottenere una soluzione più compatta e meno ingombrante.

Per una questione di comodità, nella **figura 4.1** viene riproposto lo schema circuitale associato a tale tecnica di bilanciamento.

4.2 Espressioni per lo scambio di potenza

Come accennato precedentemente, la topologia *MAHB converter* sfrutta la tecnica di *phase shift modulation* per ottenere l’equalizzazione delle celle che compongono il pacco batterie. Di conseguenza, i segnali ad onda quadra generati dai convertitori half-bridge attivi vengono opportunamente sfasati al fine di garantire un trasferimento di potenza coerente con la condizione di sbilanciamento presente.

Le espressioni che permettono di ricavare il valore della potenza attiva che viene scambiata nelle varie modalità possono essere ottenute considerando lo schema circuitale illustrato nella **figura 4.2**. Ciò è possibile in quanto, all’interno

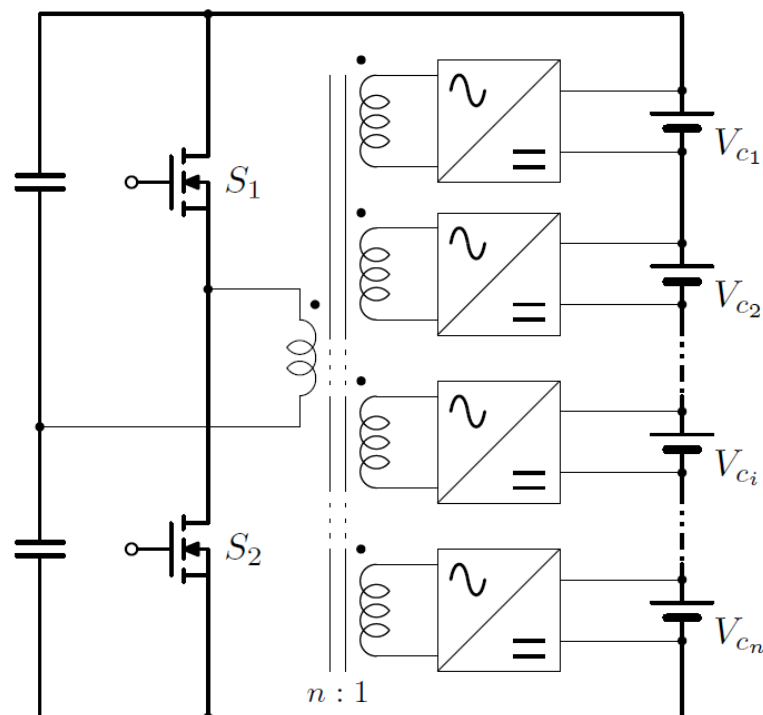


Figura 4.1: Schema circuitale della soluzione *Multi-Active Half-Bridge converter* [26].

di questo elaborato, il convertitore multi-porta multi-direzionale verrà utilizzato attivando soltanto due porte contemporaneamente: infatti, la modalità C2C verrà valutata considerando un trasferimento di potenza che coinvolge soltanto due celle elementari¹.

Come si può notare, lo schema circuitale di riferimento corrisponde ad un tipico *Dual Active Bridge* nella quale, però, sono presenti due convertitori a mezzo ponte². Di conseguenza, le onde quadre generate da tali convertitori sono caratterizzate da un'ampiezza pari alla metà della tensione continua del lato DC. Le espressioni che permettono di calcolare la potenza che viene scambiata possono quindi essere ricavate considerando la formula valida per il DAB, tenendo presente che, tuttavia, le grandezze V_{in} e V_{out} assumono un significato diverso a seconda della modalità di trasferimento considerata. In particolare, nella modalità C2C, V_{in} corrisponde alla tensione della cella più carica, mentre V_{out} alla

¹Nelle modalità C2P e P2C, invece, l'energia viene sempre scambiata tra una singola cella elementare e l'intera stringa: di conseguenza, anche in questi casi le porte attive sono soltanto due.

²La classica struttura di un *Dual Active Bridge* prevede l'utilizzo di due convertitori a ponte intero.

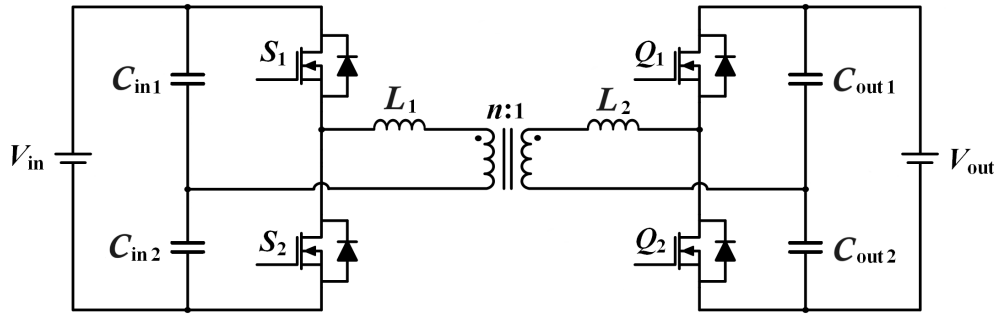


Figura 4.2: Schema circuitale equivalente del convertitore multi-porta multi-direzionale, ottenuto considerando soltanto due porte attive.

tensione della cella più scarica. Nella modalità C2P, invece, V_{in} corrisponde alla tensione della cella più carica, mentre V_{out} alla tensione dell'intera stringa. Nella modalità P2C, infine, V_{in} corrisponde alla tensione dell'intera stringa, mentre V_{out} alla tensione della cella più scarica.

La potenza attiva che viene trasferita attraverso le porte di un generico *Dual Active Bridge* risulta:

$$P_{DAB} = \frac{n \cdot V_{in} \cdot V_{out} \cdot \phi}{2\pi \cdot f_s \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) \quad (4.1)$$

Nella formula sopra riportata sono presenti i seguenti termini:

- n , che è il rapporto spire degli avvolgimenti del trasformatore ad alta frequenza;
- V_{in} e V_{out} , che rappresentano rispettivamente le tensioni delle porte di ingresso e di uscita;
- ϕ , che è lo sfasamento presente tra i segnali ad onda quadra generati dalle strutture a mezzo ponte;
- $f_s = 1/T_s$, che è la frequenza di lavoro;
- $L = L_1 + n^2 \cdot L_2$, che corrisponde al valore dell'induttanza di trasferimento riportata al primario.

È bene evidenziare il fatto che la **formula 4.1** è valida sotto le seguenti ipotesi:

- il trasformatore è ideale. Ciò significa che possiede una resistenza di avvolgimento nulla ($R_{avv} = 0$), un'induttanza di dispersione nulla ($L_{dis} = 0$) e un'induttanza di magnetizzazione infinita ($L_{\mu} = \infty$);
- gli induttori di trasferimento L_1 e L_2 , rispettivamente associati al lato primario e al lato secondario, sono dei componenti esterni;

- le tensioni che si depositano ai capi dei condensatori delle strutture half-bridge sono bilanciate tra loro ($V_{C_{in1}} = V_{C_{in2}} = V_{in}/2$ e $V_{C_{out1}} = V_{C_{out2}} = V_{out}/2$);
- gli switch hanno un comportamento ideale³.

Le espressioni associate alla soluzione *MAHB converter* possono essere ricavate considerando la **formula 4.1**. In particolare, per la modalità C2C vale la seguente espressione:

$$P_{C2C} = \frac{v_{cell1} \cdot v_{cell2} \cdot \phi}{8\pi \cdot f_s \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) \quad (4.2)$$

Per le modalità C2P e P2C, invece, vale quest'altra espressione:

$$P_{C2P} = P_{P2C} = \frac{n \cdot (v_{string} - v_{cell}) \cdot v_{cell} \cdot \phi}{8\pi \cdot f_s \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) \quad (4.3)$$

Come si può notare, a prescindere dalla modalità di funzionamento, la potenza attiva che viene trasferita a parità di parametri è 4 volte inferiore a quella del DAB: ciò è dovuto al fatto che il *MAHB converter* impiega due convertitori a mezzo ponte invece di due convertitori a ponte intero. Inoltre, dato che gli avvolgimenti a lato secondario possiedono lo stesso numero di spire, la **formula 4.2**, associata al caso C2C, non presenta il termine n : lo scambio di potenza tra due singole celle elementari, infatti, avviene senza coinvolgere l'avvolgimento di lato primario. Infine, è bene evidenziare il fatto che, in entrambi i casi, la potenza attiva che viene scambiata dipende dalle tensioni delle porte coinvolte nel processo di bilanciamento, dalla frequenza di lavoro, dal valore dell'induttanza di trasferimento e dallo sfasamento presente tra i segnali ad onda quadra. Di conseguenza, una volta dimensionata l'induttanza di trasferimento e scelta la frequenza di lavoro, l'intensità ed il verso del flusso di potenza vengono stabiliti dall'ampiezza e dal segno dello sfasamento ϕ : le tensioni presenti ai capi delle porte coinvolte, infatti, dipendono dallo stato delle varie celle elementari. Più specificatamente, definendo $\phi = \phi_{out} - \phi_{in}$, se $\phi > 0$ la potenza viene trasferita dalla porta di ingresso alla porta di uscita, mentre se $\phi < 0$ la potenza viene trasferita dalla porta di uscita alla porta di ingresso.

La **figura 4.3** illustra l'andamento della potenza attiva che viene scambiata in funzione del valore dello sfasamento ϕ . Come si può notare, la massima potenza può essere trasferita imponendo uno sfasamento pari a $\phi = \pi/2$. Inoltre, dal punto di vista del controllo, è bene sottolineare che lo sfasamento viene sempre imposto ad un valore compreso tra $[-\pi/2; +\pi/2]$: all'interno di questo intervallo, infatti, ad una variazione positiva dello sfasamento corrisponde una variazione positiva della potenza trasferita e, viceversa, ad una variazione negativa dello sfasamento corrisponde una variazione negativa della potenza trasferita. Tale

³Le perdite di commutazione e di conduzione sono considerate nulle.

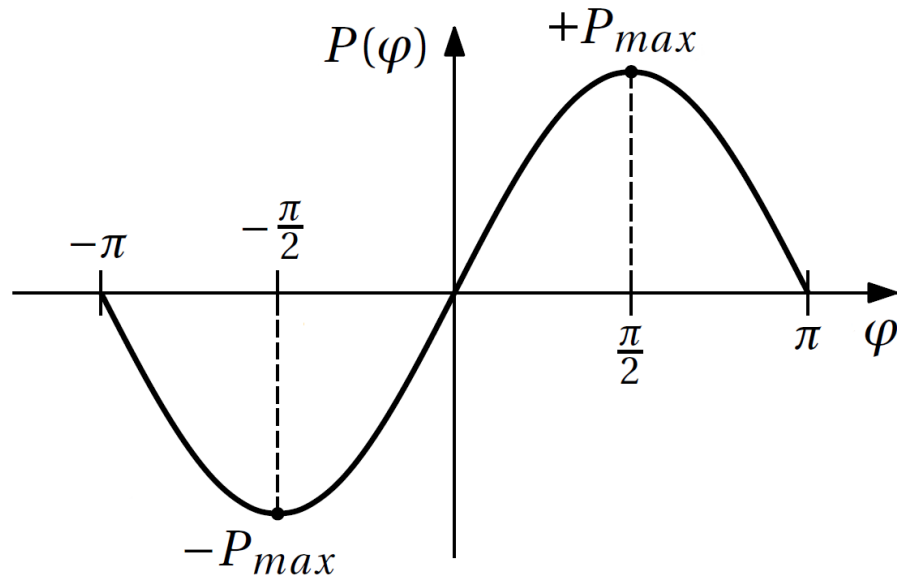


Figura 4.3: Andamento della potenza attiva in funzione dello sfasamento [28].

caratteristica risulta estremamente importante poiché garantisce la possibilità di implementare un controllo stabile. Per di più, la potenza che viene trasferita imponendo uno sfasamento compreso tra $[\frac{+\pi}{2}; +\pi]$ potrebbe essere ottenuta imponendo uno sfasamento compreso tra $[0; \frac{+\pi}{2}]$. Lo stesso ragionamento può essere fatto considerando la parte negativa.

4.3 Dimensionamento dei vari componenti

All'interno di questo paragrafo verranno dimensionati i vari componenti presenti all'interno della struttura *MAHB converter*. In particolare, verranno definiti i valori:

1. del rapporto spire del trasformatore multi-avvolgimento;
2. degli induttori di trasferimento;
3. dei condensatori presenti all'interno delle strutture half-bridge;
4. degli induttori di filtro.

Il dimensionamento dei componenti appena elencati permetterà in seguito di simulare il funzionamento del circuito tramite l'utilizzo del software *LTspice*.

4.3.1 Rapporto spire del trasformatore multi-avvolgimento

Il trasformatore multi-avvolgimento, presente all'interno del convertitore multi-porta multi-direzionale, svolge due funzioni principali:

- permette di adattare le tensioni di primario e secondario;
- permette il collegamento dei vari convertitori half-bridge, garantendo l'isolamento galvanico di ogni singola porta.

Di conseguenza, il rapporto di trasformazione n deve essere scelto facendo in modo che, quando tutte le celle sono bilanciate, la tensione ai capi dell'avvolgimento primario sia esattamente n volte la tensione ai capi dei vari avvolgimenti secondari. Tale condizione può essere ottenuta imponendo che il rapporto spire sia pari al numero di celle presenti all'interno della stringa. Dato che, in questo elaborato, il *MAHB converter* verrà testato considerando una stringa composta da 7 celle elementari, il trasformatore verrà dimensionato scegliendo un rapporto spire pari a $n = 7$ (rapporto di conversione 7 : 1).

4.3.2 Induttori di trasferimento

Il dimensionamento degli induttori di trasferimento deve essere fatto a partire dalla conoscenza della potenza che deve essere scambiata in corrispondenza di un determinato valore di sfasamento, della frequenza di lavoro e dei valori delle tensioni delle celle coinvolte. In particolare, per la modalità C2C deve essere rispettata la seguente espressione, la quale è stata ricavata invertendo opportunamente la **formula 4.2**:

$$L_{C2C} = \frac{v_{cell1} \cdot v_{cell2} \cdot \phi}{8\pi \cdot f_s \cdot P_{C2C}} \cdot \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) \quad (4.4)$$

All'interno di questo elaborato, la modalità C2C verrà testata simulando un trasferimento di energia da una cella con tensione $v_{cell1} = 4.2$ V a una cella con tensione $v_{cell2} = 4.0$ V. L'obiettivo del processo di equalizzazione, che avviene alla frequenza $f_s = 100$ kHz, è quello di assicurare un trasferimento di potenza che permetta di ottenere una corrente di bilanciamento⁴ I_{bil} pari a 1 A in corrispondenza di uno sfasamento ϕ pari a 45° . Di conseguenza, la potenza che deve essere trasferita alla cella di destinazione risulta

$$P_{C2C} = v_{cell2} \cdot I_{bil} = 4.0 \cdot 1 = 4.0 \text{ W} \quad (4.5)$$

mentre lo sfasamento, riportato in radianti, risulta

$$\phi = 45^\circ = \frac{\pi}{4} \text{ rad} \quad (4.6)$$

⁴La corrente di bilanciamento è la corrente che scorre nella cella di destinazione. In questa trattazione essa viene considerata costante.

Il valore dell'induttanza di trasferimento associata alla modalità C2C può quindi essere ottenuto applicando la **formula 4.4**:

$$L_{C2C} = \frac{4.2 \cdot 4.0 \cdot \pi/4}{8\pi \cdot 100k \cdot 4.0} \cdot \left(1 - \frac{\pi/4}{\pi}\right) = 984.375 \text{ nH} \approx 1 \text{ } \mu\text{H} \quad (4.7)$$

Sapendo che il valore appena ricavato corrisponde all'induttanza di trasferimento complessiva, il valore che deve essere assegnato agli induttori presenti al lato secondario risulta:

$$L_{sec} = \frac{L_{C2C}}{2} = \frac{1}{2} = 0.5 \text{ } \mu\text{H} \quad (4.8)$$

L'induttore presente al lato primario, invece, deve essere dimensionato considerando un trasferimento di potenza che coinvolge l'intera stringa. Dato che, in questo caso, il dimensionamento viene fatto considerando un funzionamento nella modalità P2C, l'espressione che deve essere rispettata risulta:

$$L_{P2C} = L_{C2P} = \frac{n \cdot (v_{string} - v_{cell}) \cdot v_{cell} \cdot \phi}{8\pi \cdot f_s \cdot P_{P2C}} \cdot \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) \quad (4.9)$$

All'interno di questo elaborato, le modalità C2P e P2C verranno testate considerando una stringa composta da 7 celle elementari che presentano una tensione pari alla tensione nominale ($v_{cell} = 3.6 \text{ V}$). Inoltre, analogamente alla modalità C2C, il trasferimento di energia verrà simulato pilotando gli switch con una frequenza f_s pari a 100 kHz. Per quanto riguarda il dimensionamento, l'obiettivo è quello di ottenere una corrente di bilanciamento I_{bil} pari a 1 A in corrispondenza di uno sfasamento ϕ pari a 45° quando il circuito lavora nella modalità P2C. Di conseguenza, la potenza che deve essere trasferita alla cella di destinazione risulta

$$P_{P2C} = v_{cell} \cdot I_{bil} = 3.6 \cdot 1 = 3.6 \text{ W} \quad (4.10)$$

mentre la tensione dell'intera stringa risulta

$$v_{string} = n \cdot v_{cell} = 7 \cdot 3.6 = 25.2 \text{ V} \quad (4.11)$$

Il valore dell'induttanza di trasferimento associata alle modalità P2C e C2P può quindi essere ottenuto applicando la **formula 4.9**:

$$\begin{aligned} L_{P2C} = L_{C2P} &= \frac{7 \cdot (25.2 - 3.6) \cdot 3.6 \cdot \pi/4}{8\pi \cdot 100k \cdot 3.6} \cdot \left(1 - \frac{\pi/4}{\pi}\right) \\ &= 35.4375 \text{ } \mu\text{H} \approx 35.5 \text{ } \mu\text{H} \end{aligned} \quad (4.12)$$

Sapendo che il valore appena ricavato corrisponde all'induttanza di trasferimento complessiva, il valore che deve essere assegnato all'induttore presente al lato primario risulta:

$$L_{pri} = L_{P2C} - n^2 \cdot L_{sec} = 35.5 \mu - 7^2 \cdot 0.5 \mu = 11 \text{ } \mu\text{H} \quad (4.13)$$

4.3.3 Condensatori interni alle strutture half-bridge

I condensatori presenti all'interno dei convertitori half-bridge, invece, devono essere dimensionati considerando il valore efficace della corrente che devono sostenere. In questo caso, il calcolo viene effettuato considerando la modalità di trasferimento C2C e le stesse condizioni di lavoro specificate per il dimensionamento degli induttori di trasferimento. Il valore efficace della corrente che scorre nei condensatori può essere calcolato nel seguente modo:

$$I_C^{RMS} = I_L^{RMS} - I_{bil} \quad (4.14)$$

Nella formula appena riportata, I_C^{RMS} e I_L^{RMS} rappresentano rispettivamente i valori efficaci delle correnti che scorrono nei condensatori e nell'induttore di trasferimento equivalente, mentre I_{bil} rappresenta la corrente di bilanciamento che scorre nella cella di destinazione. Più specificatamente, il valore efficace della corrente che scorre nell'induttore di trasferimento equivalente può essere ricavato attraverso la seguente espressione [28]:

$$I_L^{RMS} = \frac{v_{cell}^{AVG} \cdot \phi}{4\pi \cdot f_s \cdot L} \cdot \sqrt{1 - \frac{\phi}{2\pi}} \quad (4.15)$$

In questo caso, il termine v_{cell}^{AVG} indica il valore medio delle tensioni v_{cell1} e v_{cell2} . Applicando la **formula 4.15** e ricordando i valori dei parametri necessari, tale grandezza risulta:

$$I_L^{RMS} = \frac{4.1 \cdot \pi/4}{4\pi \cdot 100k \cdot 1\mu} \cdot \sqrt{1 - \frac{\pi/4}{2\pi}} = 2.397 \text{ A} \approx 2.4 \text{ A} \quad (4.16)$$

La corrente di bilanciamento che scorre nella cella di destinazione, invece, si può calcolare applicando la seguente espressione:

$$I_{bil} = \frac{P}{v_{cell2}} = \frac{v_{cell1} \cdot \phi}{8\pi \cdot f_s \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) \quad (4.17)$$

Si ottiene così:

$$I_{bil} = \frac{4.2 \cdot \pi/4}{8\pi \cdot 100k \cdot 1\mu} \cdot \left(1 - \frac{\pi/4}{\pi}\right) = 984.375 \text{ mA} \approx 1.0 \text{ A} \quad (4.18)$$

Applicando la **formula 4.14**, il valore efficace della corrente che scorre nei condensatori risulta:

$$I_C^{RMS} = I_L^{RMS} - I_{bil} = 2.4 - 1.0 = 1.4 \text{ A} \quad (4.19)$$

Giunti a questo punto, la capacità dei condensatori viene determinata calcolando la carica elettrica che devono accumulare e imponendo una massima variazione

di tensione tollerabile. In particolare, sapendo che ogni condensatore “conduce” soltanto per mezzo periodo, la carica elettrica che deve essere considerata risulta:

$$Q = I_C^{RMS} \cdot \frac{T_s}{2} = \frac{I_C^{RMS}}{2 \cdot f_s} = \frac{1.4}{2 \cdot 100k} = 7 \mu\text{C} \quad (4.20)$$

Per quanto riguarda la variazione di tensione, invece, viene tollerato un ripple massimo pari all'1%:

$$dV = \frac{v_{cell}^{AVG}}{2} \cdot 1\% = \frac{4.1}{2} \cdot 1\% = 20.5 \text{ mV} \approx 20 \text{ mV} \quad (4.21)$$

Di conseguenza, il valore della capacità risulta:

$$C = \frac{Q}{dV} = \frac{7\mu}{20m} = 350 \mu\text{F} \quad (4.22)$$

I condensatori presenti al lato secondario sono stati scelti considerando il valore commerciale successivo, mentre quelli presenti al lato primario sono stati scelti considerando il valore commerciale precedente. Sono stati così ottenuti i seguenti valori:

$$C_{pri} = 330 \mu\text{F} \quad (4.23)$$

$$C_{sec} = 390 \mu\text{F} \quad (4.24)$$

4.3.4 Induttori di filtro

La **figura 4.4** illustra lo schema circuitale completo della soluzione *MAHB converter*: come si può osservare, rispetto allo schema illustrato nella **figura 4.1**, la struttura circuitale presenta una serie di induttori che hanno il compito di filtrare le correnti che circolano nel lato DC dei convertitori half-bridge. Gli induttori di filtro si rivelano necessari poiché permettono di ridurre il ripple delle correnti che scorrono all'interno del circuito, contribuendo a minimizzare le sollecitazioni di ogni singola cella elementare. Le celle Li-ion, infatti, sono molto sensibili alle variazioni di corrente e, per questo motivo, è buona regola mantenere il ripple ad un valore contenuto, generalmente nell'ordine delle decine di milli Ampere. Dal punto di vista pratico, il dimensionamento di tali induttori è stato effettuato adottando un approccio per tentativi: dopo svariate prove simulative, il valore $L_{filtro} = 0.68 \mu\text{H}$ si è dimostrato adatto e più che sufficiente.

4.4 Risultati simulativi

Ora che i vari componenti circuitali sono stati dimensionati, il funzionamento del *MAHB converter* può essere testato sfruttando l'ambiente simulativo. In particolare, il comportamento del circuito verrà di seguito analizzato simulando

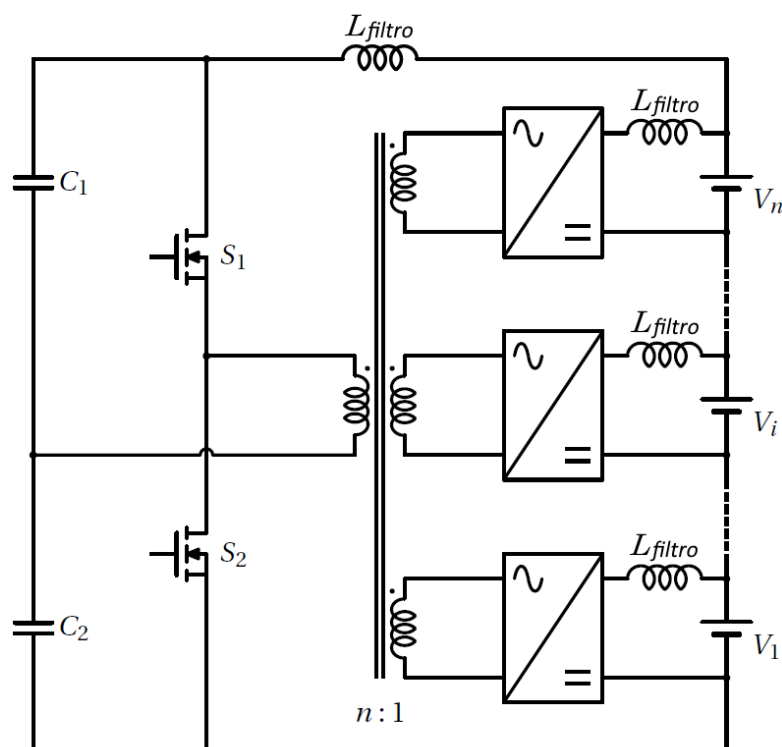


Figura 4.4: Posizionamento degli induttori di filtro all'interno dello schema circuitale del MAHB converter [28].

un trasferimento di potenza nelle modalità C2C, C2P e P2C. Tutti i risultati che verranno riportati sono stati ottenuti attraverso l'utilizzo del software *LTspice*.

In ambiente simulativo, il trasformatore multi-avvolgimento è stato modellizzato come un componente ideale: infatti, esso possiede una resistenza di avvolgimento nulla, un'induttanza di dispersione nulla e un'induttanza di magnetizzazione infinita⁵. Inoltre, come accennato precedentemente, il rapporto spire è stato scelto pari a $n = 7$ (rapporto di conversione 7 : 1).

Come si può osservare dalla **figura 4.5**, invece, le singole celle elementari che compongono la stringa sono state modellizzate come un generatore ideale di tensione in serie ad un'impedenza ohmico-capacitiva. In particolare, il generatore ideale di tensione assume un valore pari alla tensione di circuito aperto (OCV), mentre l'impedenza ohmico-capacitiva è formata dal collegamento in serie della resistenza R_0 e del parallelo tra la resistenza R_p e il condensatore C_p . La resistenza R_0 rappresenta la resistenza interna della cella, mentre R_p e C_p corrispondono rispettivamente alla resistenza e al condensatore di polarizzazione

⁵Di conseguenza, non potendo sfruttare la dispersa del trasformatore, nei file di simulazione sono stati inseriti degli induttori di trasferimento esterni.

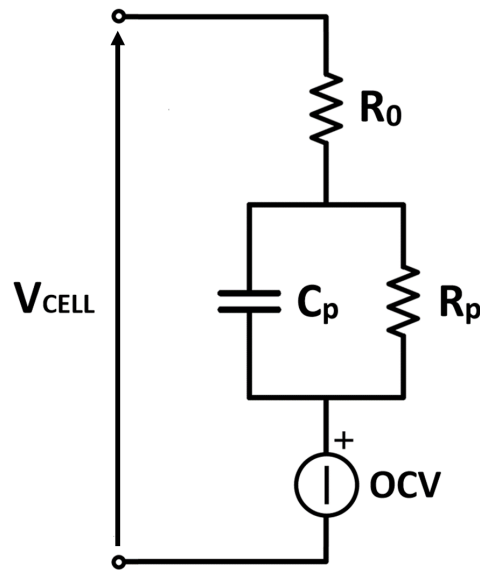


Figura 4.5: Rappresentazione elettrica equivalente di una singola cella Li-ion.

[29]. L'unione in serie di tutti questi elementi permette di replicare in ambito simulativo il comportamento elettrico non lineare di una singola cella Li-ion. Dal punto di vista pratico, nei file di simulazione tali grandezze assumono un valore pari a:

- $R_0 = 20 \text{ m}\Omega$;
- $R_p = 25 \text{ m}\Omega$;
- $C_p = 200 \text{ mF}$.

Infine, il comportamento dei MOSFET delle strutture a mezzo ponte è stato simulato scegliendo il modello Siliconix SI7336ADP: esso presenta una $R_{DS(ON)}$ pari a $2.4 \text{ m}\Omega$ ed è in grado di sopportare una tensione V_{DS} massima di 30 V . Dato che i MOSFET non sono stati modellizzati come un componente ideale, essi saranno soggetti sia a perdite di conduzione, sia a perdite di commutazione. Dal punto di vista del controllo, i segnali di comando sono stati ottenuti attraverso dei generatori ideali di tensione che permettono di imporre tra i terminali di *gate* e *source* una tensione nulla oppure una tensione ad onda quadra caratterizzata da un duty cycle pari al 50% e da un'ampiezza compresa tra 0 e 5 V. Inoltre, è importante evidenziare il fatto che, al fine di evitare la formazione di cortocircuiti indesiderati, nelle simulazioni è stato introdotto un tempo morto⁶ di 25 ns.

⁶Il tempo morto è quell'intervallo temporale nella quale entrambi gli switch di uno stesso ramo si trovano nello stato di interdizione.

4.4.1 Modalità C2C

La modalità C2C verrà testata considerando due situazioni differenti: il primo test prevede un trasferimento di energia tra due celle completamente isolate, mentre il secondo test prevede un trasferimento di energia tra due celle collegate in serie. Nel primo caso, quindi, lo schema circuitale contiene soltanto le due celle coinvolte nello scambio di potenza, mentre nel secondo caso, invece, si fa riferimento ad una stringa composta da 7 celle totali.

Simulazione considerando due celle isolate

Il trasferimento energetico associato alla prima simulazione può essere analizzato considerando lo schema rappresentato nella **figura 4.6** e i parametri illustrati nella **tabella 4.1**.

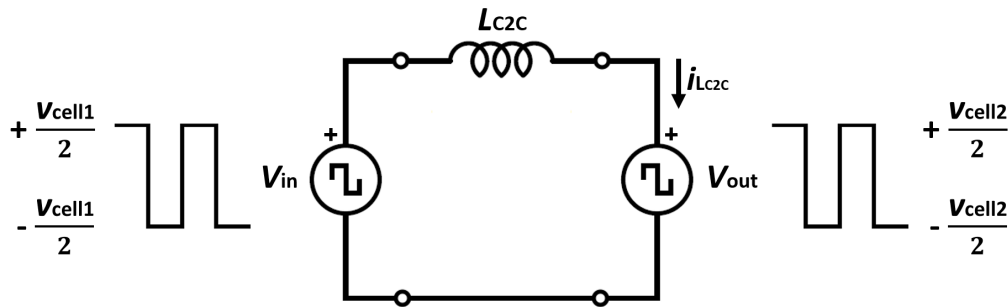


Figura 4.6: Schema circuitale equivalente valido per la modalità C2C.

Simbolo	Parametro	Valore
v_{cell1}	tensione della cella più carica	4.2 V
v_{cell2}	tensione della cella più scarica	4.0 V
f_s	frequenza di lavoro	100 kHz
ϕ	sfasamento	$\pi/4$ rad
L_{C2C}	induttanza di trasferimento	$1 \mu\text{H}$
P_{C2C}	potenza trasferita	4.0 W

Tabella 4.1: Valori dei principali parametri utilizzati per la prima simulazione della modalità C2C.

Nelle condizioni sopra specificate, le correnti che scorrono nelle celle coinvolte

risultano:

$$I_1 = \frac{P_{C2C}}{v_{cell1}} = \frac{4.0}{4.2} = 952 \text{ mA} \quad (4.25)$$

$$I_2 = I_{bil} = \frac{P_{C2C}}{v_{cell2}} = \frac{4.0}{4.0} = 1 \text{ A} \quad (4.26)$$

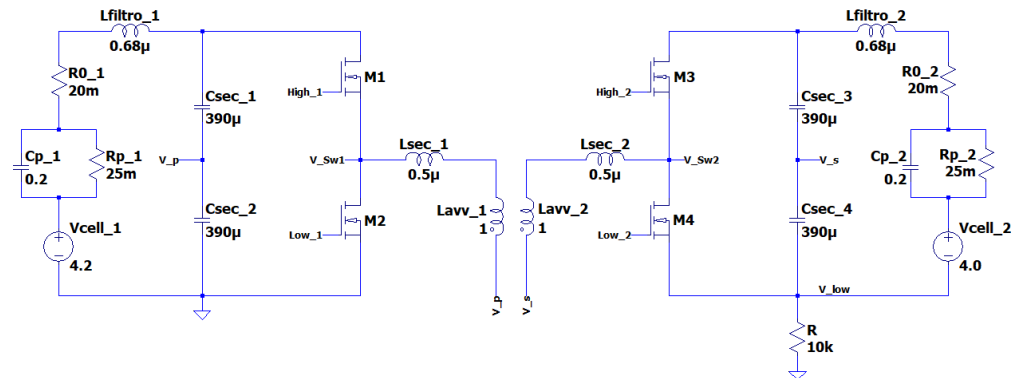


Figura 4.7: Schema circuitale ottenuto considerando la presenza di due celle isolate.

La **figura 4.7** illustra lo schema circuitale considerato: come si può notare, la struttura è simmetrica e tutti i componenti presenti assumono il valore scelto nella fase di dimensionamento. Tuttavia, dato che il simulatore non è adatto a risolvere i circuiti isolati flottanti, è stato necessario inserire una resistenza del valore di 10 k Ω tra i terminali negativi delle due celle.

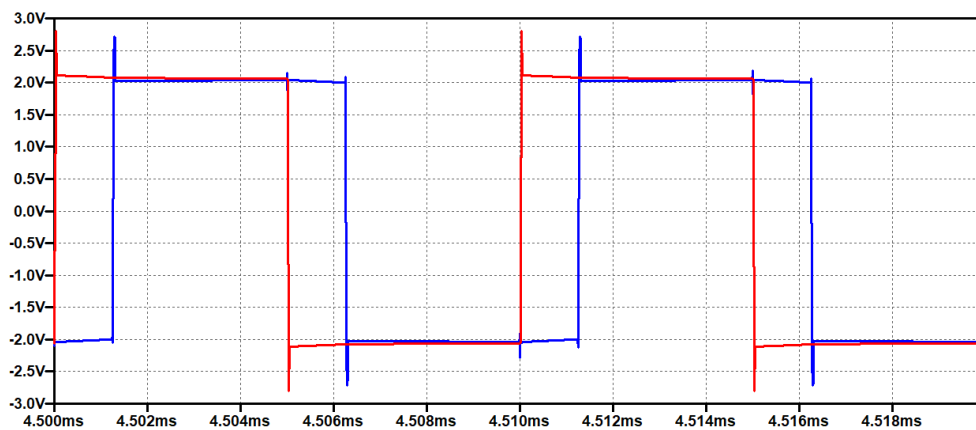


Figura 4.8: Onde quadre generate dai convertitori half-bridge.

La **figura 4.8** illustra l'andamento delle tensioni ad onda quadra generate dalle strutture half-bridge: quella in rosso è associata alla cella più carica, mentre quella in blu è associata alla cella più scarica. Come si può osservare, esse possiedono un'ampiezza pari alla metà della tensione della cella corrispondente e risultano sfasate tra loro. In particolare, l'onda quadra della cella più scarica ha un'ampiezza leggermente inferiore ed è in ritardo rispetto all'onda quadra della cella più carica.

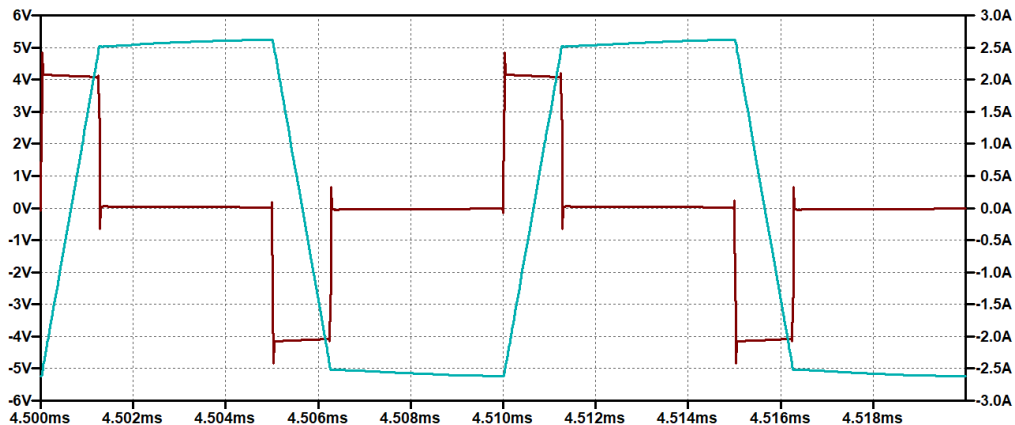


Figura 4.9: Tensione e corrente sull'induttore di trasferimento equivalente.

La **figura 4.9**, invece, illustra l'andamento della tensione (in marrone) e della corrente (in azzurro) associate all'induttore di trasferimento equivalente⁷. Come si può osservare, la tensione che si deposita ai capi di tale induttore corrisponde alla differenza tra la tensione generata dall'half-bridge di sinistra e la tensione generata dall'half-bridge di destra e la sua ampiezza determina la pendenza della corrente che scorre attraverso l'induttore. Quest'ultima ha un andamento a media nulla ed un valore efficace pari a circa 2.35 A: tale valore è in linea con il **risultato 4.16** ottenuto precedentemente durante il processo di dimensionamento.

Il valore efficace delle correnti che scorrono sui condensatori dei convertitori half-bridge, invece, risulta circa 1.35 A: anche in questo caso il valore è coerente con il **risultato 4.19** ottenuto durante il processo di dimensionamento.

La **figura 4.10** illustra l'andamento delle potenze delle celle coinvolte nel processo di bilanciamento: in particolare, la curva in rosso rappresenta la potenza ceduta dalla cella più carica, mentre la curva in blu rappresenta la potenza assorbita dalla cella più scarica. Come si può notare, la potenza che viene ceduta è sempre maggiore della potenza che viene assorbita: ciò significa che il circuito è soggetto a perdite di potenza e questo è dovuto alla presenza di alcuni componenti che si comportano in maniera non ideale. In particolare, il valore

⁷Tutti gli andamenti riportati si riferiscono ad un funzionamento in condizioni stazionarie.

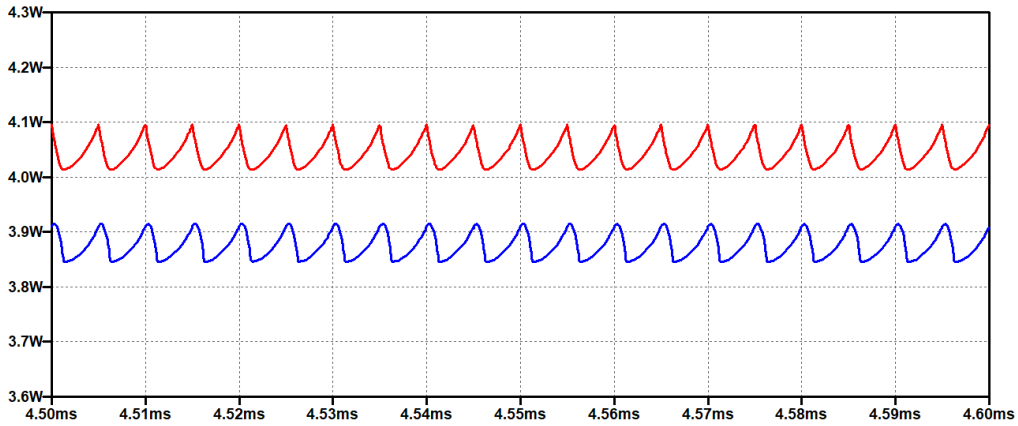


Figura 4.10: Potenze associate alle celle coinvolte nel processo di bilanciamento.

medio della potenza ceduta dalla cella più carica risulta $P_{in} = 4.044$ W, mentre il valore medio della potenza assorbita dalla cella più scarica risulta $P_{out} = 3.875$ W. Ricordando che gli induttori di trasferimento presenti al secondario erano stati dimensionati per fare in modo che nella modalità C2C venissero scambiati 4.0 W, l'intensità della potenza trasferita può essere considerata in linea con le aspettative. L'efficienza globale del trasferimento di potenza può essere ricavata utilizzando i valori sopra riportati. In particolare, essa risulta:

$$\eta_{C2C} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{3.875}{4.044} = 95.8\% \quad (4.27)$$

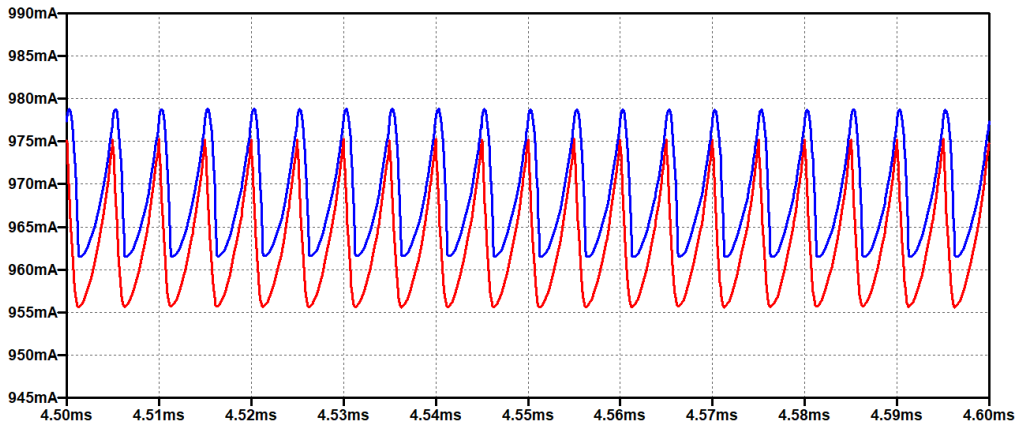


Figura 4.11: Correnti associate alle celle coinvolte nel processo di bilanciamento.

Infine, la **figura 4.11** illustra l'andamento delle correnti delle celle coinvolte nel processo di bilanciamento: in particolare, la curva in rosso rappresenta la

corrente erogata dalla cella più carica, mentre la curva in blu rappresenta la corrente assorbita dalla cella più scarica. Il valore medio della corrente erogata dalla cella 1 risulta $I_1 = 963$ mA, mentre il valore medio della corrente assorbita dalla cella 2 risulta $I_2 = 969$ mA. Tali valori si dimostrano coerenti con quelli della potenza ceduta e della potenza assorbita. Infatti, si ha:

$$I_1 = \frac{P_{in}}{v_{cell1}} = \frac{4.044}{4.2} = 963 \text{ mA} \quad (4.28)$$

$$I_2 = \frac{P_{out}}{v_{cell2}} = \frac{3.875}{4.0} = 969 \text{ mA} \quad (4.29)$$

Tuttavia, i **risultati 4.28** e **4.29** si discostano leggermente dai **risultati 4.25** e **4.26**. Ciò è dovuto al fatto che, nelle **formule 4.25** e **4.26**, le correnti che scorrono nelle due celle erano state calcolate assumendo che $P_{in} = P_{out} = 4.0$ W. Infine, il ripple associato a tali correnti può essere considerato piuttosto contenuto in quanto non supera mai il valore di 20 mA.

Simulazione considerando l'intera stringa

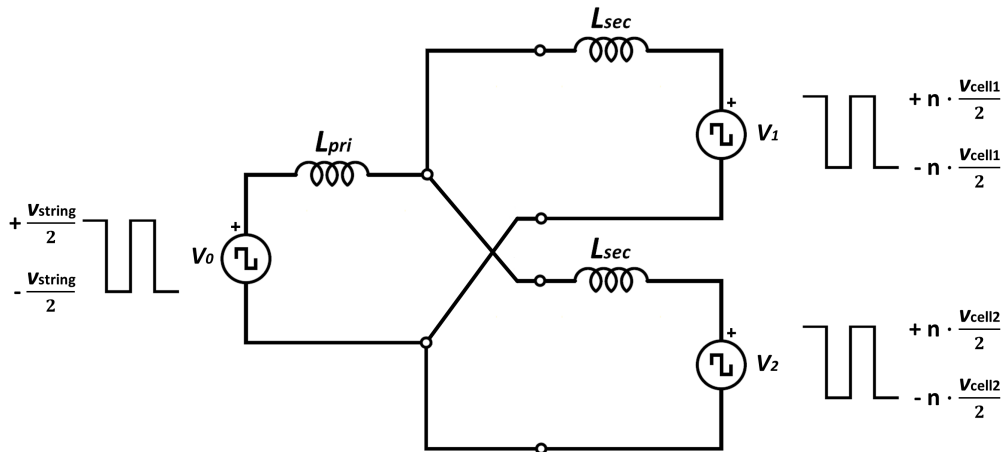


Figura 4.12: Schema circuitale da considerare per il disaccoppiamento delle porte del convertitore multi-porta multi-direzionale.

Nella seconda simulazione, la modalità C2C verrà testata considerando una stringa composta da 7 celle elementari e imponendo un trasferimento di potenza dalla cella 2 alla cella 1. In questo caso, tuttavia, risulta necessario disaccoppiare le porte dei vari convertitori half-bridge: nella prima simulazione, infatti, gli unici convertitori presenti erano quelli associati alle due celle separate, mentre ora il circuito contiene 8 convertitori totali⁸. Di conseguenza, l'obiettivo è fare in

⁸Di questi, 7 sono associati alle varie celle elementari, mentre 1 è associato all'intera stringa.

modo che la potenza ceduta dalla cella 2 venga assorbita soltanto dalla cella 1. Per ottenere tale condizione, purtroppo, non è sufficiente mantenere disattivati i convertitori associati alle celle che non sono coinvolte: infatti, anche mantenendo i MOSFET nello stato di interdizione, i *body-diode*⁹ posti in antiparallelo verrebbero forzati ad entrare in conduzione e le strutture half-bridge non controllate si comporterebbero come dei raddrizzatori [30]. Di conseguenza, per fare in modo che la potenza venga scambiata soltanto tra le celle 1 e 2, occorre controllare attivamente anche il convertitore presente al primario: in questo caso, quindi, lo schema circuitale di riferimento è quello illustrato nella **figura 4.12**.

Nella figura sopra riportata, la porta 0 è associata al convertitore dell'intera stringa, mentre le porte 1 e 2 sono associate ai convertitori delle celle 1 e 2. Indicando con il termine P_i la potenza assorbita dalla generica porta i -esima, la condizione di disaccoppiamento può essere ottenuta imponendo:

$$\begin{cases} P_0 = 0 \text{ W} \\ P_1 = 3.6 \text{ W} \\ P_2 = -3.6 \text{ W} \end{cases}$$

I valori delle fasi che permettono di soddisfare le condizioni appena elencate possono essere ricavati considerando i passaggi illustrati nell'articolo [30]. In particolare, essi risultano:

$$\begin{cases} \phi_0 = 0.295 \text{ rad} \approx 16.9^\circ \\ \phi_1 = 0.715 \text{ rad} \approx 41.0^\circ \\ \phi_2 = 0 \text{ rad} = 0^\circ \end{cases}$$

Di conseguenza, le onde quadre associate ai tre convertitori attivi saranno tra loro sfasate delle seguenti quantità:

$$\begin{cases} \phi_{20} = \phi_0 - \phi_2 = 0.295 \text{ rad} \approx 16.9^\circ \\ \phi_{01} = \phi_1 - \phi_0 = 0.420 \text{ rad} \approx 24.1^\circ \\ \phi_{21} = \phi_1 - \phi_2 = 0.715 \text{ rad} \approx 41.0^\circ \end{cases}$$

Il trasferimento energetico associato alla seconda simulazione può quindi essere analizzato considerando i parametri illustrati nella **tabella 4.2**. In questo caso, le correnti che scorrono nelle celle coinvolte risultano:

$$I_1 = I_{bil} = \frac{P_{C2C}}{v_{cell1}} = \frac{3.6}{3.6} = 1 \text{ A} \quad (4.30)$$

$$I_2 = \frac{P_{C2C}}{v_{cell2}} = \frac{3.6}{4.2} = 857 \text{ mA} \quad (4.31)$$

⁹Il *body-diode* è un diodo intrinseco che si trova tra i terminali di *drain* e *source* di ogni MOSFET. La sua presenza è dovuta alla struttura interna del MOSFET stesso.

Simbolo	Parametro	Valore
v_{cell1}	tensione della cella più scarica	3.6 V
v_{cell2}	tensione della cella più carica	4.2 V
v_{cell_i}	tensione delle restanti celle	4.0 V
v_{string}	tensione dell'intera stringa	27.8 V
f_s	frequenza di lavoro	100 kHz
ϕ_{20}	sfasamento tra la porta 0 e la porta 2	0.295 rad
ϕ_{01}	sfasamento tra la porta 1 e la porta 0	0.420 rad
ϕ_{21}	sfasamento tra la porta 1 e la porta 2	0.715 rad
P_{21}	potenza trasferita	3.6 W

Tabella 4.2: Valori dei principali parametri utilizzati per la seconda simulazione della modalità C2C.

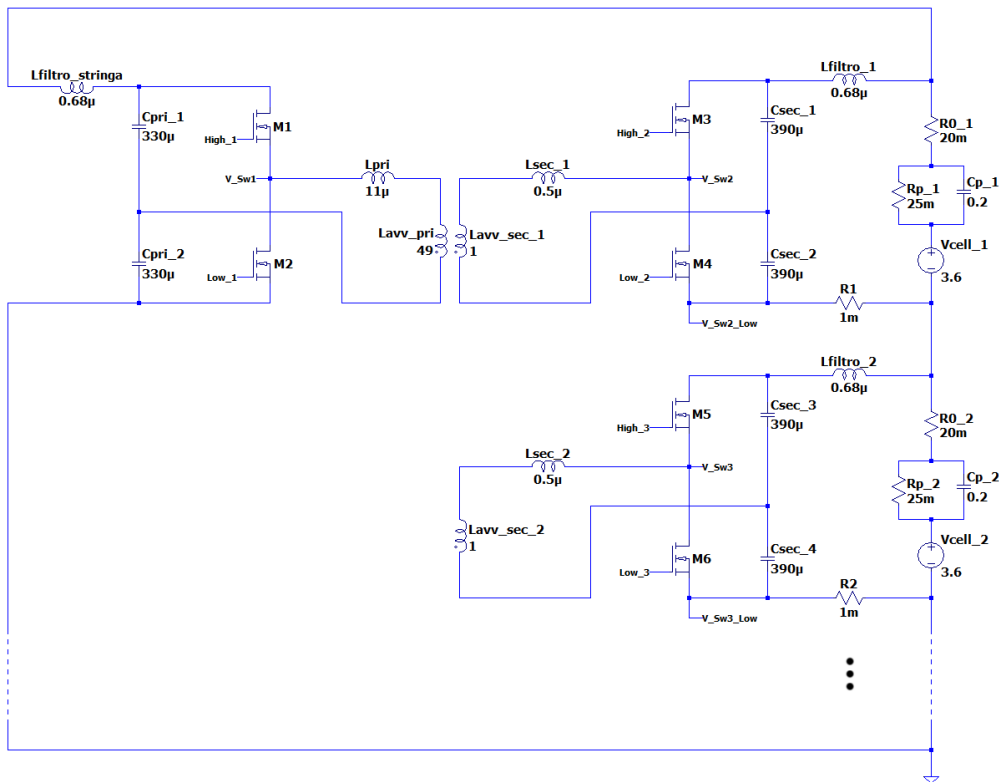


Figura 4.13: Schema circuitale ottenuto considerando la presenza di una stringa composta da 7 celle collegate in serie.

La **figura 4.13** illustra lo schema circuitale considerato per la seconda simulazione: come si può notare, in questo caso è presente il convertitore half-bridge associato all'intera stringa, la quale è composta da 7 celle collegate in serie. Tuttavia, nella figura sopra riportata, mancano le celle 3, 4, 5, 6 e 7: il circuito di bilanciamento completo, infatti, è stato tagliato per una questione di spazio.

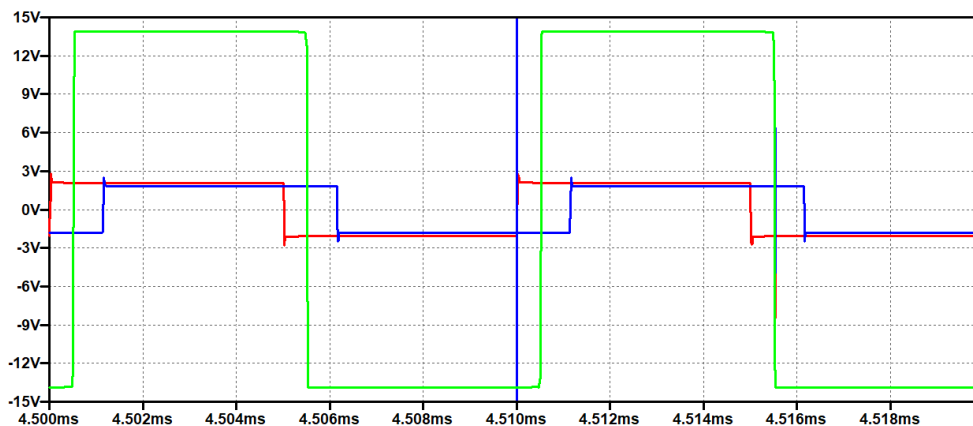


Figura 4.14: Onde quadre generate dai convertitori half-bridge.

La **figura 4.14** illustra l'andamento delle tensioni ad onda quadra generate dai tre convertitori half-bridge attivi: in particolare, le curve rossa, blu e verde sono rispettivamente associate alle porte 2 (cella più carica), 1 (cella più scarica) e 0 (intera stringa). Come si può osservare, esse possiedono un'ampiezza pari alla metà della tensione del lato DC e risultano tra loro sfasate delle quantità appena specificate.

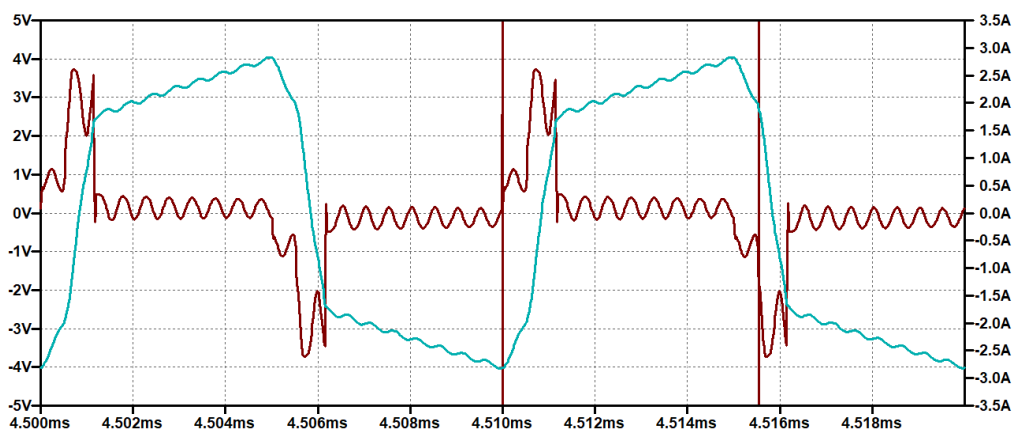


Figura 4.15: Tensione e corrente associate all'induttore secondario della cella 1.

La **figura 4.15**, invece, illustra l'andamento della tensione (in marrone) e della corrente (in azzurro) associate all'induttore secondario della cella 1. Come si può notare, la corrente che scorre verso il convertitore half-bridge della cella di destinazione presenta un andamento "meno ideale" della curva ottenuta nella prima simulazione: in questo caso, infatti, la tensione associata a tale induttore è caratterizzata da un andamento non-lineare. In particolare, tale non-linearità è dovuta alla presenza di un termine oscillatorio nella tensione che si deposita ai capi degli avvolgimenti del trasformatore, il quale si manifesta ad una frequenza 20 volte maggiore della frequenza f_s .

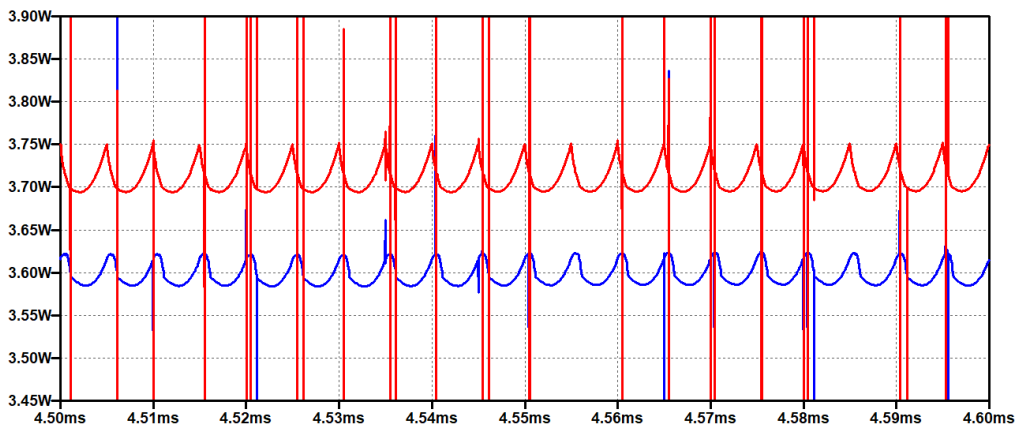


Figura 4.16: Potenze associate alle celle coinvolte nel processo di bilanciamento.

La **figura 4.16** illustra l'andamento delle potenze delle celle coinvolte nel processo di bilanciamento: in particolare, la curva in rosso rappresenta la potenza ceduta dalla cella 2, mentre la curva in blu rappresenta la potenza assorbita dalla cella 1. Ancora una volta, la potenza che viene ceduta è sempre maggiore della potenza che viene assorbita: come accennato precedentemente, ciò significa che il circuito è soggetto a perdite di potenza. In particolare, il valore medio della potenza ceduta dalla cella più carica risulta $P_2 = 3.648 \text{ W}$, mentre il valore medio della potenza assorbita dalla cella più scarica risulta $P_1 = 3.598 \text{ W}$. Il valore medio delle potenze che vengono assorbite dalle altre celle, invece, risulta:

- $P_3 = 2 \text{ mW}$;
- $P_4 = 4 \text{ mW}$;
- $P_5 = 10 \text{ mW}$;
- $P_6 = 8 \text{ mW}$;
- $P_7 = 9 \text{ mW}$.

Ricordando che i valori di sfasamento erano stati scelti per fare in modo che venissero scambiati 3.6 W, l'intensità della potenza trasferita può essere considerata in linea con le aspettative. In questo caso, l'efficienza globale del trasferimento di potenza risulta:

$$\eta_{C2C} = \frac{P_1}{P_2} = \frac{3.598}{3.648} = 98.6\% \quad (4.32)$$

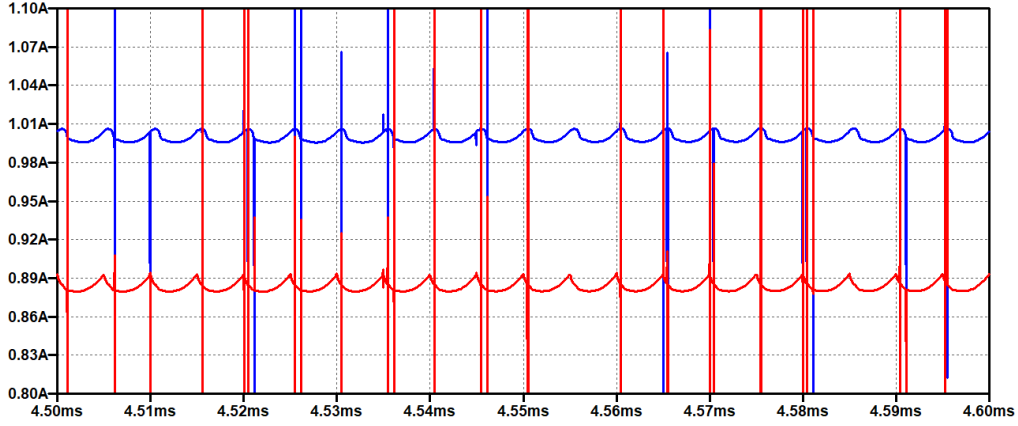


Figura 4.17: Correnti associate alle celle coinvolte nel processo di bilanciamento.

Infine, la **figura 4.17** illustra l'andamento delle correnti delle celle coinvolte nel processo di bilanciamento: in particolare, la curva in rosso rappresenta la corrente erogata dalla cella più carica, mentre la curva in blu rappresenta la corrente assorbita dalla cella più scarica. Il valore medio della corrente erogata dalla cella 2 risulta $I_2 = 868$ mA, mentre il valore medio della corrente assorbita dalla cella 1 risulta $I_1 = 1$ A. Tali valori si dimostrano coerenti con i **risultati 4.30** e **4.31** e con i valori della potenza ceduta e della potenza assorbita. Infatti, si ha:

$$I_1 = \frac{P_1}{v_{cell1}} = \frac{3.598}{3.6} = 999 \text{ mA} \quad (4.33)$$

$$I_2 = \frac{P_2}{v_{cell2}} = \frac{3.648}{4.2} = 869 \text{ mA} \quad (4.34)$$

4.4.2 Modalità C2P e P2C

Le modalità C2P e P2C verranno testate considerando lo schema rappresentato nella **figura 4.18** e i parametri illustrati nella **tabella 4.3**. In questo caso, V_{in} rappresenta l'onda quadra generata a partire dalla tensione dell'intera stringa, mentre V_{out} rappresenta l'onda quadra generata a partire dalla tensione della singola cella selezionata. Sebbene i convertitori coinvolti siano gli stessi, nella modalità C2P la potenza fluisce da destra verso sinistra, mentre nella modalità P2C la potenza fluisce da sinistra verso destra.

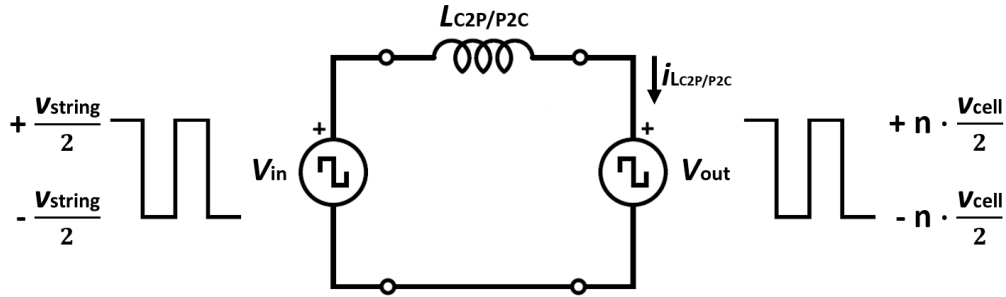


Figura 4.18: Schema circuitale equivalente valido per le modalità C2P e P2C.

Simbolo	Parametro	Valore
v_{cell}	tensione delle varie celle	3.6 V
v_{string}	tensione dell'intera stringa	25.2 V
f_s	frequenza di lavoro	100 kHz
ϕ	sfasamento	$\pi/4$ rad
$L_{C2P} = L_{P2C}$	induttanza di trasferimento	$35.5 \mu\text{H}$
$P_{C2P} = P_{P2C}$	potenza trasferita	3.6 W

Tabella 4.3: Valori dei principali parametri utilizzati per le simulazioni delle modalità C2P e P2C.

Modalità C2P

Il funzionamento nella modalità C2P può essere analizzato considerando lo schema circuitale illustrato nella **figura 4.13**. In questo caso, la simulazione prevede un trasferimento di potenza dalla prima cella del pacco all'intera stringa: la potenza che viene ceduta dalla cella 1 viene quindi ridistribuita alle altre 6 celle presenti. Di conseguenza, i MOSFET associati ai convertitori delle celle 2, 3, 4, 5, 6 e 7 rimarranno sempre spenti, mentre le uniche strutture half-bridge attive saranno quelle associate alla cella 1 e all'intera stringa. Nelle condizioni sopra specificate, la potenza ceduta dalla cella 1 risulta:

$$P_1 = P_{C2P} = 3.6 \text{ W} \quad (4.35)$$

Le potenze assorbite dalle restanti celle, invece, risultano:

$$\begin{aligned} P_{cell} &= P_2 = P_3 = P_4 = P_5 = P_6 = P_7 \\ &= \frac{P_{C2P}}{6} = \frac{3.6}{6} = 600 \text{ mW} \end{aligned} \quad (4.36)$$

Le correnti che scorrono nelle varie celle coinvolte possono quindi essere ottenute nel seguente modo:

$$I_1 = \frac{P_1}{v_{cell}} = \frac{3.6}{3.6} = 1 \text{ A} \quad (4.37)$$

$$\begin{aligned} I_{string} &= I_2 = I_3 = I_4 = I_5 = I_6 = I_7 \\ &= \frac{P_{cell}}{v_{cell}} = \frac{0.6}{3.6} = 167 \text{ mA} \end{aligned} \quad (4.38)$$

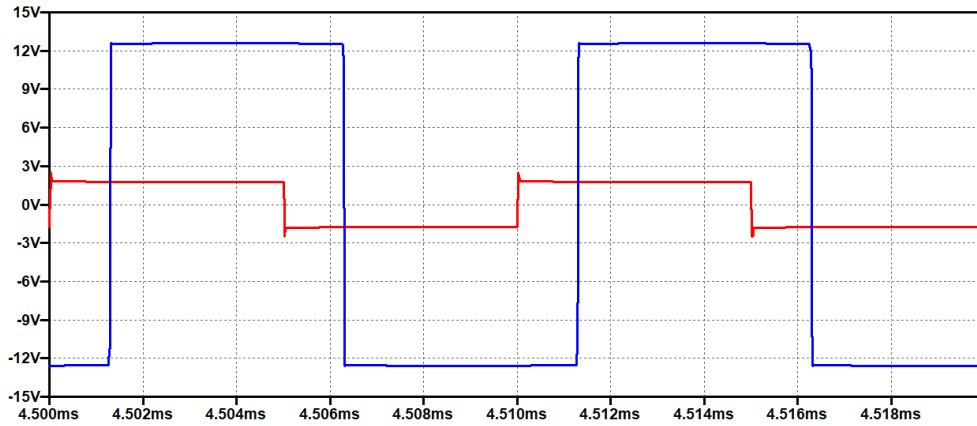


Figura 4.19: Onde quadre generate dai convertitori half-bridge.

La **figura 4.19** illustra l'andamento delle tensioni ad onda quadra generate dalle strutture half-bridge attive: in particolare, quella in rosso è associata alla cella 1, mentre quella in blu è associata all'intera stringa. Come si può osservare, l'onda quadra associata alla stringa è in ritardo rispetto all'onda quadra associata alla cella 1: ciò è coerente con il fatto che la potenza viene trasferita dalla singola cella elementare all'intera stringa.

La **figura 4.20**, invece, illustra l'andamento della tensione (in marrone) e della corrente (in azzurro) associate all'induttore di trasferimento equivalente. Come si può notare, la tensione che si deposita ai capi di tale induttore è nulla in alcune fasi: ciò è dovuto al fatto che l'ampiezza della tensione generata dall'half-bridge di stringa (A_{string}) è identica all'ampiezza della tensione generata dall'half-bridge di cella riportata al primario (A'_{cell}). Infatti:

$$\begin{aligned} A_{string} &= \frac{v_{string}}{2} = \frac{25.2}{2} = 12.6 \text{ V} \\ A'_{cell} &= n \cdot \frac{v_{cell}}{2} = 7 \cdot \frac{3.6}{2} = 12.6 \text{ V} \end{aligned}$$

Di conseguenza, durante queste fasi, la corrente che scorre attraverso l'induttore di trasferimento è pressoché piatta: la sua pendenza, infatti, dipende proprio dalla tensione presente ai capi di tale induttore.

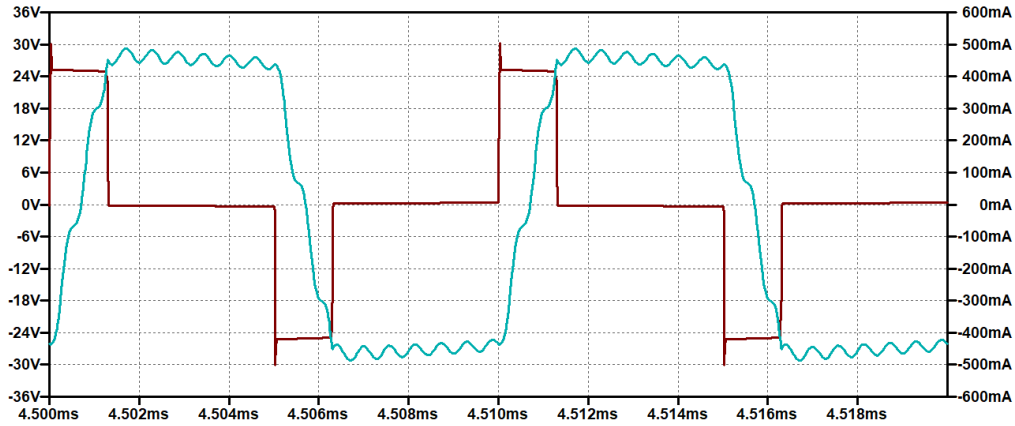


Figura 4.20: Tensione e corrente sull'induttore di trasferimento equivalente.

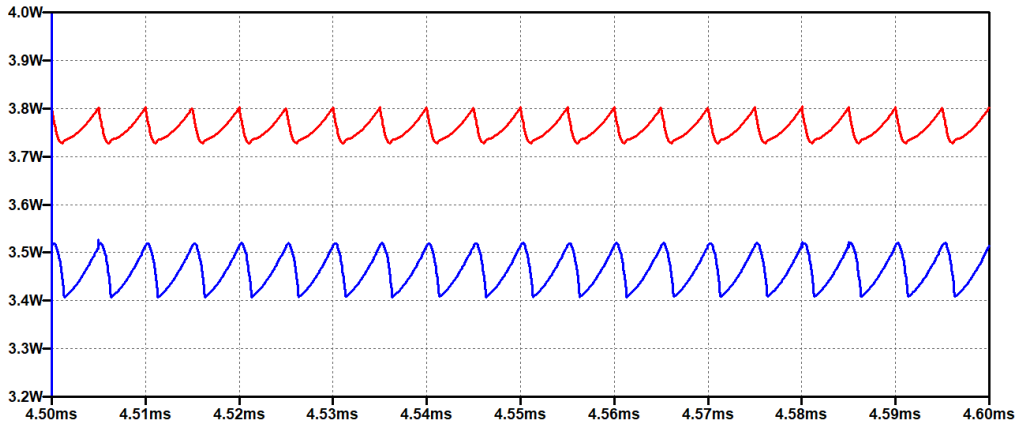


Figura 4.21: Potenze associate alle due porte coinvolte nel processo di bilanciamento.

La **figura 4.21** illustra l'andamento delle potenze delle porte coinvolte nel processo di bilanciamento: in questo caso, la curva in rosso rappresenta la potenza ceduta dalla cella 1, mentre la curva in blu rappresenta la potenza totale assorbita dalle restanti celle. Ancora una volta, la potenza ceduta risulta maggiore di quella assorbita: più specificatamente, il valore medio della potenza ceduta dalla cella 1 risulta $P_1 = 3.758$ W, mentre il valore medio della potenza totale assorbita dalle restanti celle risulta $P_{TOT} = 3.462$ W. L'efficienza globale del trasferimento di potenza risulta quindi:

$$\eta_{C2P} = \frac{P_{TOT}}{P_1} = \frac{3.462}{3.758} = 92.1\% \quad (4.39)$$

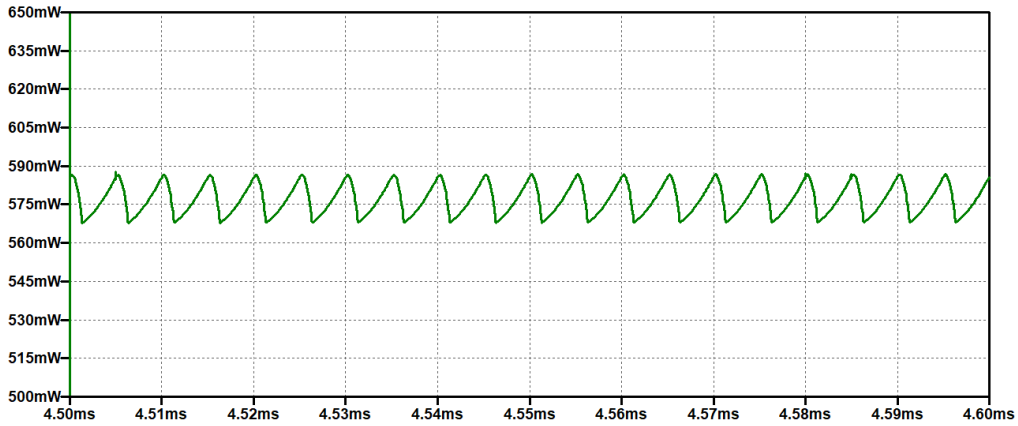


Figura 4.22: Potenze assorbite dalle singole celle di destinazione.

La **figura 4.22**, invece, illustra l'andamento della potenza assorbita dalle singole celle di destinazione: il suo valore medio risulta $P_{cell} = 577$ mW. Come si può notare, tale valore corrisponde esattamente ad un sesto del valore della potenza totale assorbita. Infatti, vale:

$$\begin{aligned} P_{cell} &= P_2 = P_3 = P_4 = P_5 = P_6 = P_7 \\ &= \frac{P_{TOT}}{6} = \frac{3.462}{6} = 577 \text{ mW} \end{aligned} \quad (4.40)$$

Tuttavia, il **risultato 4.40** si discosta leggermente dal **risultato 4.36**: ciò è dovuto al fatto che, nella **formula 4.36**, la potenza assorbita dalle singole celle di destinazione era stata calcolata assumendo $P_{TOT} = 3.6$ W.

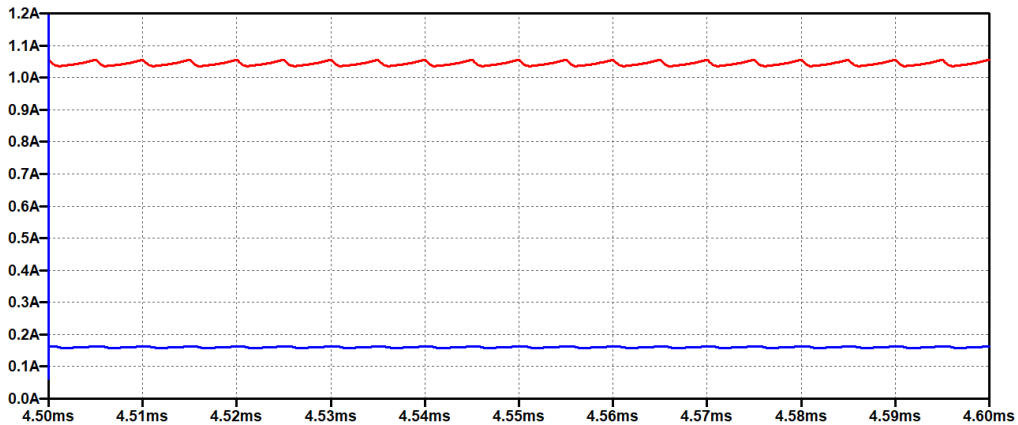


Figura 4.23: Correnti associate alle varie celle elementari.

Infine, la **figura 4.23** illustra l'andamento delle correnti delle varie celle elementari: in particolare, la curva in rosso rappresenta la corrente erogata dalla cella 1, mentre la curva in blu rappresenta la corrente assorbita dalle restanti celle. Il valore medio della corrente erogata dalla cella 1 risulta $I_1 = 1.044$ A, mentre il valore medio della corrente assorbita dalle restanti celle risulta $I_{string} = 160$ mA. Tali valori si dimostrano coerenti con i **risultati 4.37** e **4.38** e con i valori della potenza ceduta e della potenza assorbita. Infatti, vale:

$$I_1 = \frac{P_1}{v_{cell}} = \frac{3.758}{3.6} = 1.044 \text{ A} \quad (4.41)$$

$$\begin{aligned} I_{string} &= I_2 = I_3 = I_4 = I_5 = I_6 = I_7 \\ &= \frac{P_{cell}}{v_{cell}} = \frac{0.577}{3.6} = 160 \text{ mA} \end{aligned} \quad (4.42)$$

Modalità P2C

Il funzionamento della modalità P2C può essere analizzato considerando sempre lo schema circuitale illustrato nella **figura 4.13**. In questo caso, la simulazione prevede un trasferimento di potenza dall'intera stringa alla prima cella del pacco: di conseguenza, la potenza che viene assorbita dalla cella 1 proviene dalle altre 6 celle presenti. Analogamente alla modalità C2P, i MOSFET associati ai convertitori delle celle 2, 3, 4, 5, 6 e 7 rimarranno sempre spenti, mentre le uniche strutture half-bridge attive saranno quelle associate alla cella 1 e all'intera stringa. Considerando le condizioni di lavoro specificate all'interno della **tabella 4.3**, la potenza assorbita dalla cella 1 risulta:

$$P_1 = P_{P2C} = 3.6 \text{ W} \quad (4.43)$$

Le potenze cedute dalle restanti celle, invece, risultano:

$$\begin{aligned} P_{cell} &= P_2 = P_3 = P_4 = P_5 = P_6 = P_7 \\ &= \frac{P_{P2C}}{6} = \frac{3.6}{6} = 600 \text{ mW} \end{aligned} \quad (4.44)$$

Le correnti che scorrono nelle varie celle coinvolte possono quindi essere ottenute nel seguente modo:

$$I_1 = \frac{P_1}{v_{cell}} = \frac{3.6}{3.6} = 1 \text{ A} \quad (4.45)$$

$$\begin{aligned} I_{string} &= I_2 = I_3 = I_4 = I_5 = I_6 = I_7 \\ &= \frac{P_{cell}}{v_{cell}} = \frac{0.6}{3.6} = 167 \text{ mA} \end{aligned} \quad (4.46)$$

La **figura 4.24** illustra l'andamento delle tensioni ad onda quadra generate dalle strutture half-bridge attive: in particolare, quella in rosso è associata all'intera stringa, mentre quella in blu è associata alla cella 1. Come si può osservare,

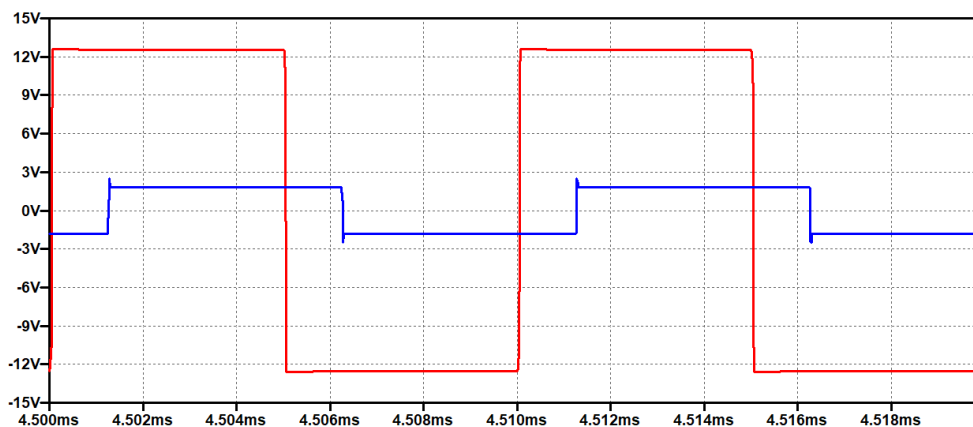


Figura 4.24: Onde quadre generate dai convertitori half-bridge.

in questo caso è l'onda quadra associata alla cella 1 ad essere in ritardo rispetto all'onda quadra associata alla stringa: ciò è coerente con il fatto che, in questa modalità di funzionamento, la potenza viene trasferita dall'intera stringa ad una singola cella elementare.

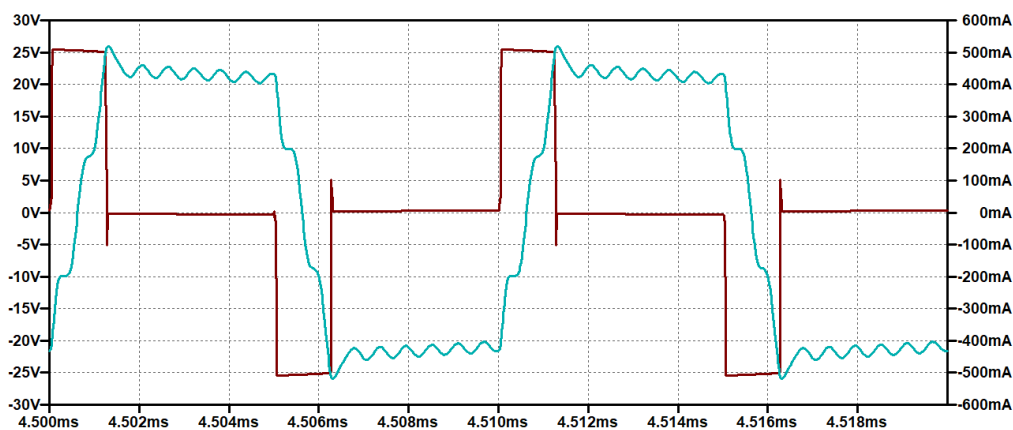


Figura 4.25: Tensione e corrente sull'induttore di trasferimento equivalente.

La **figura 4.25**, invece, illustra l'andamento della tensione (in marrone) e della corrente (in azzurro) associate all'induttore di trasferimento equivalente. Analogamente al caso precedente, la tensione che si deposita ai capi di tale induttore è nulla in alcune fasi: ciò è dovuto al fatto che, ancora una volta, l'ampiezza della tensione generata dall'half-bridge di stringa è identica all'ampiezza della tensione generata dall'half-bridge di cella riportata al primario. Di conseguenza, durante queste fasi, la corrente che scorre attraverso l'induttore di trasferimento

è pressoché piatta: infatti, sebbene l'andamento ottenuto presenti delle piccole oscillazioni, la pendenza in questi tratti può essere considerata quasi nulla.

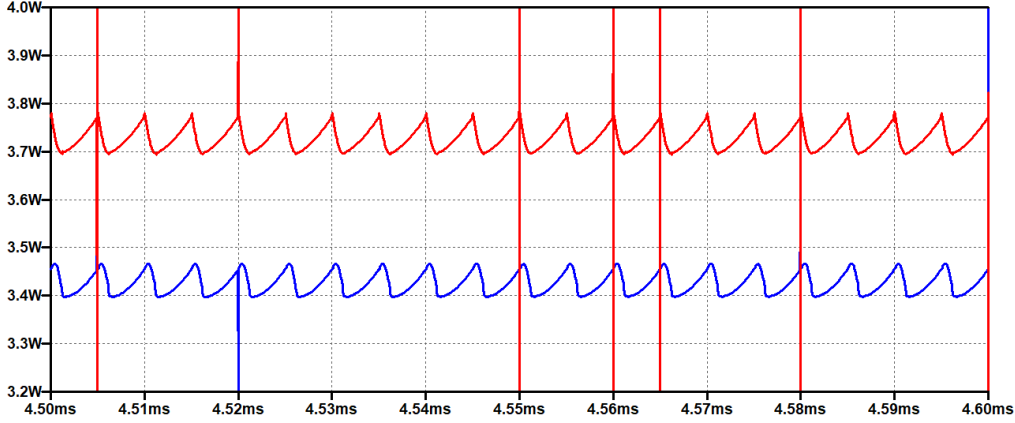


Figura 4.26: Potenze associate alle due porte coinvolte nel processo di bilanciamento.

La **figura 4.26** illustra l'andamento delle potenze delle porte coinvolte nel processo di bilanciamento: in questo caso, la curva in blu rappresenta la potenza assorbita dalla cella 1, mentre la curva in rosso rappresenta la potenza totale ceduta dalle restanti celle. Analogamente ai casi precedenti, la potenza ceduta risulta maggiore di quella assorbita: in particolare, il valore medio della potenza assorbita dalla cella 1 risulta $P_1 = 3.425 \text{ W}$, mentre il valore medio della potenza totale ceduta dalle restanti celle risulta $P_{TOT} = 3.738 \text{ W}$. L'efficienza globale del trasferimento di potenza risulta quindi:

$$\eta_{P2C} = \frac{P_1}{P_{TOT}} = \frac{3.425}{3.738} = 91.6\% \quad (4.47)$$

La **figura 4.27**, invece, illustra l'andamento della potenza ceduta dalle singole celle elementari: il suo valore medio risulta $P_{cell} = 623 \text{ mW}$. Come si può notare, tale valore corrisponde esattamente ad un sesto del valore della potenza totale ceduta. Infatti, vale:

$$\begin{aligned} P_{cell} &= P_2 = P_3 = P_4 = P_5 = P_6 = P_7 \\ &= \frac{P_{TOT}}{6} = \frac{3.738}{6} = 623 \text{ mW} \end{aligned} \quad (4.48)$$

Tuttavia, il **risultato 4.48** si discosta leggermente dal **risultato 4.44**: ciò è dovuto al fatto che, nella **formula 4.44**, la potenza ceduta dalle singole celle elementari era stata calcolata assumendo $P_{TOT} = 3.6 \text{ W}$.

Infine, la **figura 4.28** illustra l'andamento delle correnti delle varie celle elementari: in particolare, la curva in blu rappresenta la corrente assorbita dalla

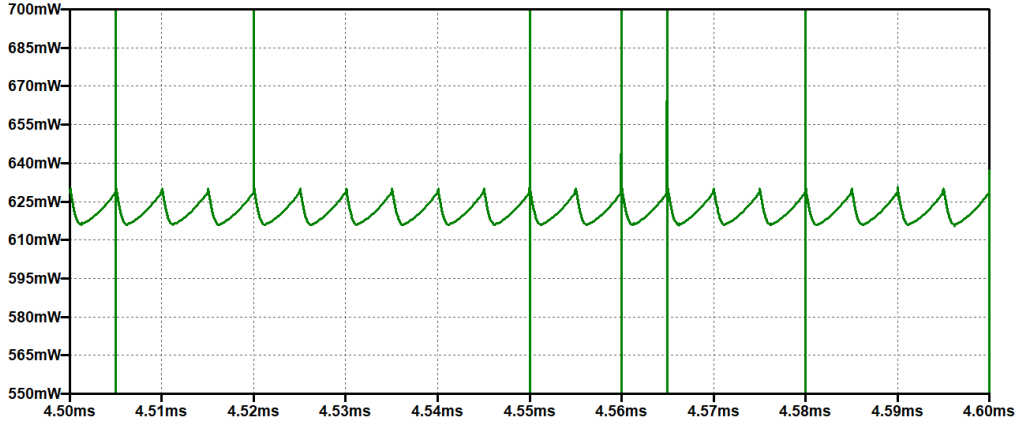


Figura 4.27: Potenze cedute dalle singole celle elementari.

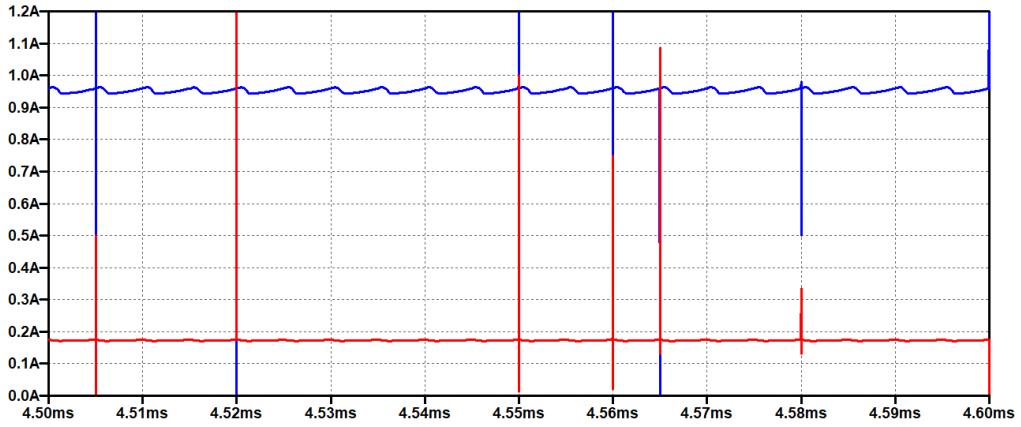


Figura 4.28: Correnti associate alle varie celle elementari.

cella 1, mentre la curva in rosso rappresenta la corrente erogata dalle restanti celle. Il valore medio della corrente assorbita dalla cella 1 risulta $I_1 = 951$ mA, mentre il valore medio della corrente erogata dalle restanti celle risulta $I_{string} = 173$ mA. Tali valori si dimostrano coerenti con i **risultati 4.45** e **4.46** e con i valori della potenza ceduta e della potenza assorbita. Infatti, vale:

$$I_1 = \frac{P_1}{v_{cell}} = \frac{3.425}{3.6} = 951 \text{ mA} \quad (4.49)$$

$$\begin{aligned} I_{string} &= I_2 = I_3 = I_4 = I_5 = I_6 = I_7 \\ &= \frac{P_{cell}}{v_{cell}} = \frac{0.623}{3.6} = 173 \text{ mA} \end{aligned} \quad (4.50)$$

Capitolo 5

MAHB converter con isolamento capacitivo

5.1 Modifica circuitale

Come accennato all'interno del **capitolo 4** “*Approfondimento della soluzione MAHB converter*”, nel **paragrafo 4.1** “*Motivazioni*”, lo schema circuitale della topologia *Multi-Active Half-Bridge converter* verrà ora modificato al fine di ottenere una soluzione più compatta e meno ingombrante. In particolare, il trasformatore multi-avvolgimento presente all'interno del convertitore multi-porta multi-direzionale sarà sostituito da una struttura formata da:

- un trasformatore a singolo avvolgimento¹;
- degli induttori di trasferimento²;
- una serie di condensatori di isolamento.

La riduzione dell'ingombro della soluzione originale sarà dovuta all'eliminazione della maggior parte degli avvolgimenti secondari: come si può facilmente intuire, la riduzione della parte magnetica del trasformatore permetterà di ottenere una soluzione più leggera e meno voluminosa. Tuttavia, è importante sottolineare il fatto che tale modifica non altererà il principio di funzionamento del circuito: infatti, la sostituzione del trasformatore multi-avvolgimento con la struttura precedentemente descritta permetterà di mantenere invariata la gestione del processo di bilanciamento. Di conseguenza, ancora una volta, la condizione di equalizzazione potrà essere raggiunta sfruttando sia la modalità C2C, sia le modalità C2P e P2C.

¹Con il termine “trasformatore a singolo avvolgimento” si intende un trasformatore costituito soltanto da un avvolgimento primario e un avvolgimento secondario.

²L'implementazione fisica della soluzione originale non prevede l'impiego degli induttori di trasferimento esterni: il trasferimento di potenza, infatti, viene effettuato sfruttando l'induttanza di dispersione del trasformatore.

5.2 Concetto di isolamento capacitivo

Due componenti o parti circuitali sono “isolate capacitivamente” tra loro se l’isolamento elettrico viene garantito dalla presenza di uno o più condensatori. Tali condensatori, chiamati “condensatori di isolamento”, impediscono il passaggio della componente continua e delle componenti a bassa frequenza dei segnali alternati, mentre permettono il passaggio delle componenti ad alta frequenza: essi, infatti, si comportano come un circuito aperto in bassa frequenza, mentre come un cortocircuito in alta frequenza. Di conseguenza, tale caratteristica rende l’isolamento capacitivo particolarmente adatto ad essere utilizzato nei circuiti in cui la condizione di isolamento viene ottenuta grazie all’impiego di alcuni trasformatori ad alta frequenza. Infatti, sostituendo quest’ultimi con i condensatori di isolamento necessari, la condizione di isolamento può essere mantenuta senza alterare i segnali ad alta frequenza e rendendo lo schema circuitale più leggero e meno voluminoso [31].

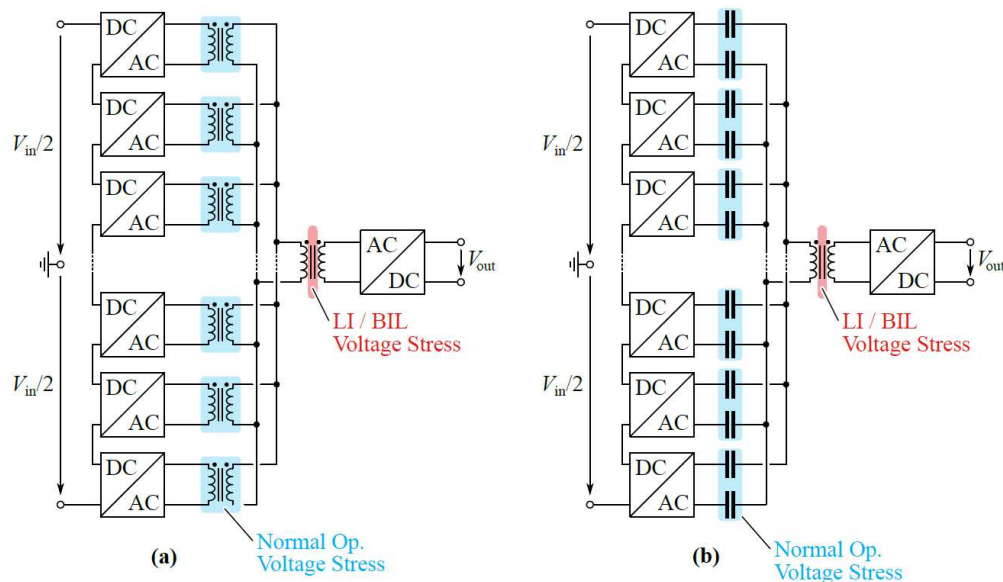


Figura 5.1: Esempio di una soluzione con isolamento capacitivo [32].

La **figura 5.1** illustra l’evoluzione circuitale di una soluzione che è stata migliorata applicando il concetto di isolamento capacitivo. Come si può notare, il circuito originale presenta una serie di convertitori DC/AC che sono tra loro isolati per mezzo di alcuni trasformatori ad alta frequenza. Dato che l’unico obiettivo di questi trasformatori è quello di garantire la condizione di isolamento, essi presentano un rapporto spire unitario (rapporto di conversione 1 : 1): di conseguenza, il segnale alternato presente al primario coincide con il segnale alternato presente al secondario. Il circuito finale, invece, presenta una coppia

di condensatori in sostituzione a ciascun trasformatore. Tali condensatori sono stati dimensionati per fare in modo che, alla frequenza di lavoro, il circuito funzioni in modo identico a quello originale. Tuttavia, allo stesso tempo, essi permettono di bloccare le componenti a bassa frequenza, garantendo ugualmente la condizione di isolamento. In conclusione, gli schemi circuitali (a) e (b) possono essere considerati del tutto equivalenti: infatti, entrambi garantiscono l'isolamento dei vari convertitori statici connessi in serie e presentano lo stesso segnale alternato ai capi dell'avvolgimento primario del trasformatore a monte del convertitore AC/DC. Ciononostante, il grande vantaggio del secondo schema circuitale è rappresentato dalla riduzione della parte magnetica: la soluzione isolata capacitivamente, infatti, può essere implementata occupando un volume inferiore e quindi migliorando le caratteristiche di ingombro e densità di potenza.

5.3 Schema circuitale del nuovo convertitore multi-porta

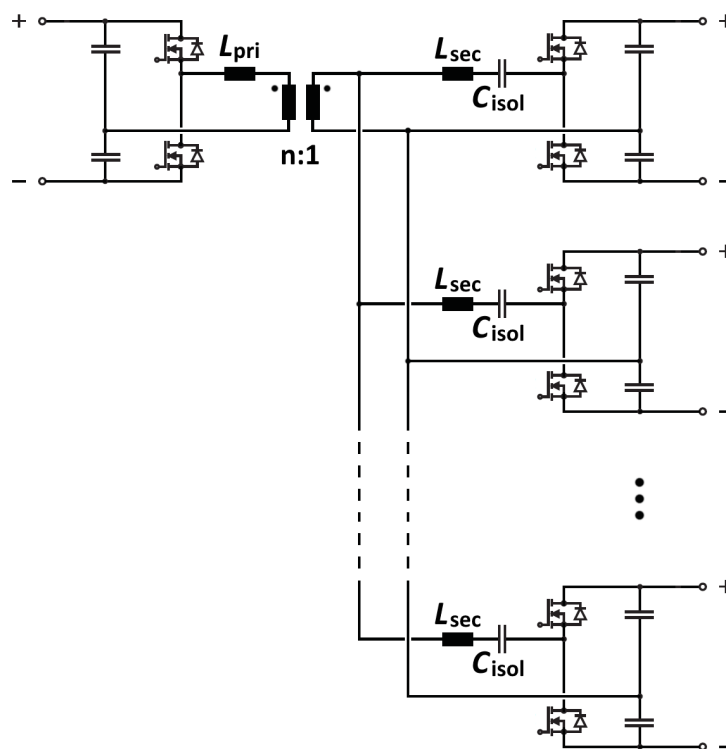


Figura 5.2: Schema circuitale della struttura che sostituisce il convertitore multi-porta multi-direzionale della soluzione originale.

La **figura 5.2** illustra lo schema circuitale del convertitore multi-porta multidirezionale associato alla soluzione *MAHB converter con isolamento capacitivo*. Come accennato precedentemente, esso è stato ottenuto sostituendo il trasformatore multi-avvolgimento con una struttura che permette di sfruttare il concetto di isolamento capacitivo: analogamente all'esempio appena riportato, tale modifica garantisce la riduzione della parte magnetica e il mantenimento del principio di funzionamento della soluzione originale. In particolare, tale struttura è composta da un trasformatore a singolo avvolgimento, degli induttori di trasferimento e una serie di condensatori di isolamento.

Il trasformatore a singolo avvolgimento ha il compito di garantire l'isolamento galvanico tra le varie celle elementari e l'intera stringa e di adattare le tensioni di primario e secondario. I condensatori di isolamento presenti al secondario, invece, permettono di isolare tra loro le singole celle elementari. Di conseguenza, in questo caso, l'isolamento elettrico è garantito sia dalla presenza del trasformatore a singolo avvolgimento e sia dalla presenza dei condensatori di isolamento. Dato che la topologia *MAHB converter con isolamento capacitivo* prevede l'utilizzo di convertitori half-bridge, la condizione di isolamento può essere ottenuta impiegando un singolo condensatore di isolamento per ogni porta: l'isolamento elettrico del potenziale privo del condensatore di isolamento, infatti, è garantito dalla presenza dei due condensatori interni alla struttura a mezzo ponte. Gli induttori di trasferimento, infine, devono essere necessariamente inclusi per garantire il corretto funzionamento della modalità C2C: a differenza della soluzione originale, infatti, il bilanciamento di due generiche celle elementari non può essere effettuato sfruttando l'induttanza di dispersione del trasformatore. Di conseguenza, in corrispondenza di ogni porta verrà inserito un induttore di trasferimento che, a seconda della collocazione, avrà valore:

$$\begin{aligned}L_{pri} &= 11 \mu\text{H} \\L_{sec} &= 0.5 \mu\text{H}\end{aligned}$$

I valori appena riportati corrispondono ai **risultati 4.8** e **4.13** ottenuti durante il processo di dimensionamento.

5.4 Dimensionamento dei condensatori di isolamento

I condensatori di isolamento presenti al lato secondario devono essere dimensionati considerando un trasferimento di potenza nella modalità C2C: nelle modalità C2P e P2C, infatti, l'isolamento galvanico è garantito dal coinvolgimento del trasformatore a singolo avvolgimento. Di conseguenza, lo schema circuitale da considerare è quello illustrato nella **figura 5.3**: in questo caso, V_{in} rappresenta l'onda quadra generata a partire dalla tensione della cella più carica, mentre V_{out} rappresenta l'onda quadra generata a partire dalla tensione della cella più scarica.

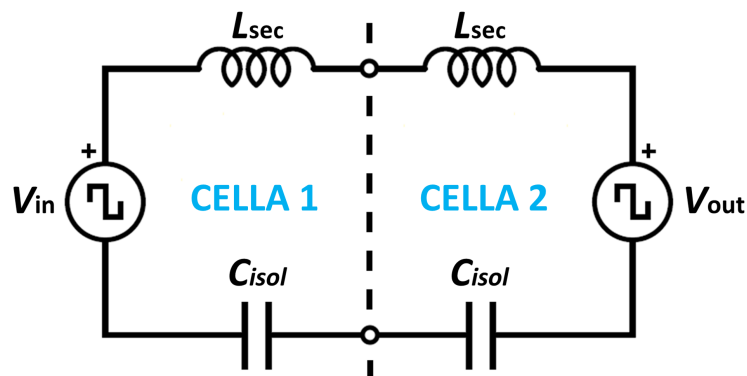


Figura 5.3: Schema circuitale valido per la modalità C2C.

Lo schema circuitale appena raffigurato può essere semplificato considerando la presenza di un unico induttore equivalente e di un unico condensatore equivalente. I loro valori possono essere calcolati nel seguente modo:

$$L_{eq} = L_{sec} + L_{sec} = 2 \cdot L_{sec} \quad (5.1)$$

$$C_{eq} = \frac{C_{isol} \cdot C_{isol}}{C_{isol} + C_{isol}} = \frac{C_{isol}}{2} \quad (5.2)$$

Ciò permette di ricavare lo schema circuitale equivalente illustrato nella **figura 5.4**.

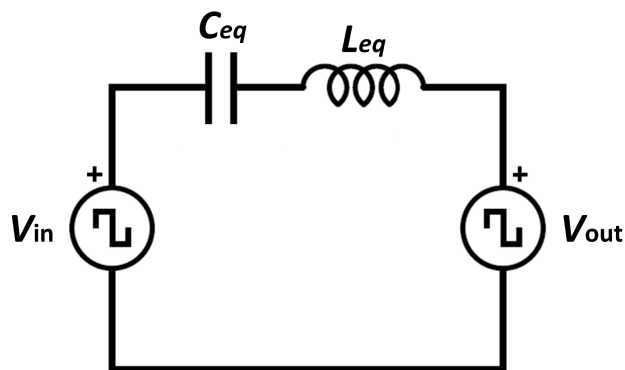


Figura 5.4: Schema circuitale equivalente valido per la modalità C2C.

Giunti a questo punto, l'obiettivo è fare in modo che la frequenza di risonanza f_{ris} associata alla serie LC equivalente sia notevolmente inferiore alla frequenza di commutazione f_s [32]. Di conseguenza, risulta necessario imporre la seguente

condizione:

$$f_{ris} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_{eq} \cdot C_{eq}}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_{sec} \cdot C_{isol}}} \ll f_s \quad (5.3)$$

Sapendo che la frequenza di commutazione è pari a $f_s = 100$ kHz, i condensatori di isolamento verranno dimensionati facendo in modo che la frequenza di risonanza sia prossima al valore $f_{ris} = 10$ kHz. Invertendo opportunamente la **formula 5.3** si ottiene:

$$C_{isol} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_{ris}^2 \cdot L_{sec}} \quad (5.4)$$

Ricordando che $L_{sec} = 0.5$ μ H, il valore da assegnare a C_{isol} risulta:

$$C_{isol} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (10k)^2 \cdot 0.5\mu} = 506.6 \mu\text{F} \approx 500 \mu\text{F} \quad (5.5)$$

5.5 Risultati simulativi

Analogamente a quanto fatto nel capitolo precedente, il funzionamento del *MAHB converter con isolamento capacitivo* verrà ora testato attraverso l'utilizzo del software *LTspice*. In particolare, il circuito verrà analizzato simulando un trasferimento di potenza nelle modalità C2C, C2P e P2C e considerando le stesse condizioni di lavoro utilizzate per la soluzione originale. Ancora una volta, il trasformatore a singolo avvolgimento è stato modellizzato come un componente ideale, mentre le celle elementari e i MOSFET delle strutture a mezzo ponte come dei componenti non-ideali. Infine, tutti gli altri componenti (condensatori dei convertitori half-bridge, induttori di trasferimento e induttori di filtro) sono stati dimensionati mantenendo il valore calcolato all'interno del capitolo precedente.

5.5.1 Modalità C2C

Analogamente a quanto fatto nel capitolo precedente, la modalità C2C verrà testata considerando sia un trasferimento di energia tra due celle completamente isolate, sia un trasferimento di energia tra due celle collegate in serie.

Simulazione considerando due celle isolate

Il trasferimento energetico associato alla prima simulazione della soluzione *MAHB converter con isolamento capacitivo* può essere analizzato considerando lo schema rappresentato nella **figura 4.6** e i parametri illustrati nella **tabella 4.1**. Ancora una volta, le correnti che scorrono nelle celle coinvolte risultano:

$$I_1 = \frac{P_{C2C}}{v_{cell1}} = \frac{4.0}{4.2} = 952 \text{ mA} \quad (5.6)$$

$$I_2 = I_{bil} = \frac{P_{C2C}}{v_{cell2}} = \frac{4.0}{4.0} = 1 \text{ A} \quad (5.7)$$

Dato che le condizioni di lavoro sono identiche a quelle della soluzione originale, i risultati 5.6 e 5.7 coincidono con i risultati 4.25 e 4.26.

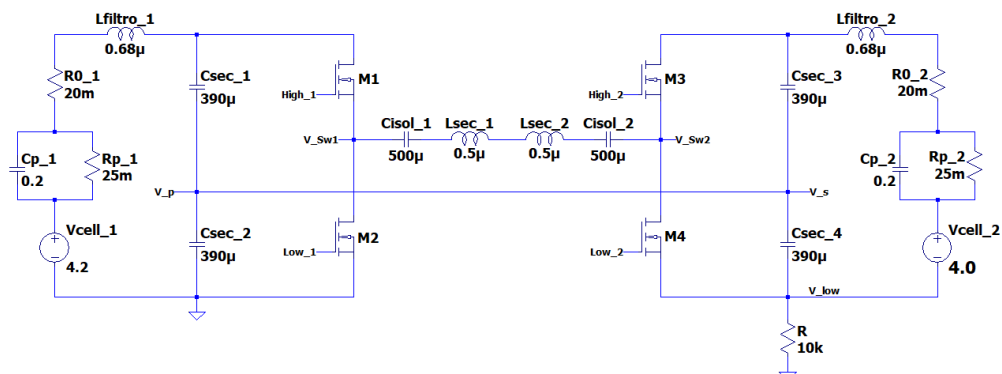


Figura 5.5: Schema circuitale ottenuto sfruttando il concetto di isolamento capacitivo e considerando la presenza di due celle isolate.

La figura 5.5 illustra lo schema circuitale considerato in fase di simulazione: osservandolo è immediato notare che, a differenza della soluzione originale, tra le due celle coinvolte è presente un collegamento diretto. In questo caso, infatti, l'isolamento elettrico non proviene dal mutuo accoppiamento degli avvolgimenti secondari, ma è garantito dalla presenza dei due condensatori di isolamento.

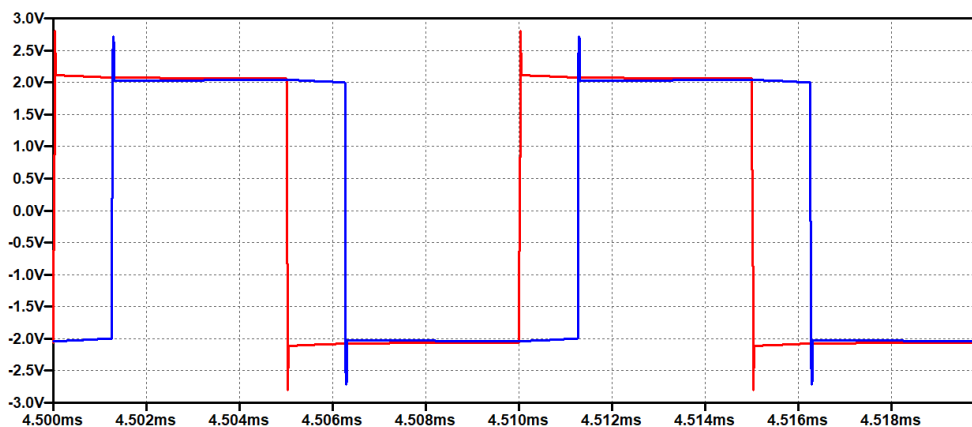


Figura 5.6: Onde quadre generate dai convertitori half-bridge.

La figura 5.6 illustra l'andamento delle tensioni ad onda quadra generate dalle strutture half-bridge: analogamente alla figura 4.8, quella in rosso è associata alla cella più carica, mentre quella in blu è associata alla cella più scarica. Come si può osservare, esse possiedono un'ampiezza pari alla metà della tensione

della cella corrispondente e risultano sfasate tra loro. In particolare, l'onda quadra della cella più scarica ha un'ampiezza leggermente inferiore ed è in ritardo rispetto all'onda quadra della cella più carica.

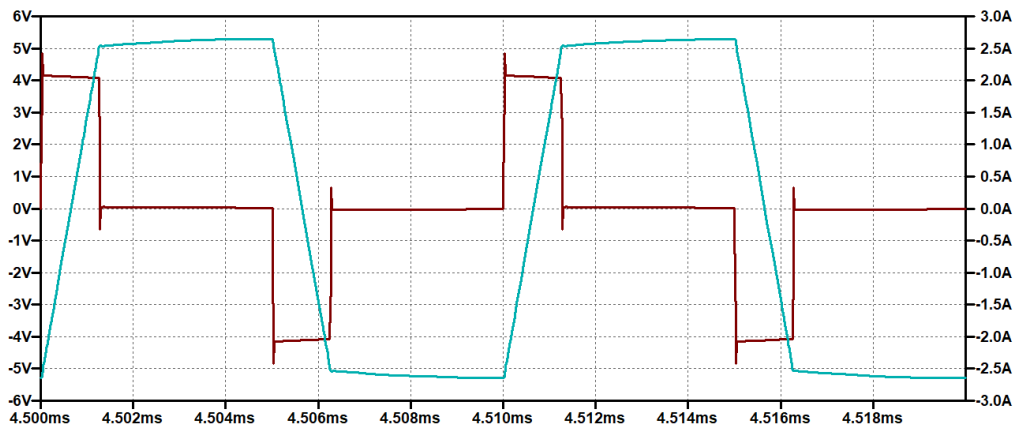


Figura 5.7: Tensione e corrente sull'induttore di trasferimento equivalente.

La **figura 5.7**, invece, illustra l'andamento della tensione (in marrone) e della corrente (in azzurro) associate all'induttore di trasferimento equivalente. Come si può notare, le forme d'onda ottenute sono identiche a quelle illustrate nella **figura 4.9**: ciò conferma il fatto che il funzionamento del circuito è del tutto equivalente a quello della soluzione originale.

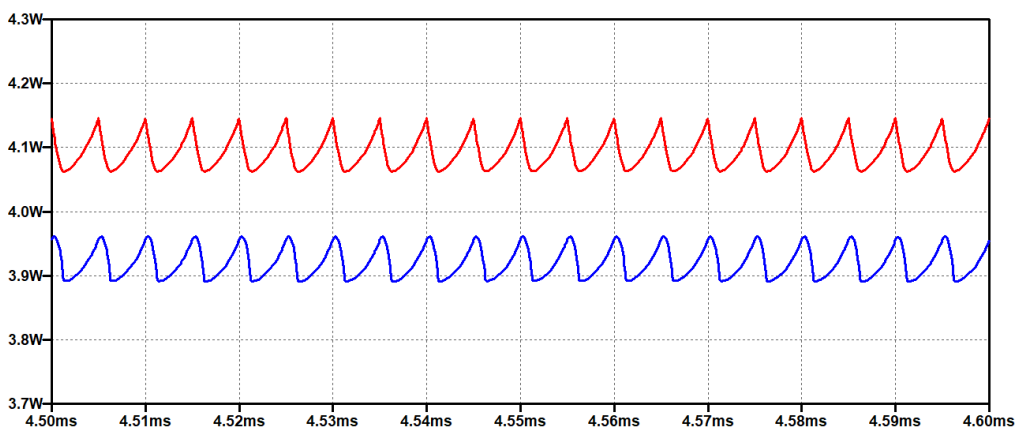


Figura 5.8: Potenze associate alle celle coinvolte nel processo di bilanciamento.

La **figura 5.8** illustra l'andamento delle potenze delle celle coinvolte nel processo di bilanciamento: in particolare, la curva in rosso rappresenta la potenza ceduta dalla cella più carica, mentre la curva in blu rappresenta la potenza as-

sorbita dalla cella più scarica. Come si può notare, gli andamenti ottenuti sono molto simili a quelli illustrati all'interno della **figura 4.10**. Ancora una volta, la potenza ceduta risulta maggiore di quella assorbita: più specificatamente, il valore medio della potenza ceduta dalla cella più carica risulta $P_{in} = 4.093$ W, mentre il valore medio della potenza assorbita dalla cella più scarica risulta $P_{out} = 3.920$ W. Ricordando che gli induttori di trasferimento presenti al secondario erano stati dimensionati per fare in modo che nella modalità C2C venissero scambiati 4.0 W, l'intensità della potenza trasferita può essere considerata in linea con le aspettative. In questo caso, l'efficienza globale del trasferimento di potenza risulta:

$$\eta_{C2C} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{3.920}{4.093} = 95.8\% \quad (5.8)$$

Tale valore coincide con il **risultato 4.27** ottenuto considerando la soluzione originale.

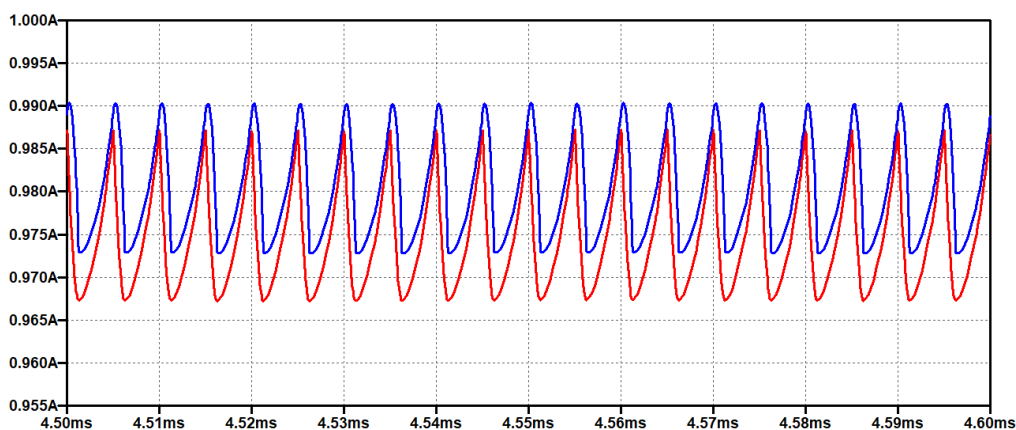


Figura 5.9: Correnti associate alle celle coinvolte nel processo di bilanciamento.

Infine, la **figura 5.9** illustra l'andamento delle correnti delle celle coinvolte nel processo di bilanciamento: in particolare, la curva in rosso rappresenta la corrente erogata dalla cella più carica, mentre la curva in blu rappresenta la corrente assorbita dalla cella più scarica. Il valore medio della corrente erogata dalla cella 1 risulta $I_1 = 975$ mA, mentre il valore medio della corrente assorbita dalla cella 2 risulta $I_2 = 980$ mA. Tali valori si dimostrano coerenti con quelli della potenza ceduta e della potenza assorbita. Infatti, si ha:

$$I_1 = \frac{P_{in}}{v_{cell1}} = \frac{4.093}{4.2} = 975 \text{ mA} \quad (5.9)$$

$$I_2 = \frac{P_{out}}{v_{cell2}} = \frac{3.920}{4.0} = 980 \text{ mA} \quad (5.10)$$

Inoltre, essi risultano simili ai **risultati 4.28** e **4.29** associati alla soluzione originale.

Simulazione considerando l'intera stringa

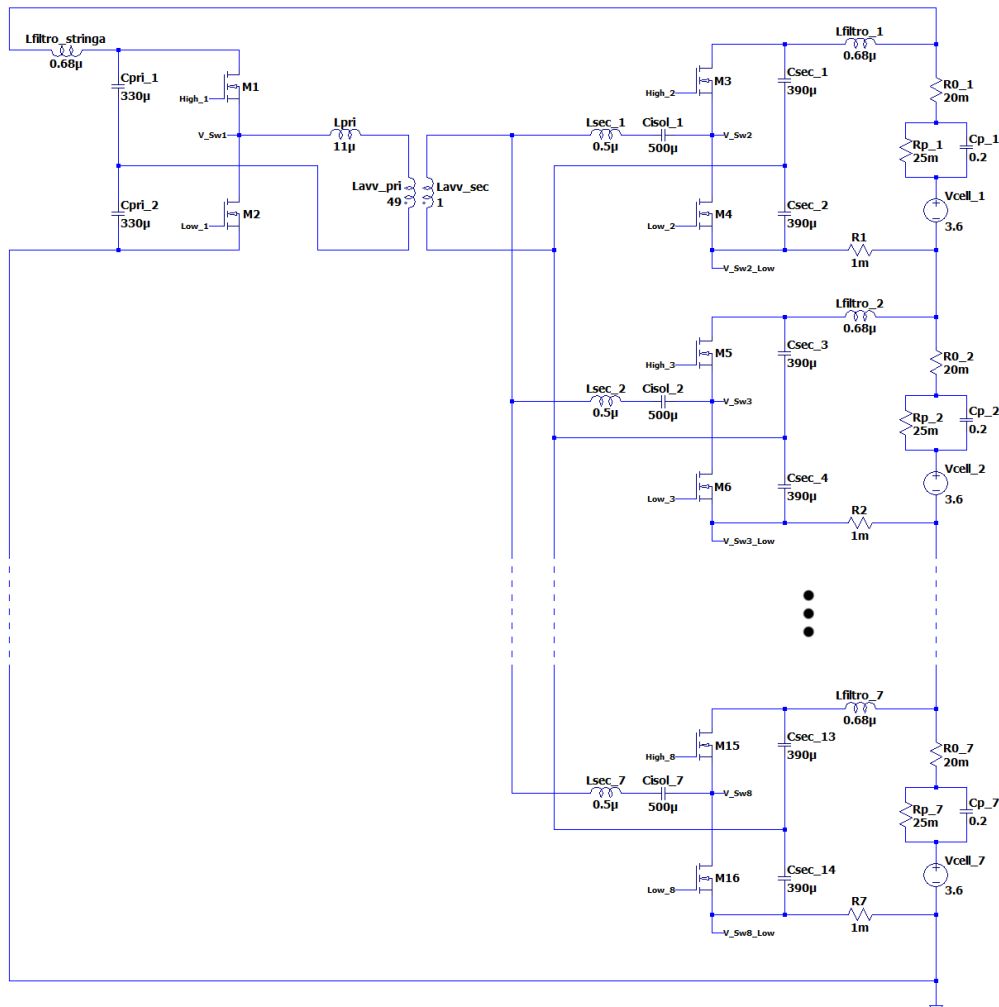


Figura 5.10: Schema circuitale ottenuto sfruttando il concetto di isolamento capacitivo e considerando la presenza di una stringa composta da 7 celle collegate in serie.

Nella seconda simulazione, la modalità C2C verrà testata considerando una stringa composta da 7 celle elementari e imponendo un trasferimento di potenza dalla cella 2 alla cella 1. Tuttavia, per fare in modo che la potenza venga scambiata soltanto tra queste due celle, risulta necessario disaccoppiare le porte dei vari convertitori half-bridge: di conseguenza, analogamente alla soluzione originale, occorre controllare attivamente anche il convertitore presente al primario. Sapendo che i valori di sfasamento che permettono di garantire la condizione di

disaccoppiamento sono identici a quelli della soluzione originale, il trasferimento energetico associato alla seconda simulazione può essere analizzato considerando lo schema circuitale rappresentato nella **figura 4.12** e i parametri illustrati nella **tabella 4.2**. Ancora una volta, le correnti che scorrono nelle celle coinvolte risultano:

$$I_1 = I_{bil} = \frac{P_{C2C}}{v_{cell1}} = \frac{3.6}{3.6} = 1 \text{ A} \quad (5.11)$$

$$I_2 = \frac{P_{C2C}}{v_{cell2}} = \frac{3.6}{4.2} = 857 \text{ mA} \quad (5.12)$$

Dato che le condizioni di lavoro sono identiche a quelle della soluzione originale, i **risultati 5.11** e **5.12** coincidono con i **risultati 4.30** e **4.31**.

La **figura 5.10** illustra lo schema circuitale considerato per la seconda simulazione: come si può notare, in questo caso è presente il convertitore half-bridge associato all'intera stringa, la quale è composta da 7 celle collegate in serie. Tuttavia, nella figura sopra riportata, mancano le celle 3, 4, 5 e 6: il circuito di bilanciamento completo, infatti, è stato tagliato per una questione di spazio.

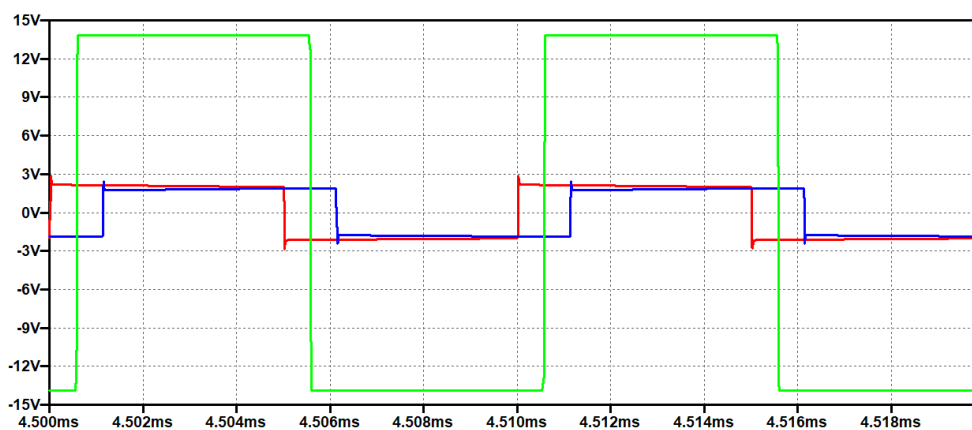


Figura 5.11: Onde quadre generate dai convertitori half-bridge.

La **figura 5.11** illustra l'andamento delle tensioni ad onda quadra generate dai tre convertitori half-bridge attivi: analogamente alla **figura 4.14**, le curve rossa, blu e verde sono rispettivamente associate alle porte 2 (cella più carica), 1 (cella più scarica) e 0 (intera stringa). Come si può osservare, esse possiedono un'ampiezza pari alla metà della tensione del lato DC e sono tra loro opportunamente sfasate.

La **figura 5.12**, invece, illustra l'andamento della tensione (in marrone) e della corrente (in azzurro) associate all'induttore secondario della cella 1. Come si può notare, le forme d'onda ottenute sono molto simili a quelle illustrate nella **figura 4.15**: ancora una volta, ciò permette di affermare che il funzionamento del circuito è equivalente a quello della soluzione originale.

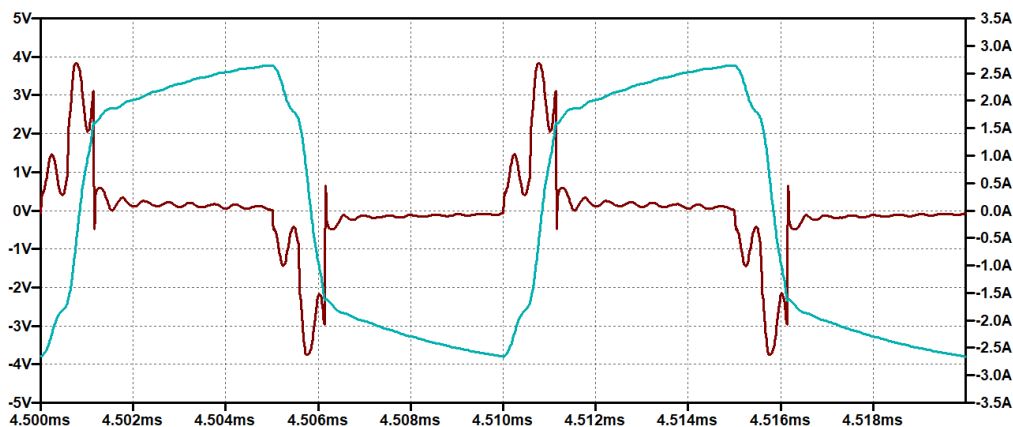


Figura 5.12: Tensione e corrente associate all'induttore secondario della cella 1.

In questo caso, il valore medio della potenza ceduta dalla cella più carica risulta $P_2 = 4.135$ W, mentre il valore medio della potenza assorbita dalla cella più scarica risulta $P_1 = 3.597$ W. Il valore medio delle potenze che vengono assorbite dalle altre celle, invece, risulta:

- $P_3 = 14$ mW;
- $P_4 = 10$ mW;
- $P_5 = 8$ mW;
- $P_6 = 19$ mW;
- $P_7 = 30$ mW.

Ricordando che i valori di sfasamento erano stati scelti per fare in modo che venissero scambiati 3.6 W, l'intensità della potenza assorbita può essere considerata in linea con le aspettative. In questo caso, l'efficienza globale del trasferimento di potenza risulta:

$$\eta_{C2C} = \frac{P_1}{P_2} = \frac{3.597}{4.135} = 87.0\% \quad (5.13)$$

Sebbene il valor medio della potenza assorbita coincida con quello della soluzione originale, il valor medio della potenza ceduta risulta molto più grande. Di conseguenza, il valore di efficienza che si ottiene in questo caso è notevolmente inferiore rispetto a quello della soluzione originale (**risultato 4.32**).

Infine, il valore medio della corrente erogata dalla cella 2 risulta $I_2 = 985$ mA, mentre il valore medio della corrente assorbita dalla cella 1 risulta $I_1 = 999$ mA. Tali valori si dimostrano coerenti con i valori della potenza ceduta e della

potenza assorbita. Infatti, si ha:

$$I_1 = \frac{P_1}{v_{cell1}} = \frac{3.597}{3.6} = 999 \text{ mA} \quad (5.14)$$

$$I_2 = \frac{P_2}{v_{cell2}} = \frac{4.135}{4.2} = 985 \text{ mA} \quad (5.15)$$

Tuttavia, sebbene il **risultato 5.14** coincida con il **risultato 5.11**, il **risultato 5.15** risulta molto più grande del **risultato 5.12**: ciò è dovuto al fatto che, nella **formula 5.12**, la corrente I_2 era stata calcolata assumendo che $P_{in} = P_{out} = 3.6$ W.

5.5.2 Modalità C2P e P2C

Analogamente alla soluzione originale, le modalità C2P e P2C verranno testate considerando lo schema rappresentato nella **figura 4.18** e i parametri illustrati nella **tabella 4.3**.

Modalità C2P

Il funzionamento associato alla modalità C2P può essere analizzato considerando lo schema circuitale illustrato nella **figura 5.10**. In questo caso, la simulazione prevede un trasferimento di potenza dalla prima cella del pacco all'intera stringa: la potenza che viene ceduta dalla cella 1 viene quindi ridistribuita alle altre 6 celle presenti. Di conseguenza, i MOSFET associati ai convertitori delle celle 2, 3, 4, 5, 6 e 7 rimarranno sempre spenti, mentre le uniche strutture half-bridge attive saranno quelle associate alla cella 1 e all'intera stringa. Nelle condizioni considerate, la potenza ceduta dalla cella 1 risulta:

$$P_1 = P_{C2P} = 3.6 \text{ W} \quad (5.16)$$

Le potenze assorbite dalle restanti celle, invece, risultano:

$$\begin{aligned} P_{cell} &= P_2 = P_3 = P_4 = P_5 = P_6 = P_7 \\ &= \frac{P_{C2P}}{6} = \frac{3.6}{6} = 600 \text{ mW} \end{aligned} \quad (5.17)$$

Le correnti che scorrono nelle varie celle coinvolte possono quindi essere ottenute nel seguente modo:

$$I_1 = \frac{P_1}{v_{cell}} = \frac{3.6}{3.6} = 1 \text{ A} \quad (5.18)$$

$$\begin{aligned} I_{string} &= I_2 = I_3 = I_4 = I_5 = I_6 = I_7 \\ &= \frac{P_{cell}}{v_{cell}} = \frac{0.6}{3.6} = 167 \text{ mA} \end{aligned} \quad (5.19)$$

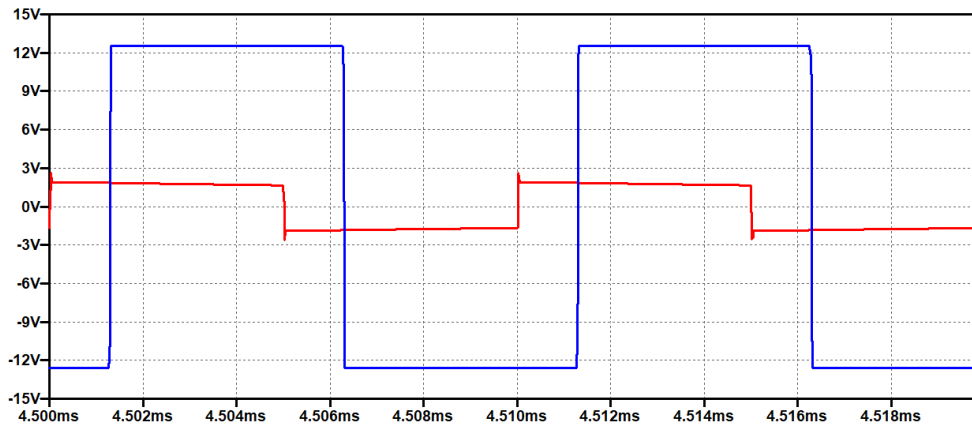


Figura 5.13: Onde quadre generate dai convertitori half-bridge.

I valori appena ricavati coincidono con **risultati 4.35, 4.36, 4.37 e 4.38**: ciò si verifica in quanto le condizioni di lavoro sono identiche a quelle della soluzione originale.

La **figura 5.13** illustra l'andamento delle tensioni ad onda quadra generate dalle strutture half-bridge attive: analogamente alla **figura 4.19**, quella in rosso è associata alla cella 1, mentre quella in blu è associata all'intera stringa. Come si può osservare, l'onda quadra associata alla stringa è in ritardo rispetto all'onda quadra associata alla cella 1: ciò è coerente con il fatto che la potenza viene trasferita dalla singola cella elementare all'intera stringa.

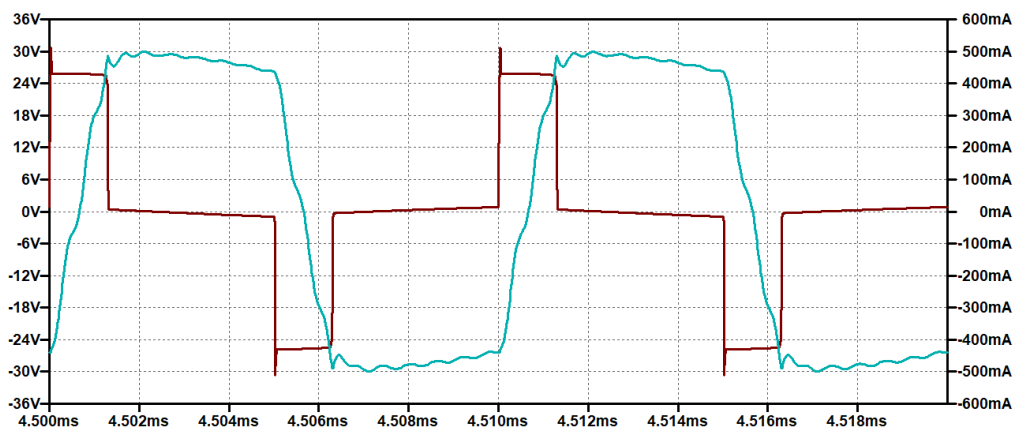


Figura 5.14: Tensione e corrente sull'induttore di trasferimento equivalente.

La **figura 5.14**, invece, illustra l'andamento della tensione (in marrone) e della corrente (in azzurro) associate all'induttore di trasferimento equivalente.

Come si può notare, le forme d'onda ottenute sono simili a quelle illustrate nella **figura 4.20**: ciò permette di affermare che, anche per la modalità C2P, il funzionamento del circuito è equivalente a quello della soluzione originale.

In questo caso, il valore medio della potenza ceduta dalla cella 1 risulta $P_1 = 3.981$ W, mentre il valore medio della potenza totale assorbita dalle restanti celle risulta $P_{TOT} = 3.541$ W. In particolare, il valore medio delle potenze che vengono assorbite dalle singole celle di destinazione risulta:

- $P_2 = 596$ mW;
- $P_3 = 581$ mW;
- $P_4 = 571$ mW;
- $P_5 = 585$ mW;
- $P_6 = 600$ mW;
- $P_7 = 608$ mW.

Come si può notare, ogni valore riportato è circa pari ad un sesto del valore della potenza totale assorbita. Infatti, vale:

$$\begin{aligned} P_{cell} &= P_2 = P_3 = P_4 = P_5 = P_6 = P_7 \\ &= \frac{P_{TOT}}{6} = \frac{3.541}{6} = 590 \text{ mW} \end{aligned} \quad (5.20)$$

Ricordando che il valore di sfasamento era stato scelto per fare in modo che venissero scambiati 3.6 W, l'intensità della potenza totale assorbita può essere considerata in linea con le aspettative. In questo caso, l'efficienza globale del trasferimento di potenza risulta:

$$\eta_{C2P} = \frac{P_{TOT}}{P_1} = \frac{3.541}{3.981} = 88.9\% \quad (5.21)$$

Sebbene il valor medio della potenza totale assorbita coincida con quello della soluzione originale, il valor medio della potenza ceduta risulta leggermente maggiore. Di conseguenza, il valore di efficienza che si ottiene in questo caso è inferiore rispetto a quello della soluzione originale (**risultato 4.39**).

Infine, il valore medio della corrente erogata dalla cella 1 risulta $I_1 = 1.106$ A, mentre il valore medio delle correnti che vengono assorbite dalle singole celle di destinazione risulta:

- $I_2 = 166$ mA;
- $I_3 = 161$ mA;
- $I_4 = 159$ mA;

- $I_5 = 162 \text{ mA}$;
- $I_6 = 167 \text{ mA}$;
- $I_7 = 169 \text{ mA}$.

Il valore medio della corrente associata all'intera stringa, invece, è $I_{string} = 167 \text{ mA}$. Come si può notare, tutti i valori riportati sono vicini ai **risultati 5.18 e 5.19** calcolati sulla base della conoscenza teorica.

Modalità P2C

Il funzionamento associato alla modalità P2C può essere analizzato considerando sempre lo schema circuitale illustrato nella **figura 5.10**. In questo caso, la simulazione prevede un trasferimento di potenza dall'intera stringa alla prima cella del pacco: di conseguenza, la potenza che viene assorbita dalla cella 1 proviene dalle altre 6 celle presenti. Analogamente alla modalità C2P, i MOSFET associati ai convertitori delle celle 2, 3, 4, 5, 6 e 7 rimarranno sempre spenti, mentre le uniche strutture half-bridge attive saranno quelle associate alla cella 1 e all'intera stringa. Nelle condizioni considerate, la potenza assorbita dalla cella 1 risulta:

$$P_1 = P_{P2C} = 3.6 \text{ W} \quad (5.22)$$

Le potenze cedute dalle restanti celle, invece, risultano:

$$\begin{aligned} P_{cell} = P_2 = P_3 = P_4 = P_5 = P_6 = P_7 \\ = \frac{P_{P2C}}{6} = \frac{3.6}{6} = 600 \text{ mW} \end{aligned} \quad (5.23)$$

Le correnti che scorrono nelle varie celle coinvolte possono quindi essere ottenute nel seguente modo:

$$I_1 = \frac{P_1}{v_{cell}} = \frac{3.6}{3.6} = 1 \text{ A} \quad (5.24)$$

$$\begin{aligned} I_{string} = I_2 = I_3 = I_4 = I_5 = I_6 = I_7 \\ = \frac{P_{cell}}{v_{cell}} = \frac{0.6}{3.6} = 167 \text{ mA} \end{aligned} \quad (5.25)$$

I valori appena ricavati coincidono con **risultati 4.43, 4.44, 4.45 e 4.46**: ciò si verifica in quanto le condizioni di lavoro sono identiche a quelle della soluzione originale.

La **figura 5.15** illustra l'andamento delle tensioni ad onda quadra generate dalle strutture half-bridge attive: analogamente alla **figura 4.24**, quella in rosso è associata all'intera stringa, mentre quella in blu è associata alla cella 1. Come si può osservare, in questo caso è l'onda quadra associata alla cella 1 ad essere in ritardo rispetto all'onda quadra associata alla stringa: ciò è coerente con il fatto

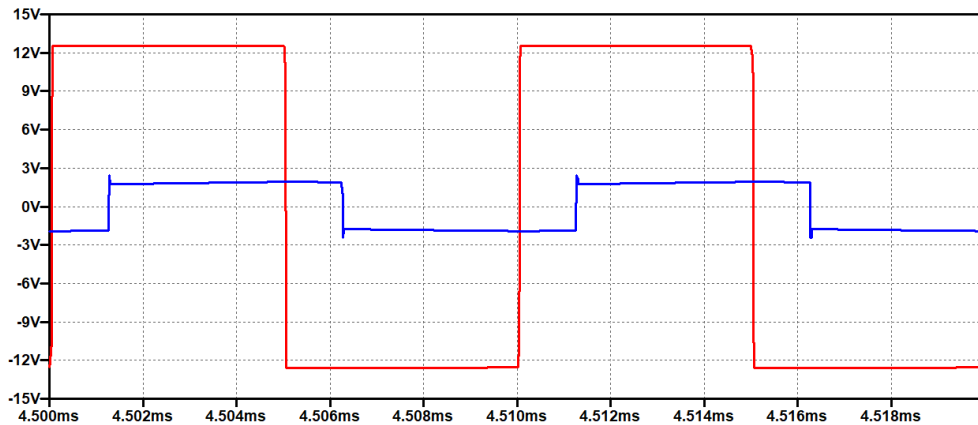


Figura 5.15: Onde quadre generate dai convertitori half-bridge.

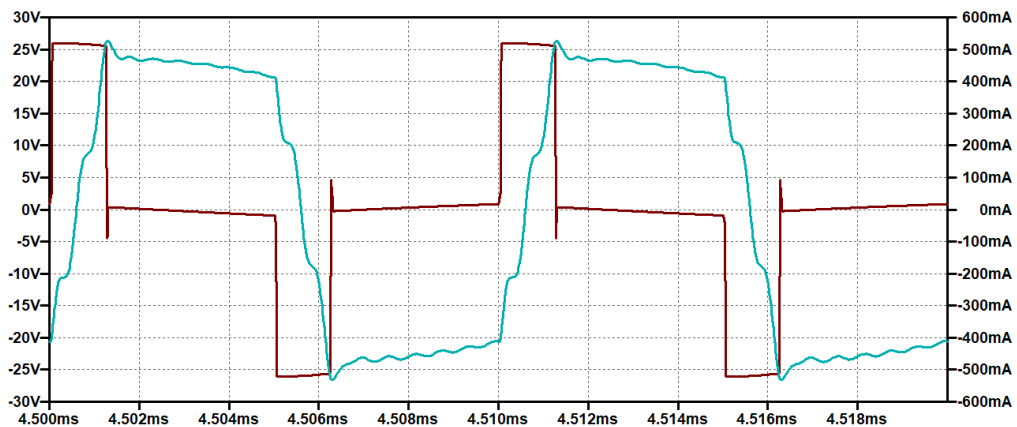


Figura 5.16: Tensione e corrente sull'induttore di trasferimento equivalente.

che, in questa modalità di funzionamento, la potenza viene trasferita dall'intera stringa ad una singola cella elementare.

La **figura 5.16**, invece, illustra l'andamento della tensione (in marrone) e della corrente (in azzurro) associate all'induttore di trasferimento equivalente. Come si può notare, le forme d'onda ottenute sono simili a quelle illustrate nella **figura 4.25**: ciò permette di affermare che, anche per la modalità P2C, il funzionamento del circuito è equivalente a quello della soluzione originale.

In questo caso, il valore medio della potenza assorbita dalla cella 1 risulta $P_1 = 3.540$ W, mentre il valore medio della potenza totale ceduta dalle restanti celle risulta $P_{TOT} = 3.995$ W. In particolare, il valore medio delle potenze che vengono cedute dalle singole celle risulta:

- $P_2 = 662$ mW;
- $P_3 = 677$ mW;
- $P_4 = 688$ mW;
- $P_5 = 671$ mW;
- $P_6 = 651$ mW;
- $P_7 = 646$ mW.

Come si può notare, ogni valore riportato è circa pari ad un sesto del valore della potenza totale ceduta. Infatti, vale:

$$\begin{aligned} P_{cell} &= P_2 = P_3 = P_4 = P_5 = P_6 = P_7 \\ &= \frac{P_{TOT}}{6} = \frac{3.995}{6} = 666 \text{ mW} \end{aligned} \quad (5.26)$$

Ricordando che il valore di sfasamento era stato scelto per fare in modo che venissero scambiati 3.6 W, l'intensità della potenza assorbita può essere considerata in linea con le aspettative. In questo caso, l'efficienza globale del trasferimento di potenza risulta:

$$\eta_{P2C} = \frac{P_1}{P_{TOT}} = \frac{3.540}{3.995} = 88.6\% \quad (5.27)$$

Sebbene il valor medio della potenza assorbita coincida con quello della soluzione originale, il valor medio della potenza totale ceduta risulta leggermente maggiore. Di conseguenza, il valore di efficienza che si ottiene in questo caso è inferiore rispetto a quello della soluzione originale (**risultato 4.47**).

Infine, il valore medio della corrente assorbita dalla cella 1 risulta $I_1 = 983$ mA, mentre il valore medio della corrente erogata dalle restanti celle risulta:

- $I_2 = 184$ mA;
- $I_3 = 188$ mA;
- $I_4 = 191$ mA;
- $I_5 = 186$ mA;
- $I_6 = 181$ mA;
- $I_7 = 179$ mA.

Il valore medio della corrente associata all'intera stringa, invece, è $I_{string} = 182$ mA. Come si può notare, tutti i valori riportati sono vicini ai **risultati 5.24** e **5.25** calcolati sulla base della conoscenza teorica.

Capitolo 6

Implementazione fisica del nuovo convertitore multi-porta

6.1 Dimensionamento dei vari componenti

All'interno di questo capitolo verranno dimensionati e in seguito selezionati i componenti necessari per realizzare fisicamente il *MAHB converter con isolamento capacitivo*: ciò permetterà di dimostrare che, rispetto alla soluzione originale, tale soluzione garantisce la riduzione del volume occupato. Come accennato all'interno del capitolo precedente, i componenti presenti all'interno della struttura che permette di ottenere la condizione di isolamento capacitivo sono:

- il trasformatore a singolo avvolgimento;
- gli induttori di trasferimento;
- i condensatori di isolamento.

Tali componenti verranno dimensionati considerando due diverse frequenze di lavoro: la frequenza f_{s1} pari a 100 kHz e la frequenza f_{s2} pari a 1 MHz. In particolare, il dimensionamento alla frequenza f_{s1} permetterà di ottenere i valori da assegnare ai componenti che saranno utilizzati per implementare fisicamente il nuovo convertitore multi-porta multi-direzionale: il prototipo sperimentale esistente associato alla soluzione originale, infatti, non è in grado di funzionare ad una frequenza superiore ai 100 kHz. Il dimensionamento alla frequenza f_{s2} , invece, verrà fatto con l'obiettivo di dimostrare che, scegliendo una frequenza di lavoro più grande, è possibile ottenere dei componenti molto meno voluminosi: come si può facilmente intuire, infatti, per sfruttare al massimo i vantaggi dell'isolamento capacitivo occorre considerare un funzionamento in alta frequenza. Entrambi i processi di dimensionamento faranno riferimento ad una stringa composta da 7 celle Samsung ICR18650-26JM. I valori dei principali parametri associati a tale modello sono riportati nella **tabella 6.1**.

Simbolo	Parametro	Valore
V_{nom}	tensione nominale	3.63 V
\hat{V}_c	tensione di cella massima	4.2 V
Q_{nom}	capacità nominale	2600 mAh
I_{ch}	corrente di carica massima	2.6 A
I_{dis}	corrente di scarica massima	5.2 A

Tabella 6.1: Valori dei principali parametri associati al modello Samsung ICR18650-26JM [33].

6.1.1 Condizioni di dimensionamento

A prescindere dalla frequenza considerata, il dimensionamento dei componenti sopra elencati verrà effettuato considerando la situazione associata al caso peggiore, che corrisponde ad avere il massimo scambio di potenza consentito dai limiti di tensione e di corrente. In questa condizione, tutte le singole celle elementari hanno tensione $\hat{V}_c = 4.2$ V: di conseguenza, la tensione dell'intera stringa sarà $V_{string} = n \cdot \hat{V}_c = 7 \cdot 4.2 = 29.4$ V. Dal punto di vista delle correnti, sebbene la corrente di scarica massima sia pari a $I_{dis} = 5.2$ A, i componenti verranno dimensionati assumendo che il suo valore coincida con la corrente di carica massima: di conseguenza, vale $I_{ch} = I'_{dis} = 2.6$ A. Ciò significa che, nella situazione associata alla condizione peggiore, ogni singola cella può essere caricata o scaricata con una corrente massima di 2.6 A.

Il principale collo di bottiglia del processo di dimensionamento è associato al trasformatore. Nella soluzione originale, esso era stato dimensionato considerando un funzionamento nella modalità P2C e ipotizzando una ripartizione della potenza trasferita tra più celle di destinazione [33]. Nella soluzione isolata capacitivamente, invece, il trasformatore a singolo avvolgimento verrà dimensionato considerando una sola cella attiva al secondario. Tale scelta è stata fatta con l'intento di minimizzarne l'ingombro: qualora venisse dimensionato considerando più di una cella attiva al secondario, infatti, l'avvolgimento primario dovrebbe sopportare la stessa corrente efficace del trasformatore multi-avvolgimento, mentre l'unico avvolgimento secondario dovrebbe sopportare una corrente efficace k volte più grande (dove il termine k indica il numero di celle attive al secondario). Come si può osservare dalla **figura 6.1**, infatti, nella soluzione isolata capacitivamente le correnti di bilanciamento che scorrono nelle varie celle di destinazione si sommano in corrispondenza del passaggio nell'unico avvolgimento secondario, mentre nella soluzione originale, invece, la corrente di bilanciamento totale viene automaticamente ripartita tra i vari avvolgimenti secondari.

La scelta di considerare una sola cella attiva al secondario mette quindi in risalto l'utilità di avere un accoppiamento capacitivo tra le varie celle elementari. Inoltre, qualora fosse necessario caricare più celle contemporaneamente, l'energia

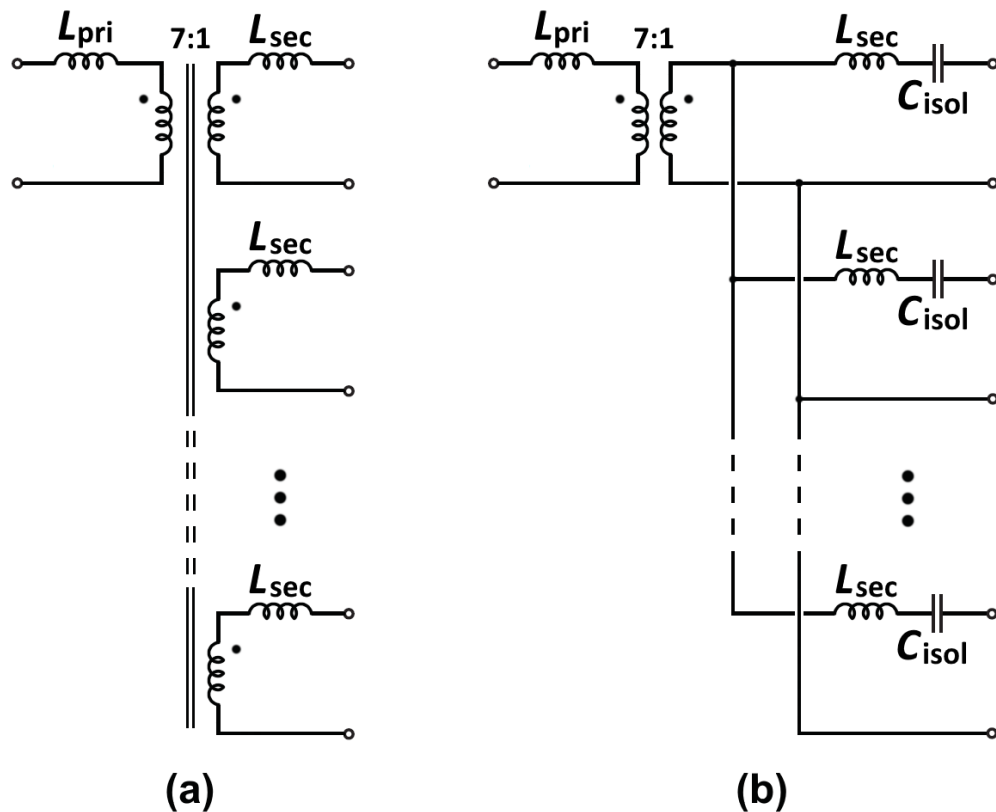


Figura 6.1: Schemi circuitali delle strutture interne al convertitore multi-porta multi-direzionale. In particolare, lo schema (a) è associato alla soluzione originale, mentre lo schema (b) alla soluzione isolata capacitivamente.

potrebbe essere trasferita sfruttando il principio di *time-sharing*. Sebbene la condizione di dimensionamento considerata permetta di sfruttare al massimo i vantaggi offerti dall'isolamento capacitivo, il confronto dell'ingombro dev'essere fatto a parità di condizioni operative: di conseguenza, anche il trasformatore associato alla soluzione originale dev'essere dimensionato considerando una sola cella attiva al secondario.

6.1.2 Dimensionamento alla frequenza di 100 kHz

All'interno di questo paragrafo, i componenti precedentemente elencati verranno dimensionati considerando un funzionamento alla frequenza di lavoro f_{s1} , che è pari a 100 kHz.

Induttori di trasferimento

Come accennato precedentemente, gli induttori di trasferimento devono essere dimensionati considerando la situazione del caso peggiore: in questa condizione, tutte le singole celle elementari hanno tensione $\hat{V}_c = 4.2$ V, mentre la tensione dell'intera stringa risulta $V_{string} = 29.4$ V. L'obiettivo è quello di ottenere, nelle modalità di funzionamento P2C e C2P, una corrente di cella $I_{cell} = I_{ch} = I'_{dis}$ pari a 2.6 A in corrispondenza di uno sfasamento ϕ pari a 90° . Di conseguenza, la potenza che deve essere scambiata con l'unica cella attiva risulta

$$P_1 = \hat{V}_c \cdot I_{ch} = \hat{V}_c \cdot I'_{dis} = 4.2 \cdot 2.6 = 10.92 \text{ W} \quad (6.1)$$

mentre lo sfasamento, riportato in radianti, risulta

$$\phi = 90^\circ = \frac{\pi}{2} \text{ rad} \quad (6.2)$$

Il valore dell'induttanza di trasferimento equivalente può quindi essere calcolato nel seguente modo:

$$L_{eq1} = \frac{n \cdot (v_{string} - v_{cell}) \cdot v_{cell} \cdot \phi}{8\pi \cdot f_{s1} \cdot P_1} \cdot \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) \quad (6.3)$$

Applicando la **formula 6.3** si ricava:

$$L_{eq1} = \frac{7 \cdot (29.4 - 4.2) \cdot 4.2 \cdot \pi/2}{8\pi \cdot 100\text{k} \cdot 10.92} \cdot \left(1 - \frac{\pi/2}{\pi}\right) = 21.2 \text{ } \mu\text{H} \quad (6.4)$$

Tale valore può essere ottenuto scegliendo, ad esempio:

$$L_{pri1} = 1.6 \text{ } \mu\text{H} \quad (6.5)$$

$$L_{sec1} = 0.4 \text{ } \mu\text{H} \quad (6.6)$$

Condensatori di isolamento

Il dimensionamento dei condensatori di isolamento presenti al lato secondario deve essere fatto seguendo lo stesso procedimento descritto nel **capitolo 5** “*MAHB converter con isolamento capacitivo*”, all'interno del **paragrafo 5.4** “*Dimensionamento dei condensatori di isolamento*”. In particolare, occorre imporre nuovamente la seguente condizione:

$$f_{ris1} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_{sec1} \cdot C_{isol1}}} \ll f_{s1} \quad (6.7)$$

Scegliendo $C_{isol1} = 500 \text{ } \mu\text{F}$ e ricordando che $L_{sec1} = 0.4 \text{ } \mu\text{H}$, la frequenza di risonanza risulta:

$$f_{ris1} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{0.4\mu \cdot 500\mu}} = 11\,254 \text{ Hz} \approx 11.3 \text{ kHz} \quad (6.8)$$

Il valore appena ricavato è molto inferiore alla frequenza di commutazione f_{s1} e di conseguenza viene considerato accettabile.

Trasformatore a singolo avvolgimento

Il dimensionamento del trasformatore a singolo avvolgimento dev'essere fatto considerando i valori efficaci delle correnti che scorrono nei vari avvolgimenti. Nelle condizioni di lavoro sopra specificate, il valore efficace della corrente che scorre attraverso l'avvolgimento primario può essere calcolato considerando la **formula 4.15**. In particolare, esso risulta:

$$I_1^{RMS} = \frac{29.4 \cdot \pi/2}{4\pi \cdot 100k \cdot 21.2\mu} \cdot \sqrt{1 - \frac{\pi/2}{2\pi}} = 1.5 \text{ A} \quad (6.9)$$

Il valore efficace della corrente associata all'avvolgimento secondario, invece, risulta:

$$I_2^{RMS} = n \cdot I_1^{RMS} = 7 \cdot 1.5 = 10.5 \text{ A} \quad (6.10)$$

Tali valori rappresentano un vincolo per la scelta dell'area della sezione trasversale dei conduttori e, di conseguenza, per la scelta dell'area da dedicare agli avvolgimenti. Infatti, deve essere soddisfatta la seguente condizione [33]:

$$A_\omega \cdot J_{RMS} > \frac{N_p \cdot I_1^{RMS} + N_s \cdot I_2^{RMS}}{k_\omega} \quad (6.11)$$

Nell'espressione sopra riportata:

- A_ω rappresenta l'area totale che può essere sfruttata per avvolgere i conduttori;
- J_{RMS} è la densità di corrente efficace associata ai conduttori che formano gli avvolgimenti;
- N_p è il numero di spire dell'avvolgimento primario;
- N_s è il numero di spire dell'avvolgimento secondario;
- k_ω è il coefficiente di riempimento.

Sapendo che $N_p = n \cdot N_s$, la **condizione 6.11** può essere riscritta nel seguente modo:

$$A_\omega \cdot J_{RMS} > \frac{N_s \cdot (n \cdot I_1^{RMS} + I_2^{RMS})}{k_\omega} \quad (6.12)$$

Inoltre, ipotizzando di raggiungere il massimo valore di flusso magnetico in corrispondenza della frequenza f_{s1} , deve valere [33]:

$$A_e \cdot B_{pk} > \frac{\hat{V}_c}{8 \cdot N_s \cdot f_{s1}} \quad (6.13)$$

Nell'espressione appena riportata:

- A_e rappresenta l'area della sezione trasversale del nucleo ferromagnetico;

- B_{pk} è il massimo valore assunto dall'induzione magnetica.

Combinando le **condizioni 6.12** e **6.13**, il prodotto delle aree risulta:

$$A_e \cdot A_\omega > \frac{\hat{V}_c \cdot (n \cdot I_1^{RMS} + I_2^{RMS})}{8 \cdot k_\omega \cdot B_{pk} \cdot J_{RMS} \cdot f_{s1}} \quad (6.14)$$

Sostituendo i seguenti valori

- $k_\omega = 0.4$
- $B_{pk} = 0.2 \text{ T} = 0.2 \text{ Wb/m}^2 = 0.2 \cdot 10^{-6} \text{ Wb/mm}^2$
- $J_{RMS} = 3 \text{ A/mm}^2$

all'interno della **formula 6.14** si ottiene:

$$A_e \cdot A_\omega > \frac{4.2 \cdot (7 \cdot 1.5 + 10.5)}{8 \cdot 0.4 \cdot 0.2 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 100k} = 460 \text{ mm}^4 \quad (6.15)$$

Il **risultato 6.15** assume un significato importante: esso, infatti, può essere utilizzato sia per scegliere un nucleo di dimensioni adeguate, sia per valutare la scalabilità del componente. Osservando la **figura 6.2**, infatti, si intuisce che, più il prodotto $A_e \cdot A_\omega$ è grande, più il nucleo ferromagnetico sarà voluminoso.

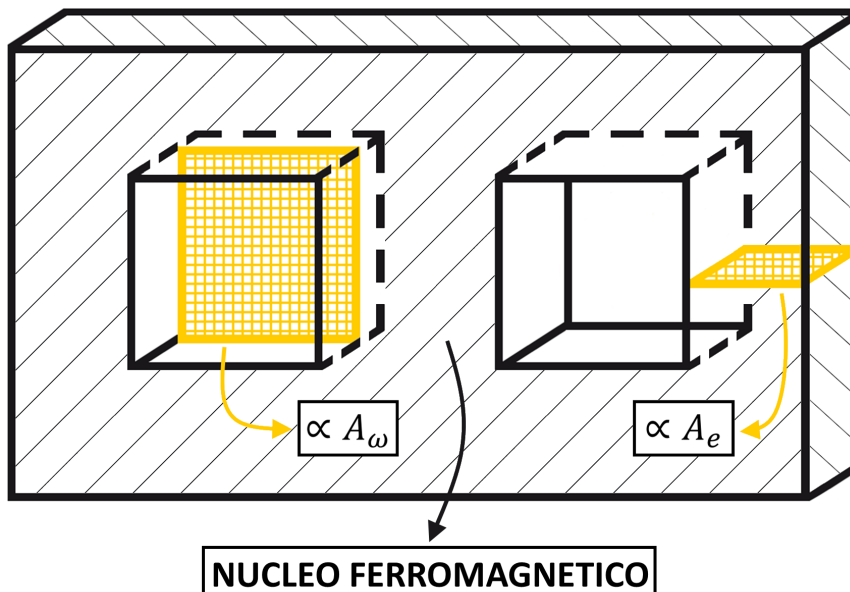


Figura 6.2: Struttura del nucleo magnetico di un generico trasformatore.

Trasformatore multi-avvolgimento

Come accennato precedentemente, l'effettiva riduzione dell'ingombro deve essere valutata a parità di condizioni operative: per questo motivo, anche il trasformatore associato alla soluzione originale verrà di seguito dimensionato considerando una sola cella attiva al secondario¹. Ancora una volta, i valori massimi delle correnti efficaci che scorrono negli avvolgimenti primario e secondario risultano:

$$I_1^{RMS} = 1.5 \text{ A} \quad (6.16)$$

$$I_2^{RMS} = 10.5 \text{ A} \quad (6.17)$$

Più specificatamente, i **risultati 6.16** e **6.17** coincidono con i **risultati 6.9** e **6.10** perché, nelle condizioni di lavoro appena specificate, lo schema circuitale equivalente rimane lo stesso a prescindere dalla soluzione considerata. Tuttavia, a differenza del caso precedentemente considerato, il trasformatore associato alla soluzione originale deve essere dimensionato considerando la presenza di 7 avvolgimenti secondari. Di conseguenza, le condizioni da rispettare diventano:

$$A_\omega \cdot J_{RMS} > \frac{N_p \cdot I_1^{RMS} + n \cdot N_s \cdot I_2^{RMS}}{k_\omega} \quad (6.18)$$

$$A_e \cdot B_{pk} > \frac{\hat{V}_c}{8 \cdot N_s \cdot f_{s1}} \quad (6.19)$$

Sapendo che $N_p = n \cdot N_s$ si ottiene:

$$A_\omega \cdot J_{RMS} > \frac{n \cdot N_s \cdot (I_1^{RMS} + I_2^{RMS})}{k_\omega} \quad (6.20)$$

$$A_e \cdot B_{pk} > \frac{\hat{V}_c}{8 \cdot N_s \cdot f_{s1}} \quad (6.21)$$

Combinando le **condizioni 6.20** e **6.21**, il prodotto delle aree risulta:

$$A_e \cdot A_\omega > \frac{n \cdot \hat{V}_c \cdot (I_1^{RMS} + I_2^{RMS})}{8 \cdot k_\omega \cdot B_{pk} \cdot J_{RMS} \cdot f_{s1}} \quad (6.22)$$

Sostituendo $k_\omega = 0.4$, $B_{pk} = 0.2 \text{ T}$ e $J_{RMS} = 3 \text{ A/mm}^2$ all'interno della **formula 6.22** si ottiene:

$$A_e \cdot A_\omega > \frac{7 \cdot 4.2 \cdot (1.5 + 10.5)}{8 \cdot 0.4 \cdot 0.2 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 100\text{k}} = 1838 \text{ mm}^4 \quad (6.23)$$

Come si può notare, il **risultato 6.23** risulta circa 4 volte più grande del **risultato 6.15**: ciò si verifica in quanto, a differenza del trasformatore a singolo avvolgimento, il trasformatore multi-avvolgimento presenta 7 avvolgimenti al lato secondario. Di conseguenza, l'aumento del prodotto delle aree è solamente dovuto ad un aumento del valore di A_ω , mentre il valore di A_e rimane lo stesso.

¹Si ricorda che, all'interno dell'articolo [33], il trasformatore multi-avvolgimento era stato dimensionato considerando più di una cella attiva al secondario.

6.1.3 Dimensionamento alla frequenza di 1 MHz

All'interno di questo paragrafo, i componenti precedentemente elencati verranno dimensionati considerando un funzionamento alla frequenza di lavoro f_{s2} , che è pari a 1 MHz. Come accennato precedentemente, il dimensionamento alla frequenza f_{s2} verrà fatto con l'obiettivo di dimostrare che, operando ad una frequenza maggiore, è possibile ottenere dei componenti molto meno voluminosi e quindi sfruttare maggiormente i vantaggi associati all'isolamento capacitivo. Anche in questo caso il dimensionamento verrà fatto considerando la situazione associata al caso peggiore, che corrisponde ad avere il massimo scambio di potenza consentito dai limiti di tensione e di corrente. Inoltre, ancora una volta, i trasformatori verranno dimensionati considerando una sola cella attiva al secondario.

Induttori di trasferimento

Gli induttori di trasferimento devono essere dimensionati considerando i valori riportati nella **tabella 6.2**.

Simbolo	Parametro	Valore
\hat{V}_c	tensione di cella	4.2 V
V_{string}	tensione di stringa	29.4 V
I_{cell}	corrente di carica/scarica	2.6 A
ϕ	sfasamento	90°
f_{s2}	frequenza di commutazione	1 MHz

Tabella 6.2: Valori dei principali parametri considerati per il dimensionamento del nuovo convertitore multi-porta.

Analogamente al caso precedente, il valore della potenza che deve essere scambiata con l'unica cella attiva risulta:

$$P_2 = \hat{V}_c \cdot I_{ch} = \hat{V}_c \cdot I'_{dis} = 4.2 \cdot 2.6 = 10.92 \text{ W} \quad (6.24)$$

Di conseguenza, il valore dell'induttanza di trasferimento equivalente può essere calcolato nel seguente modo:

$$L_{eq2} = \frac{n \cdot (v_{string} - v_{cell}) \cdot v_{cell} \cdot \phi}{8\pi \cdot f_{s2} \cdot P_2} \cdot \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) \quad (6.25)$$

Applicando la **formula 6.25** si ricava:

$$L_{eq2} = \frac{7 \cdot (29.4 - 4.2) \cdot 4.2 \cdot \pi/2}{8\pi \cdot 1\text{M} \cdot 10.92} \cdot \left(1 - \frac{\pi/2}{\pi}\right) = 2.12 \mu\text{H} \quad (6.26)$$

Tale valore può essere ottenuto scegliendo, ad esempio:

$$L_{pri2} = 0.16 \mu\text{H} \quad (6.27)$$

$$L_{sec2} = 0.04 \mu\text{H} \quad (6.28)$$

Come si può notare, i **risultati 6.27** e **6.28** sono un ordine di grandezza inferiore ai **risultati 6.5** e **6.6**: ciò permette di affermare che gli induttori associati alla frequenza f_{s2} saranno più piccoli degli induttori associati alla frequenza f_{s1} .

Condensatori di isolamento

Analogamente al caso precedente, il dimensionamento dei condensatori di isolamento presenti al lato secondario deve essere fatto imponendo la seguente condizione:

$$f_{ris2} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_{sec2} \cdot C_{isol2}}} \ll f_{s2} \quad (6.29)$$

Scegliendo $C_{isol2} = 50 \mu\text{F}$ e ricordando che $L_{sec2} = 0.04 \mu\text{H}$, la frequenza di risonanza risulta:

$$f_{ris2} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{0.04\mu \cdot 50\mu}} = 112\,540 \text{ Hz} \approx 113 \text{ kHz} \quad (6.30)$$

Il valore appena ricavato è sufficientemente inferiore alla frequenza di commutazione f_{s2} e di conseguenza viene considerato accettabile. Inoltre, il valore di C_{isol2} risulta 10 volte inferiore a quello di C_{isol1} : seguendo lo stesso ragionamento fatto per gli induttori, ciò permette di affermare che i condensatori associati alla frequenza f_{s2} saranno meno voluminosi dei condensatori associati alla frequenza f_{s1} .

Trasformatore a singolo avvolgimento

Analogamente al caso precedente, il dimensionamento del trasformatore a singolo avvolgimento dev'essere fatto considerando i valori massimi delle correnti efficaci che scorrono nei vari avvolgimenti. Dato che il prodotto $f_{s2} \cdot L_{eq2}$ dà lo stesso risultato del prodotto $f_{s1} \cdot L_{eq1}$, tali valori risultano ancora:

$$I_1^{RMS} = 1.5 \text{ A} \quad (6.31)$$

$$I_2^{RMS} = 10.5 \text{ A} \quad (6.32)$$

Sebbene i **risultati 6.31** e **6.32** coincidano con i **risultati 6.9** e **6.10**, il prodotto delle aree sarà in ogni caso inferiore al **risultato 6.15**: ciò si verifica in quanto, in questo caso, il trasformatore verrà utilizzato commutando ad una frequenza maggiore. Analogamente a quanto descritto precedentemente, le condizioni da

soddisfare sono:

$$A_\omega \cdot J_{RMS} > \frac{N_s \cdot (n \cdot I_1^{RMS} + I_2^{RMS})}{k_\omega} \quad (6.33)$$

$$A_e \cdot B_{pk} > \frac{\hat{V}_c}{8 \cdot N_s \cdot f_{s2}} \quad (6.34)$$

Confrontando le **condizioni 6.33** e **6.34** con le **condizioni 6.12** e **6.13** si intuisce che la diminuzione del prodotto delle aree è dovuta ad una diminuzione del valore di A_e : come si può notare, infatti, la prima condizione rimane la stessa, mentre la seconda presenta il termine f_{s2} al posto del termine f_{s1} al denominatore. Combinando le **condizioni 6.33** e **6.34**, il prodotto delle aree risulta:

$$A_e \cdot A_\omega > \frac{\hat{V}_c \cdot (n \cdot I_1^{RMS} + I_2^{RMS})}{8 \cdot k_\omega \cdot B_{pk} \cdot J_{RMS} \cdot f_{s2}} \quad (6.35)$$

Sostituendo $k_\omega = 0.4$, $B_{pk} = 0.2$ T e $J_{RMS} = 3$ A/mm² all'interno della **formula 6.35** si ottiene:

$$A_e \cdot A_\omega > \frac{4.2 \cdot (7 \cdot 1.5 + 10.5)}{8 \cdot 0.4 \cdot 0.2 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 1M} = 46 \text{ mm}^4 \quad (6.36)$$

Come si può notare, il **risultato 6.36** è un ordine di grandezza inferiore al **risultato 6.15**: di conseguenza, anche il trasformatore associato alla frequenza f_{s2} sarà meno ingombrante di quello associato alla frequenza f_{s1} .

6.2 Scelta dei componenti commerciali

All'interno di questo paragrafo verranno selezionati i componenti commerciali che permetteranno di realizzare fisicamente la soluzione *MAHB converter con isolamento capacitivo*². Essi sono:

- il nucleo in ferrite, necessario per la costruzione del trasformatore a singolo avvolgimento;
- gli induttori di trasferimento;
- i condensatori di isolamento.

Successivamente verrà inoltre selezionato il nucleo in ferrite associato al trasformatore multi-avvolgimento: come accennato precedentemente, ciò permetterà di valutare l'effettiva riduzione dell'ingombro a parità di condizioni operative.

²Viene quindi considerato un funzionamento alla frequenza f_{s1} , che è pari a 100 kHz.

6.2.1 Nucleo in ferrite associato alla nuova soluzione

Il trasformatore associato alla soluzione isolata capacitivamente verrà realizzato avvolgendo dei cavi Litz³ su un nucleo EL in ferrite, il quale è stato selezionato considerando il vincolo imposto dalla **condizione 6.15**. In particolare, si ricorda che, alla frequenza f_{s1} , il prodotto delle aree deve soddisfare:

$$A_e \cdot A_w > 460 \text{ mm}^4 \quad (6.37)$$

Il modello TDK PC95EL18X7.3-Z, illustrato nella **figura 6.3**, si adatta perfettamente alle nostre esigenze poiché è in grado di soddisfare tale condizione.



Figura 6.3: Aspetto del nucleo in ferrite selezionato per la soluzione isolata capacitivamente.

Effective parameter						
Core factor	Effective magnetic path length	Effective cross-sectional area	Effective core volume	Amin.	Acw	Weigh
$C_1(\text{mm}^{-1})$	$\ell_e(\text{mm})$	$A_e(\text{mm}^2)$	$V_e(\text{mm}^3)$	(mm^2)	(mm^2)	(g)
0.538	23.8	44.3	1050	43.0	20.9	6.0

Figura 6.4: Valori dei principali parametri associati al nucleo in ferrite selezionato per la soluzione isolata capacitivamente.

³I cavi Litz sono conduttori composti da molteplici fili sottili intrecciati tra loro. Essi permettono di limitare le perdite di energia dovute all'effetto pelle, soprattutto nelle applicazioni in cui è richiesto un funzionamento ad alta frequenza.

Come si può notare dalla **figura 6.4**, infatti, la struttura chiusa che si ottiene unendo tra loro le due parti simmetriche presenta le seguenti caratteristiche:

$$\begin{aligned} A_e &= 44.3 \text{ mm}^2 \\ A_\omega &= 20.9 \text{ mm}^2 \end{aligned}$$

Di conseguenza, il prodotto delle aree risulta:

$$A_e \cdot A_\omega = 925.87 \text{ mm}^4 \quad (6.38)$$

Una volta selezionato il nucleo, la conoscenza di A_e e A_ω può essere sfruttata per ricavare il numero di spire da assegnare agli avvolgimenti primario e secondario. In particolare, invertendo opportunamente le **condizioni 6.12** e **6.13** si ottiene:

$$N_s > \frac{\hat{V}_c}{8 \cdot f_{s1} \cdot B_{pk} \cdot A_e} \quad (6.39)$$

$$N_p < \frac{k_\omega \cdot A_\omega \cdot J_{RMS} - N_s \cdot I_2^{RMS}}{I_1^{RMS}} \quad (6.40)$$

La prima condizione permette di ricavare il valore minimo del numero di spire associato all'avvolgimento secondario. Sostituendo i termini noti all'interno della **condizione 6.39**, infatti, si ottiene:

$$N_s > \frac{4.2}{8 \cdot 100\text{k} \cdot 0.2 \cdot 10^{-6} \cdot 44.3} = 0.59 \quad (6.41)$$

Una volta ricavato il valore limite inferiore di N_s , il valore limite superiore di N_p può essere ottenuto ipotizzando un certo numero di spire al secondario. In particolare, scegliendo $N_s = 1$ si ottiene:

$$N_p < \frac{0.4 \cdot 20.9 \cdot 3 - 1 \cdot 10.5}{1.5} = 9.72 \quad (6.42)$$

Scegliendo $N_s = 2$, invece, si ottiene:

$$N_p < \frac{0.4 \cdot 20.9 \cdot 3 - 2 \cdot 10.5}{1.5} = 2.72 \quad (6.43)$$

Dato che il rapporto spire $n = N_p/N_s$ deve necessariamente essere pari 7, l'unica soluzione possibile rimane $N_p = 7$ e $N_s = 1$. In questo caso, l'area totale occupata dagli avvolgimenti risulta

$$A_{TOT} = \frac{N_p \cdot I_1^{RMS} + N_s \cdot I_2^{RMS}}{J_{RMS}} = \frac{7 \cdot 1.5 + 1 \cdot 10.5}{3} = 7 \text{ mm}^2 \quad (6.44)$$

mentre il rapporto tra l'area totale occupata e l'area disponibile risulta

$$\frac{A_{TOT}}{A_\omega} \cdot 100 = \frac{7}{20.9} \cdot 100 = 33.5\% \quad (6.45)$$

Dato che l'area totale occupata risulta inferiore al 40% dell'area disponibile, il valore di A_ω può essere considerato sufficiente per la realizzazione degli avvolgimenti. In particolare, quest'ultimi sono stati realizzati utilizzando:

- per l'avvolgimento primario un conduttore Litz composto da 200 fili di diametro 0.050 mm;
- per l'avvolgimento secondario un conduttore Litz composto da 400 fili di diametro 0.071 mm.

Di conseguenza, l'area totale della parte in rame dei conduttori utilizzati può essere calcolata nel seguente modo:

$$A_{rame} = n_{fili} \cdot \pi \cdot \left(\frac{d_{fili}}{2} \right)^2 \quad (6.46)$$

Applicando la **formula 6.46** e considerando le caratteristiche degli avvolgimenti primario e secondario, si ottengono i seguenti risultati:

$$A_{pri} = 200 \cdot \pi \cdot \left(\frac{0.050}{2} \right)^2 = 0.393 \text{ mm}^2 \quad (6.47)$$

$$A_{sec} = 400 \cdot \pi \cdot \left(\frac{0.071}{2} \right)^2 = 1.584 \text{ mm}^2 \quad (6.48)$$

Ricordando che i massimi valori efficaci delle correnti al primario e al secondario sono rispettivamente pari a 1.5 A e 10.5 A, la scelta dei conduttori appena elencati porterà ad avere i seguenti valori massimi di densità di corrente efficace:

$$J_{RMS1} = \frac{I_1^{RMS}}{A_{pri}} = \frac{1.5}{0.393} = 3.82 \text{ A} \quad (6.49)$$

$$J_{RMS2} = \frac{I_2^{RMS}}{A_{sec}} = \frac{10.5}{1.584} = 6.63 \text{ A} \quad (6.50)$$

Sebbene durante la fase di dimensionamento il valore della densità di corrente efficace era stato scelto pari a $J_{RMS} = 3 \text{ A}$, i **risultati 6.49** e **6.50** possono comunque essere considerati adeguati: la scelta fatta precedentemente, infatti, risulta molto conservativa. Di conseguenza, avvolgendo i conduttori Litz attorno al nucleo in ferrite selezionato è stato ottenuto il risultato illustrato nella **figura 6.5**. Il trasformatore a singolo avvolgimento è stato successivamente caratterizzato con lo scopo di ricavare i valori delle induttanze di dispersione associate ai due avvolgimenti. La caratterizzazione, che è stata effettuata mediante l'utilizzo di un analizzatore di impedenza⁴, ha permesso di ricavare il seguente sistema di 3 equazioni e 3 incognite:

$$\begin{cases} L_{d1} + L_{\mu} = 16.77 \text{ } \mu\text{H} \\ L_{d1} + n^2 \cdot L_{d2} = 5.71 \text{ } \mu\text{H} \\ L_{d2} + \frac{1}{n^2} \cdot L_{\mu} = 380 \text{ nH} \end{cases} \quad (6.51)$$

⁴Un analizzatore di impedenza è uno strumento che permette di misurare l'impedenza di un circuito o di un qualsiasi componente elettronico ad una specifica frequenza.

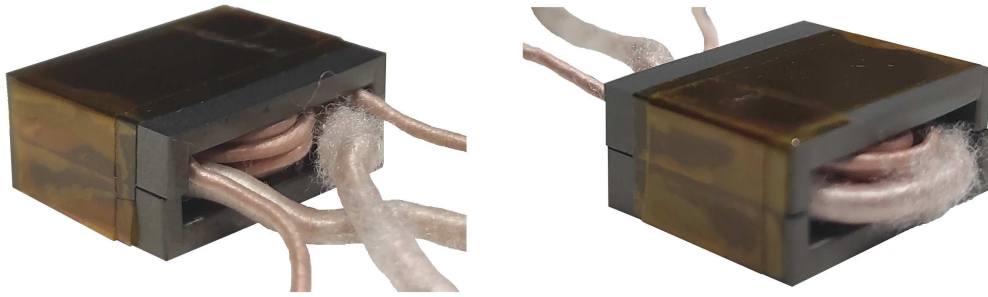


Figura 6.5: Aspetto del trasformatore a singolo avvolgimento associato alla soluzione isolata capacitivamente.

Tutte le equazioni appena riportate sono state ottenute considerando uno specifico setup di misura e valutando lo schema elettrico equivalente associato a tale setup. Quest'ultimo è stato ricavato a partire dalla **figura 6.6**, che illustra lo schema elettrico equivalente di un generico trasformatore a singolo avvolgimento. In particolare, si specifica che:

- la prima equazione è stata ricavata collegando i terminali dell'avvolgimento primario allo strumento e lasciando i terminali dell'avvolgimento secondario in aperto;
- la seconda equazione è stata ricavata collegando i terminali dell'avvolgimento primario allo strumento e cortocircuitando i terminali dell'avvolgimento secondario;
- la terza equazione è stata ricavata collegando i terminali dell'avvolgimento secondario allo strumento e lasciando i terminali dell'avvolgimento primario in aperto.

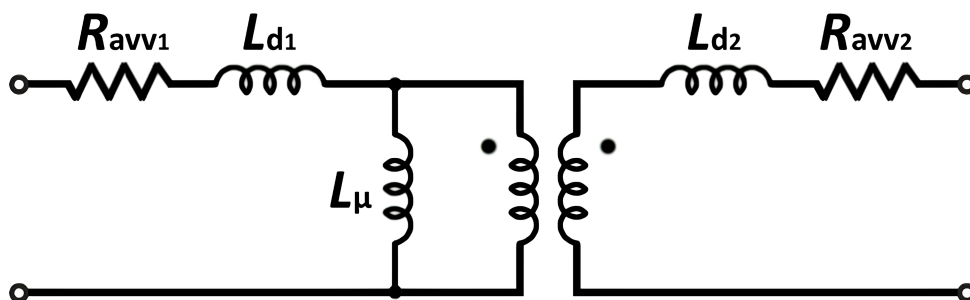


Figura 6.6: Schema elettrico equivalente di un generico trasformatore a singolo avvolgimento.

Inoltre, è bene precisare che:

- la caratterizzazione è stata effettuata considerando un funzionamento alla frequenza $f_{s1} = 100$ kHz, ovvero la frequenza di lavoro del prototipo sperimentale;
- L_{d1} e L_{d2} sono rispettivamente le induttanze di dispersione associate agli avvolgimenti primario e secondario;
- L_{μ} è l'induttanza di magnetizzazione.

La risoluzione del **sistema 6.51** ha permesso di ottenere i seguenti risultati:

$$\begin{cases} L_{d1} = 1.93 \mu\text{H} \\ L_{d2} = 77 \text{ nH} \\ L_{\mu} = 14.84 \mu\text{H} \end{cases} \quad (6.52)$$

Di conseguenza, l'induttanza di dispersione equivalente riportata al primario risulta:

$$L_{d_{pri}} = L_{d1} + n^2 \cdot L_{d2} = 1.93\mu + 7^2 \cdot 77\text{n} = 5.7 \mu\text{H} \quad (6.53)$$

6.2.2 Induttori di trasferimento

Gli induttori di trasferimento sono stati selezionati considerando:

- il valore dell'induttanza di trasferimento equivalente riportata al primario;
- i valori delle induttanze di dispersione dei due avvolgimenti;
- il valore efficace della corrente che devono sostenere.

In particolare, si ricorda che nelle condizioni di lavoro considerate:

$$\begin{aligned} L_{eq1} &= 21.2 \mu\text{H} \\ L_{d1} &= 1.93 \mu\text{H} \\ L_{d2} &= 77 \text{ nH} \end{aligned}$$

Di conseguenza, gli induttori esterni (L_{pri} e L_{sec}) devono essere selezionati per fare in modo che, alla frequenza f_{s1} , venga rispettata la seguente condizione:

$$(L_{pri} + L_{d1}) + n^2 \cdot (L_{sec} + L_{d2}) = L_{eq1} \quad (6.54)$$

Ciò equivale a imporre che:

$$(L_{pri} + 1.93\mu) + 7^2 \cdot (L_{sec} + 77\text{n}) = 21.2 \mu\text{H} \quad (6.55)$$

La **condizione 6.55** può essere soddisfatta scegliendo degli induttori esterni di valore:

$$L_{pri} = 4.7 \mu\text{H} \quad (6.56)$$

$$L_{sec} = 0.22 \mu\text{H} \quad (6.57)$$

Come si può notare, i **risultati 6.56** e **6.57** differiscono dai **risultati 6.5** e **6.6**: i valori ipotizzati durante la fase di dimensionamento, infatti, erano stati scelti senza considerare la presenza delle induttanze di dispersione.



Figura 6.7: Aspetto degli induttori selezionati.

Vengono quindi scelti i modelli Coilcraft XAL4020-221ME e XAL4030-472ME, che hanno l'aspetto del componente illustrato nella **figura 6.7**. In particolare, dato che lo schema circuitale della soluzione isolata capacitivamente presenta soltanto un induttore primario e 7 induttori secondari, si avrà bisogno di un solo induttore XAL4030-472ME, mentre di 7 induttori XAL4020-221ME.

Part number ¹	Inductance ² ±20% (μH)	DCR (mOhms) ³		SRF typ ⁴ (MHz)	Isat ⁵ (A)	Irms (A) ⁶	
		typ	max			20°C rise	40°C rise
XAL4020-221ME_	0.22	5.81	6.40	191	18.7	12.0	16.8
XAL4020-401ME_	0.40	7.55	8.30	145	12.5	10.0	14.0
XAL4020-601ME_	0.60	9.50	10.45	106	10.4	7.9	11.7
XAL4020-102ME_	1.0	13.25	14.60	79	8.7	6.7	9.6
XAL4020-122ME_	1.2	17.75	19.50	69	7.9	6.6	9.0
XAL4020-152ME_	1.5	21.45	23.60	64	7.1	5.2	7.5
XAL4020-222ME_	2.2	35.20	38.70	52	5.6	4.0	5.5
XAL4030-332ME_	3.3	26.0	28.6	43	5.9	5.0	6.6
XAL4030-472ME_	4.7	40.1	44.1	36	4.6	3.9	5.1
XAL4030-682ME_	6.8	67.4	74.1	29	3.6	3.0	3.9

Figura 6.8: Valori dei principali parametri associati agli induttori selezionati.

Come si può osservare dalla **figura 6.8**, il modello XAL4020-221ME, associato al valore $0.22 \mu\text{H}$, è in grado di sostenere una corrente efficace massima di

16.8 A, mentre il modello XAL4030-472ME, associato al valore $0.47 \mu\text{H}$, è in grado di sostenere una corrente efficace massima di 5.1 A. Ricordando che, nel caso peggiore, i valori efficaci delle correnti al primario e al secondario risultano rispettivamente $I_1^{RMS} = 1.5 \text{ A}$ e $I_2^{RMS} = 10.5 \text{ A}$, i componenti selezionati possono essere considerati adeguati.

6.2.3 Condensatori di isolamento

I condensatori di isolamento, infine, sono stati selezionati considerando il valore scelto per gli induttori esterni del lato secondario ed il valore massimo della tensione che devono sopportare. Il valore di capacità ottenuto durante il processo di dimensionamento ($C_{isol_1} = 500 \mu\text{F}$), infatti, non può essere considerato valido poiché era stato calcolato considerando un valore di induttanza al secondario diverso rispetto a quello ottenuto durante la fase di selezione dei componenti. Ancora una volta, occorre fare in modo che:

$$f_{ris} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_{sec} \cdot C_{isol}}} \ll f_{s1} \quad (6.58)$$

Invertendo opportunamente la **formula 6.58** si ottiene:

$$C_{isol} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_{ris}^2 \cdot L_{sec}} \quad (6.59)$$

Di conseguenza, ricordando che $L_{sec} = 0.22 \mu\text{H}$, per ottenere un valore di f_{ris} pari a 10 kHz è necessario avere:

$$C_{isol} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (10\text{k})^2 \cdot 0.22\mu} = 1.151 \text{ mF} \quad (6.60)$$

Tuttavia, supponendo di ritenere accettabile un valore di f_{ris} pari a 15 kHz, il valore da assegnare a C_{isol} risulta:

$$C_{isol} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (15\text{k})^2 \cdot 0.22\mu} = 511.7 \mu\text{F} \approx 500 \mu\text{F} \quad (6.61)$$

Il valore massimo della tensione che si deposita ai loro capi, invece, corrisponde alla differenza tra la metà della tensione dell'intera stringa e la metà della tensione dell'unica cella attiva al secondario. Di conseguenza, vale:

$$V_{C_{isol}} = \frac{V_{string}}{2} - \frac{\hat{V}_c}{2} = \frac{n \cdot \hat{V}_c}{2} - \frac{\hat{V}_c}{2} = (n - 1) \cdot \frac{\hat{V}_c}{2} = 6 \cdot \frac{4.2}{2} = 12.6 \text{ V} \quad (6.62)$$

Tale valore può essere verificato mediante l'ambiente simulativo: come si può osservare dalla **figura 6.9**, infatti, il valore massimo della tensione che si deposita ai capi dei condensatori di isolamento corrisponde esattamente al valore appena calcolato.

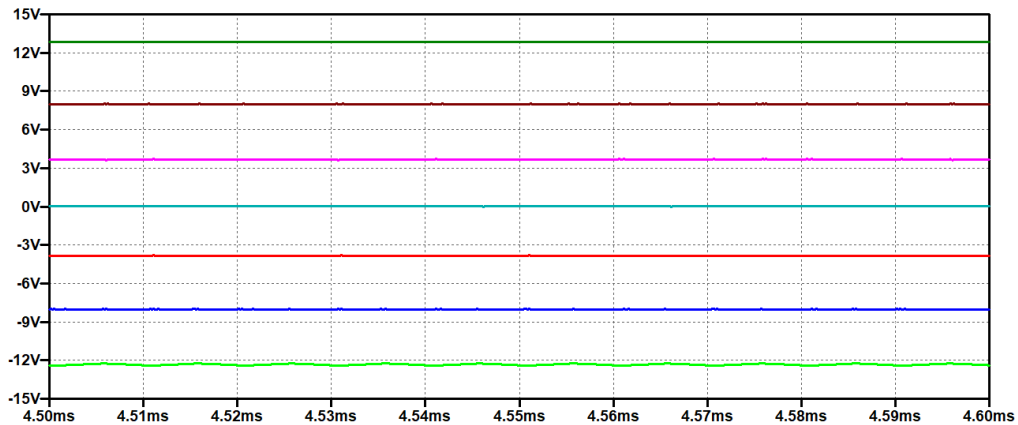


Figura 6.9: Andamento della tensione ai capi dei vari condensatori di isolamento.

Viene scelto il modello Taiyo Yuden EMK325ABJ107MM-P, che ha l'aspetto del componente illustrato nella **figura 6.10**. Dato che la capacità del modello selezionato è pari a $100 \mu\text{F}$, sarà necessario avere 5 condensatori di questo tipo per ogni porta, per un totale di 35 componenti. La capacità $C_{isol1} = 500 \mu\text{F}$, infatti, può essere ottenuta collegando in parallelo 5 condensatori di capacità $100 \mu\text{F}$ ⁵.

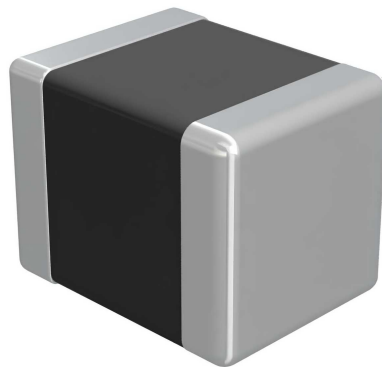


Figura 6.10: Aspetto dei condensatori selezionati.

Come si può notare dalla **figura 6.11**, il modello EMK325ABJ107MM-P è in grado di sopportare una tensione continua pari a 16 V. Ricordando che, nel caso peggiore, il valore massimo della tensione ai capi dei condensatori di isolamento è pari a 12.6 V, il componente selezionato può essere considerato adeguato.

⁵Inoltre, il collegamento di più condensatori in parallelo permette di ridurre il valore della ESR equivalente.

Capacitance	100 μ F \pm 20 %
Case Size (EIA/JIS)	1210/3225
Rated Voltage	16 V
$\tan \delta$ (max)	10 %
Temperature Characteristic (EIA)	X5R
Operating Temp. Range (EIA)	-55 to +85 $^{\circ}$ C
Insulation Resistance (min)	100 M Ω \cdot μ F

Figura 6.11: Valori dei principali parametri associati ai condensatori selezionati.

6.2.4 Nucleo in ferrite associato alla soluzione originale

Come accennato precedentemente, la selezione del nucleo in ferrite associato al trasformatore multi-avvolgimento permetterà di confrontare l'ingombro a parità di condizioni operative. Analogamente a quanto fatto per la soluzione isolata capacitivamente, esso verrà selezionato considerando il vincolo imposto dalla **condizione 6.23**. In particolare, si ricorda che, alla frequenza f_{s1} , il prodotto delle aree deve soddisfare:

$$A_e \cdot A_w > 1838 \text{ mm}^4 \quad (6.63)$$

Il modello TDK PC47EE25/19-Z, illustrato nella **figura 6.12**, si adatta perfettamente alle nostre esigenze poiché è in grado di soddisfare tale condizione.

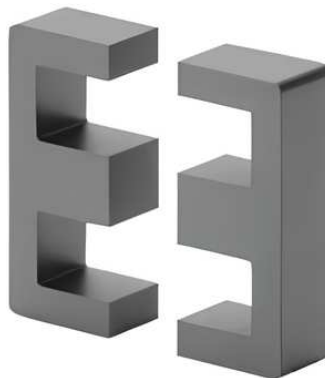


Figura 6.12: Aspetto del nucleo in ferrite selezionato per la soluzione originale.

Effective parameter							
Core factor	Effective magnetic path length	Effective cross-sectional area	Effective core volume	Cross-sectional center pole area	Minimum cross-sectional center pole area	Cross-sectional winding area of core	Weigh
C_1 (mm ⁻¹)	ℓ_e (mm)	A_e (mm ²)	V_e (mm ³)	A_{cp} (mm ²)	$A_{cp \text{ min.}}$ (mm ²)	A_{cw} (mm ²)	(g/set)
1.22	48.7	40.0	1950	39.9	37.2	79.0	9.1

Figura 6.13: Valori dei principali parametri associati al nucleo in ferrite selezionato per la soluzione originale.

Come si può notare dalla **figura 6.13**, infatti, la struttura chiusa che si ottiene unendo tra loro le due parti simmetriche presenta le seguenti caratteristiche:

$$A_e = 40.0 \text{ mm}^2$$

$$A_w = 79.0 \text{ mm}^2$$

Di conseguenza, il prodotto delle aree risulta:

$$A_e \cdot A_w = 3160 \text{ mm}^4 \quad (6.64)$$

In questo caso, il numero di spire da assegnare agli avvolgimenti primario e secondario può essere ricavato invertendo opportunamente le **condizioni 6.20** e **6.21**. Si ottiene così:

$$N_s > \frac{\hat{V}_c}{8 \cdot f_{s1} \cdot B_{pk} \cdot A_e} \quad (6.65)$$

$$N_p < \frac{k_w \cdot A_w \cdot J_{RMS} - n \cdot N_s \cdot I_2^{RMS}}{I_1^{RMS}} \quad (6.66)$$

Sostituendo i termini noti all'interno della **condizione 6.65**, si ottiene:

$$N_s > \frac{4.2}{8 \cdot 100\text{k} \cdot 0.2 \cdot 10^{-6} \cdot 40.0} = 0.66 \quad (6.67)$$

Ipotizzando di scegliere $N_s = 1$, la **condizione 6.66** restituisce:

$$N_p < \frac{0.4 \cdot 79.0 \cdot 3 - 7 \cdot 1 \cdot 10.5}{1.5} = 14.2 \quad (6.68)$$

Di conseguenza, l'opzione $N_p = 7$ e $N_s = 1$ viene considerata valida. In questo caso, l'area totale occupata dagli avvolgimenti risulta quindi

$$A_{TOT} = \frac{N_p \cdot I_1^{RMS} + n \cdot N_s \cdot I_2^{RMS}}{J_{RMS}} = \frac{7 \cdot 1.5 + 7 \cdot 1 \cdot 10.5}{3} = 28 \text{ mm}^2 \quad (6.69)$$

mentre il rapporto tra l'area totale occupata e l'area disponibile risulta

$$\frac{A_{TOT}}{A_w} \cdot 100 = \frac{28}{79} \cdot 100 = 35.4\% \quad (6.70)$$

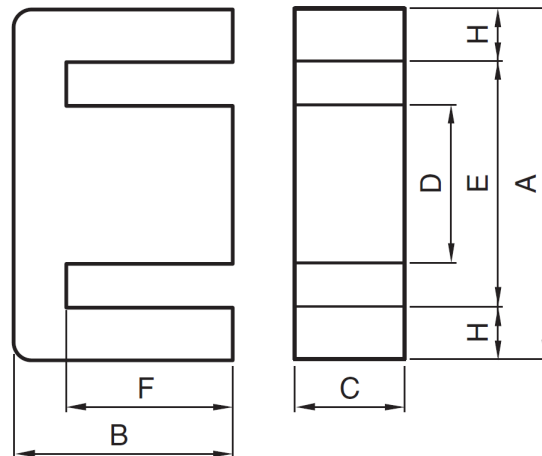
6.3 Confronto dell'ingombro

Ora che tutti i componenti sono stati selezionati, l'ingombro associato alle due soluzioni può essere valutato confrontando il volume occupato dal trasformatore multi-avvolgimento con il volume occupato dalla struttura che permette di ottenere la condizione di isolamento capacitivo. In particolare, verranno fatti due tipi di confronto:

1. un confronto a parità di condizioni operative;
2. un confronto considerando condizioni operative differenti.

Più specificatamente, il primo confronto verrà effettuato considerando le dimensioni del nucleo selezionato per la soluzione originale, mentre il secondo confronto verrà effettuato considerando le dimensioni del trasformatore multi-avvolgimento associato al prototipo sperimentale esistente.

6.3.1 Confronto a parità di condizioni operative



Dimensions (mm)						
A	B	C	D	E min.	F	H
25.4±0.5	9.46±0.19	6.29±0.19	6.35±0.25	18.55	6.41±0.19	3.11

Figura 6.14: Dimensioni geometriche del nucleo in ferrite selezionato per la soluzione originale (TDK PC47EE25/19-Z).

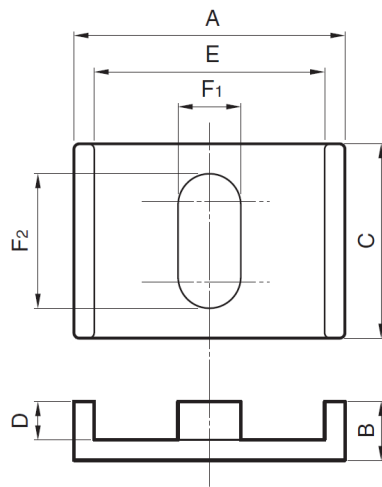
In questo caso, il volume occupato dal trasformatore multi-avvolgimento verrà calcolato considerando le dimensioni del nucleo selezionato per la soluzione

originale. Come si può osservare dalla **figura 6.14**, esse risultano:

$$\begin{aligned} b_1 &= A = 25.4 \text{ mm} \\ h_1 &= 2 \cdot B = 2 \cdot 9.46 = 18.92 \text{ mm} \\ p_1 &= C = 6.29 \text{ mm} \end{aligned}$$

Di conseguenza, il trasformatore associato alla soluzione originale occupa un volume pari a:

$$V_{old_1} = b_1 \cdot h_1 \cdot p_1 = 25.4 \cdot 18.92 \cdot 6.29 = 3023 \text{ mm}^3 \approx 3.02 \text{ cm}^3 \quad (6.71)$$



Dimensions (mm)							
A	B	C	D	E	F ₁	F ₂	R ₂
18.00±0.30	3.65±0.10	14.40±0.25	2.00±0.10	15.00±0.30	4.55±0.10	10.47±0.20	0.30

Figura 6.15: Dimensioni geometriche del nucleo in ferrite selezionato per la soluzione isolata capacitivamente (TDK PC95EL18X7.3-Z).

La **figura 6.15**, invece, può essere sfruttata per ricavare le dimensioni del nucleo in ferrite selezionato per la soluzione isolata capacitivamente. In particolare, esse risultano:

$$\begin{aligned} b_2 &= A = 18.0 \text{ mm} \\ h_2 &= 2 \cdot B = 2 \cdot 3.65 = 7.3 \text{ mm} \\ p_2 &= C = 14.4 \text{ mm} \end{aligned}$$

Di conseguenza, il nucleo selezionato occupa un volume pari a:

$$V_N = b_2 \cdot h_2 \cdot p_2 = 18.0 \cdot 7.3 \cdot 14.4 = 1892 \text{ mm}^3 \quad (6.72)$$

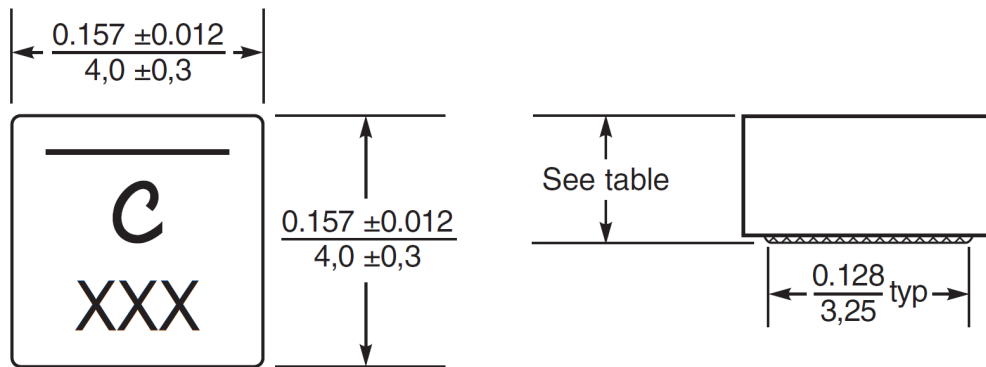


Figura 6.16: Dimensioni geometriche degli induttori selezionati.

Dash number	Height* max (in / mm)	Weight
-221	0.083 / 2,1	0.17 – 0.18 g
-401	0.083 / 2,1	0.17 – 0.18 g
-601	0.083 / 2,1	0.17 – 0.18 g
-102	0.083 / 2,1	0.17 – 0.18 g
-122	0.083 / 2,1	0.17 – 0.18 g
-152	0.083 / 2,1	0.17 – 0.18 g
-222	0.083 / 2,1	0.17 – 0.18 g
-332	0.122 / 3,1	0.26 – 0.28 g
-472	0.122 / 3,1	0.26 – 0.28 g
-682	0.122 / 3,1	0.26 – 0.28 g
-822	0.161 / 4,1	0.35 – 0.37 g
-103	0.161 / 4,1	0.35 – 0.37 g
-153	0.161 / 4,1	0.35 – 0.37 g

Figura 6.17: Altezza degli induttori selezionati.

Le **figure 6.16** e **6.17** permettono di ricavare le dimensioni degli induttori selezionati. Come si può notare, il modello XAL4020-221ME presenta le seguenti dimensioni:

$$b_3 = 4.0 \text{ mm}$$

$$h_3 = 2.1 \text{ mm}$$

$$p_3 = 4.0 \text{ mm}$$

Il modello XAL4030-472ME, invece, presenta le seguenti dimensioni:

$$b_4 = 4.0 \text{ mm}$$

$$h_4 = 3.1 \text{ mm}$$

$$p_4 = 4.0 \text{ mm}$$

Dato che la struttura che sostituisce il trasformatore multi-avvolgimento presenta un solo induttore XAL4030-472ME e 7 induttori XAL4020-221ME, il volume totale occupato dagli induttori risulta:

$$\begin{aligned} V_L &= (b_4 \cdot h_4 \cdot p_4) + 7 \cdot (b_3 \cdot h_3 \cdot p_3) \\ &= (4.0 \cdot 3.1 \cdot 4.0) + 7 \cdot (4.0 \cdot 2.1 \cdot 4.0) \\ &= 285 \text{ mm}^3 \end{aligned} \quad (6.73)$$

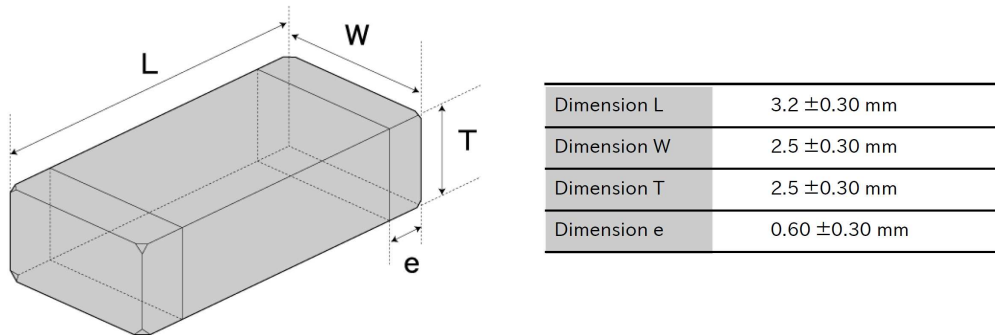


Figura 6.18: Dimensioni geometriche dei condensatori selezionati.

La **figura 6.18**, infine, può essere sfruttata per ricavare le dimensioni dei condensatori selezionati. In particolare, esse risultano:

$$b_5 = L = 3.2 \text{ mm}$$

$$h_5 = T = 2.5 \text{ mm}$$

$$p_5 = W = 2.5 \text{ mm}$$

Dato che la struttura che sostituisce il trasformatore multi-avvolgimento presenta 35 condensatori totali⁶, il volume totale occupato da quest'ultimi risulta:

$$V_C = 35 \cdot (b_5 \cdot h_5 \cdot p_5) = 35 \cdot (3.2 \cdot 2.5 \cdot 2.5) = 700 \text{ mm}^3 \quad (6.74)$$

Giunti a questo punto, il volume totale occupato dalla struttura che permette di ottenere la condizione di isolamento capacitivo può essere ottenuto sommando i **risultati 6.72, 6.73 e 6.74**. In particolare, esso risulta:

$$V_{new} = V_N + V_L + V_C = 1892 + 285 + 700 = 2877 \text{ mm}^3 \approx 2.88 \text{ cm}^3 \quad (6.75)$$

⁶Si ricorda che, per raggiungere il valore di capacità richiesta, è necessario avere 5 condensatori per ogni porta.

La riduzione percentuale dell'ingombro può quindi essere calcolata nel seguente modo:

$$\Delta_{1\%} = \left(1 - \frac{V_{new}}{V_{old_1}}\right) \cdot 100 = \left(1 - \frac{2877}{3023}\right) \cdot 100 = 4.8\% \quad (6.76)$$

Il confronto dei **risultati 6.75** e **6.71** permette di affermare che la soluzione isolata capacitivamente occupa un volume leggermente inferiore rispetto alla soluzione originale. Tuttavia, tale miglioramento non risulta particolarmente significativo: il **risultato 6.76**, infatti, testimonia che la riduzione percentuale dell'ingombro risulta pressoché insignificante. Di conseguenza, sebbene la riduzione della parte magnetica possa essere considerata importante, la presenza degli induttori di trasferimento e dei condensatori di isolamento tende ad annullare il vantaggio che si ottiene eliminando la maggior parte degli avvolgimenti al secondario.

6.3.2 Confronto considerando condizioni operative differenti

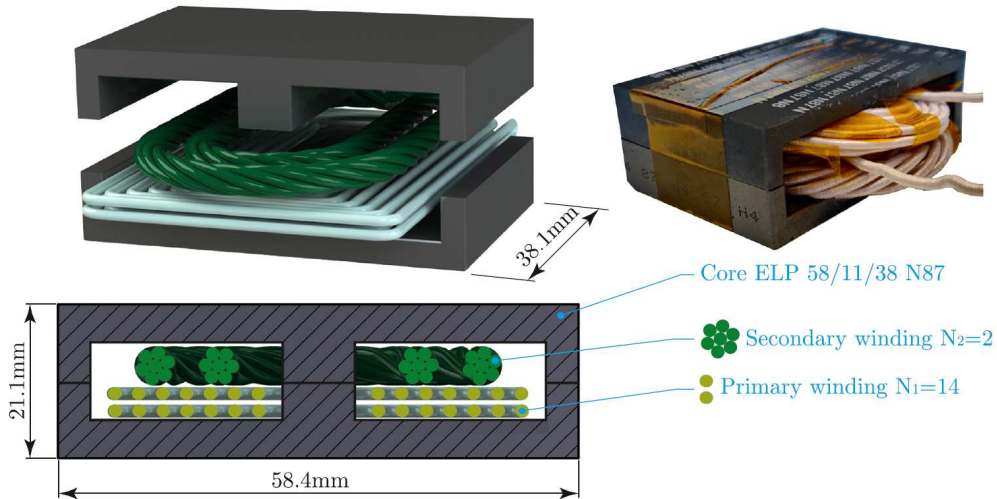


Figura 6.19: Aspetto del trasformatore multi-avvolgimento associato alla soluzione originale [33].

In quest'altro caso, il volume associato alla soluzione originale verrà calcolato considerando le dimensioni del trasformatore multi-avvolgimento presente all'interno del prototipo sperimentale esistente. Come si può osservare dalla **figura 6.19**, esse risultano:

$$b_6 = 58.4 \text{ mm}$$

$$h_6 = 21.2 \text{ mm}$$

$$p_6 = 38.1 \text{ mm}$$

Di conseguenza, il trasformatore associato alla soluzione originale occupa un volume pari a:

$$V_{old_2} = b \cdot h \cdot p = 58.4 \cdot 21.2 \cdot 38.1 = 46\,948 \text{ mm}^3 \approx 46.95 \text{ cm}^3 \quad (6.77)$$

In questo caso, la riduzione percentuale dell'ingombro risulta quindi:

$$\Delta_{2\%} = \left(1 - \frac{V_{new}}{V_{old_2}}\right) \cdot 100 = \left(1 - \frac{2\,877}{46\,948}\right) \cdot 100 = 93.9\% \quad (6.78)$$

Il **risultato 6.78** permette di affermare che, considerando questo tipo di confronto, la riduzione del volume occupato risulta piuttosto significativa. Il trasformatore presente all'interno del prototipo sperimentale esistente, infatti, è molto più voluminoso del trasformatore che potrebbe essere realizzato utilizzando il nucleo selezionato per la soluzione originale. Di conseguenza, i risultati ottenuti dimostrano che per ottenere un effettivo vantaggio in termini di ingombro non è sufficiente sfruttare la condizione di isolamento capacitivo, ma è necessario considerare anche un funzionamento con una sola cella attiva al secondario.

Capitolo 7

Conclusioni

La lettura di questo elaborato permette di comprendere cos'è e come può essere risolto il problema dello sbilanciamento. In particolare, il lavoro è stato suddiviso in due parti principali: nella prima parte sono state classificate e analizzate una serie di tecniche che permettono di effettuare il bilanciamento attivo, mentre nella seconda parte è stata proposta una soluzione innovativa basata sul concetto di isolamento capacitivo.

Più specificatamente, nella prima parte si è visto che la condizione di sbilanciamento si manifesta in quanto ogni singola cella elementare si comporta in maniera differente e che essa può essere contrastata mediante l'utilizzo di un circuito di bilanciamento esterno. È stato inoltre precisato che l'equalizzazione delle celle può essere raggiunta attraverso due diverse tipologie di bilanciamento, che sono il bilanciamento passivo ed il bilanciamento attivo. In particolare si è visto che, a differenza del bilanciamento passivo, il bilanciamento attivo permette di raggiungere la condizione di equalizzazione ridistribuendo la carica in eccesso tra le varie celle ed evitando quindi inutili dissipazioni di energia.

Successivamente sono state presentate 18 diverse tecniche basate sul bilanciamento attivo, che sono state suddivise nelle seguenti macro-categorie: “*adjacent cell to cell*”, “*direct cell to cell*”, “*non adjacent based*” e “*mixed*”. In particolare, la lettura dell'elaborato permette di comprendere che:

- nelle tecniche basate sul principio *adjacent cell to cell* l'energia può essere scambiata soltanto tra una coppia di celle adiacenti;
- nelle tecniche basate sul principio *direct cell to cell* l'energia può essere scambiata tra una coppia di celle qualsiasi;
- le tecniche basate sul principio *non adjacent based* permettono di raggiungere la condizione di bilanciamento trasferendo l'energia da una singola cella elementare all'intera stringa, o viceversa;
- nelle soluzioni basate sul principio *mixed* la condizione di equalizzazione può essere ottenuta implementando una struttura gerarchica oppure sfrut-

tando sia la modalità di trasferimento C2C, sia le modalità di trasferimento C2P e P2C.

Come accennato precedentemente, la seconda parte dell'elaborato è stata dedicata all'approfondimento di una particolare tecnica di bilanciamento attivo, ovvero la tecnica "*Multi-Active Half-Bridge converter*". Inizialmente, il funzionamento del circuito è stato analizzato mediante lo studio dell'andamento delle grandezze di interesse. Ciò ha permesso di dimostrare che, in questa particolare applicazione, la tecnica di *phase shift modulation* risulta estremamente efficace: essa, infatti, permette di ottenere un trasferimento energetico caratterizzato da intensità e verso specifici. Successivamente, lo schema circuitale associato alla soluzione originale è stato modificato con l'obiettivo di sviluppare un circuito di bilanciamento più compatto e meno ingombrante, che sia comunque in grado di garantire lo stesso principio di funzionamento. In particolare, lo schema circuitale della nuova soluzione è stato ottenuto sfruttando la condizione di *isolamento capacitivo*, che a sua volta è stata raggiunta rimpiazzando il trasformatore multi-avvolgimento con una struttura composta da un trasformatore a singolo avvolgimento, degli induttori di trasferimento e una serie di condensatori di isolamento.

Dopo aver validato la modifica effettuata attraverso i file di simulazione, i componenti presenti all'interno della struttura che sostituisce il trasformatore multi-avvolgimento sono stati dimensionati per fare in modo di garantire, nella condizione associata al caso peggiore, la possibilità di caricare o scaricare una singola cella elementare con una corrente pari a 2.6 A. In particolare, il processo di dimensionamento ha permesso di selezionare i seguenti modelli commerciali:

- 2 parti TDK PC95EL18X7.3-Z;
- 1 induttore Coilcraft XAL4030-472ME;
- 7 induttori Coilcraft XAL4020-221ME;
- 35 condensatori Taiyo Yuden EMK325ABJ107MM-P.

La selezione dei componenti appena elencati ha infine permesso di stimare la riduzione del volume occupato alla frequenza di lavoro di 1 kHz. In particolare, il calcolo è stato effettuato considerando due diverse condizioni operative: l'ingombro associato alla nuova soluzione, infatti, è stato confrontato sia con l'ingombro del trasformatore presente all'interno del prototipo sperimentale esistente, sia con l'ingombro del trasformatore che potrebbe essere realizzato utilizzando il nucleo selezionato per la soluzione originale. I risultati ottenuti affermano che la riduzione percentuale dell'ingombro associata al primo caso è pari al 93.9%, mentre quella associata al secondo caso è pari al 4.8%. Ciò ha permesso di dimostrare che per ottenere una notevole riduzione del volume occupato non è sufficiente sfruttare la condizione di isolamento capacitivo, ma è necessario considerare anche un funzionamento con una sola cella attiva al secondario.

Riferimenti bibliografici

- [1] G. Zubi, R. Dufo-López, M. Carvalho, and G. Pasaoglu, “The lithium-ion battery: State of the art and future perspectives,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 89, pp. 292–308, 2018.
- [2] M. Yin, J. Cho, and D. Park, “Pulse-Based Fast Battery IoT Charger Using Dynamic Frequency and Duty Control Techniques Based on Multi-Sensing of Polarization Curve,” *Energies*, vol. 9, p. 209, 2016.
- [3] P. A. Cassani and S. S. Williamson, “Feasibility Analysis of a Novel Cell Equalizer Topology for Plug-In Hybrid Electric Vehicle Energy-Storage Systems,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 8, pp. 3938–3946, 2009.
- [4] T. Gray, J. Wishart, and M. Shirk, “2011 Chevrolet Volt VIN 0815 Plug-In Hybrid Electric Vehicle Battery Test Results,” *Energy Efficiency and Renewable Energy*, 2013.
- [5] T. Gray, J. Wishart, and M. Shirk, “2011 Nissan Leaf VIN 0356 Electric Vehicle Battery Test Results,” *Vehicle Technologies Program*, 2016.
- [6] X. Gong, R. Xiong, and C. C. Mi, “Study of the Characteristics of Battery Packs in Electric Vehicles With Parallel-Connected Lithium-Ion Battery Cells,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 2, pp. 1872–1879, 2015.
- [7] J. Qi and D. Dah-Chuan Lu, “Review of Battery Cell Balancing Techniques,” in *2014 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, pp. 1–6, 2014.
- [8] N. Ghaeminezhad, Q. Ouyang, X. Hu, G. Xu, and Z. Wang, “Active Cell Equalization Topologies Analysis for Battery Packs: A Systematic Review,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 8, pp. 9119–9135, 2021.
- [9] Z. Zhang, H. Gui, D.-J. Gu, Y. Yang, and X. Ren, “A Hierarchical Active Balancing Architecture for Lithium-Ion Batteries,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 4, pp. 2757–2768, 2017.

- [10] C. Pascual and P. T. Krein, "Switched capacitor system for automatic series battery equalization," in *Proceedings of APEC 97 - Applied Power Electronics Conference*, vol. 2, pp. 848–854 vol.2, 1997.
- [11] A. C. Baughman and M. Ferdowsi, "Double-Tiered Switched-Capacitor Battery Charge Equalization Technique," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 6, pp. 2277–2285, 2008.
- [12] M.-Y. Kim, C.-H. Kim, J.-H. Kim, and G.-W. Moon, "A Chain Structure of Switched Capacitor for Improved Cell Balancing Speed of Lithium-Ion Batteries," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 8, pp. 3989–3999, 2014.
- [13] T. H. Phung, A. Collet, and J.-C. Crebier, "An Optimized Topology for Next-to-Next Balancing of Series-Connected Lithium-ion Cells," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 9, pp. 4603–4613, 2014.
- [14] S.-H. Park, K.-B. Park, H.-S. Kim, G.-W. Moon, and M.-J. Youn, "Single-Magnetic Cell-to-Cell Charge Equalization Converter With Reduced Number of Transformer Windings," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 6, pp. 2900–2911, 2012.
- [15] K.-M. Lee, S.-W. Lee, Y.-G. Choi, and B. Kang, "Active Balancing of Li-Ion Battery Cells Using Transformer as Energy Carrier," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 1251–1257, 2017.
- [16] K.-M. Lee, Y.-C. Chung, C.-H. Sung, and B. Kang, "Active Cell Balancing of Li-Ion Batteries Using LC Series Resonant Circuit," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 9, pp. 5491–5501, 2015.
- [17] V.-L. Pham, V.-T. Duong, and W. Choi, "High-efficiency active cell-to-cell balancing circuit for Lithium-Ion battery modules using LLC resonant converter," *Journal of Power Electronics*, vol. 20, pp. 1037–1046, 2020.
- [18] C. Karnjanapiboon, K. Jirasereeamornkul, and V. Monyakul, "High efficiency battery management system for serially connected battery string," in *2009 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 1504–1509, 2009.
- [19] C.-S. Lim, K.-J. Lee, N.-J. Ku, D.-S. Hyun, and R.-Y. Kim, "A Modularized Equalization Method Based on Magnetizing Energy for a Series-Connected Lithium-Ion Battery String," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 4, pp. 1791–1799, 2014.
- [20] A. M. Imtiaz and F. H. Khan, "Time Shared Flyback Converter Based Regenerative Cell Balancing Technique for Series Connected Li-Ion Battery Strings," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5960–5975, 2013.

- [21] A. Farzan Moghaddam and A. Van den Bossche, "Flyback Converter Balancing Technique for Lithium Based Batteries," in *2019 8th International Conference on Modern Circuits and Systems Technologies (MOCAST)*, pp. 1–4, 2019.
- [22] M. Arias, J. Sebastián, M. M. Hernando, U. Viscarret, and I. Gil, "Practical Application of the Wave-Trap Concept in Battery–Cell Equalizers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5616–5631, 2015.
- [23] J. Lu, Y. Wang, and X. Li, "Isolated Bidirectional DC–DC Converter With Quasi-Resonant Zero-Voltage Switching for Battery Charge Equalization," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp. 4388–4406, 2019.
- [24] Y. Shang, B. Xia, C. Zhang, N. Cui, J. Yang, and C. C. Mi, "An Automatic Equalizer Based on Forward–Flyback Converter for Series-Connected Battery Strings," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 7, pp. 5380–5391, 2017.
- [25] H. Nazi and E. Babaei, "A Modularized Bidirectional Charge Equalizer for Series-Connected Cell Strings," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 8, pp. 6739–6749, 2021.
- [26] A. Zilio and P. Mattavelli, "A flexible Multi-Active Half-Bridge converter for active balancing of series-connected Li-Ion cells," in *IECON 2021 – 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1–6, 2021.
- [27] Y. Cao, K. Li, and M. Lu, "Balancing Method Based on Flyback Converter for Series-Connected Cells," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 52393–52403, 2021.
- [28] D. Fogagnolo, "Analisi di Battery Management Systems per Celle Li-ion Basati sul Dual Active Half-Bridge," *Università degli Studi di Padova*, 2022.
- [29] J. Zhang, X. Mu, Z. Huang, F. Zeng, J. Liu, and G. Li, "A novel method of battery state-of-health estimation for energy storage station based on inconsistency and dual time-scale extended Kalman filtering," in *2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 472–479, 2023.
- [30] C. Zhao, S. D. Round, and J. W. Kolar, "An Isolated Three-Port Bidirectional DC-DC Converter With Decoupled Power Flow Management," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2443–2453, 2008.
- [31] M. Antivachis, M. Kasper, D. Bortis, and J. W. Kolar, "Analysis of capacitive power transfer GaN ISOP multi-cell DC/DC converter systems for single-phase telecom power supply modules," in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1280–1287, 2016.

- [32] D. Neuner, M. Hartmann, J. W. Kolar, and J. Huber, "Analysis of a Solid-State Transformer Employing Capacitively Isolated Series-Stacked Converter Cells and a Single Medium-Frequency Transformer," in *2023 IEEE 24th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pp. 1–8, 2023.
- [33] A. Zilio, D. Fogagnolo, E. Gallo, D. Biadene, and P. Mattavelli, "A Multiport Converter for Flexible Active Balancing in Li-Ion Batteries," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–10, 2023.