

Università degli Studi di Padova
Facoltà di Ingegneria

Corso di Laurea Magistrale in Ing. Elettronica

Tesi di laurea magistrale

Integrazione di elementi di accumulo energetico in convertitori per impianti fotovoltaici domestici

Candidato:
Federico Rodighiero
Matricola 1020249

Relatore:
Prof.Simone Buso

Tutor:
Ing.Franco Mela

Anno Accademico 2012–2013

Federico Rodighiero: *Integrazione di elementi di accumulo energetico in convertitori per impianti fotovoltaici domestici*, Tesi di laurea, © ottobre 2013.
You can contact me at federico.rodighiero87@gmail.com

Imagination is more important than knowledge.
Knowledge is limited.
Imagination encircles the world.

— Albert Einstein

Alla mia famiglia.

INDICE

| | | |
|-------|--|----|
| 1 | L'ENERGIA NEL 2013 | 1 |
| 1.1 | Impianti attuali | 1 |
| 1.2 | Accumulo energetico | 4 |
| 1.2.1 | Funzionamento | 5 |
| 1.3 | Come valutare l'efficacia del sistema | 6 |
| 1.3.1 | Due target diversi: power quality o massimizzazione dell'autoconsumo | 8 |
| 1.4 | Soluzioni presenti sul mercato | 13 |
| 1.4.1 | SMA | 13 |
| 1.4.2 | Nedap | 14 |
| 1.4.3 | Voltwerk e Sol-ion project | 17 |
| 2 | BATTERIE | 19 |
| 2.1 | Principio di funzionamento | 19 |
| 2.1.1 | Parametri caratteristici teorici di una cella | 20 |
| 2.1.2 | Parametri reali di una cella | 21 |
| 2.2 | Fattori che influenzano le performance | 23 |
| 2.2.1 | Tensione durante la scarica | 23 |
| 2.2.2 | Effetti della corrente di scarica | 24 |
| 2.2.3 | Modo di scarica | 25 |
| 2.3 | Panoramica delle tecnologie esistenti | 28 |
| 2.3.1 | Lead-acid | 28 |
| 2.3.2 | Nichel-Cadmio | 29 |
| 2.3.3 | Batterie agli ioduri metallici | 30 |
| 2.3.4 | Batterie al litio | 31 |
| 2.3.5 | Batterie ai sali fusi - Zebra system | 33 |
| 2.4 | Gestione delle batterie | 35 |
| 2.4.1 | Lead-acid | 35 |
| 2.4.2 | Ni-Mh | 37 |
| 2.4.3 | Li-ion | 39 |
| 3 | STUDIO DEL CONVERTITORE | 43 |
| 3.1 | Tipologie di bus utilizzato | 43 |
| 3.2 | Topologie DC/DC utilizzabili in un sistema con bus DC | 45 |
| 3.2.1 | Convertitori isolati | 45 |
| 3.3 | Topologie non isolate | 46 |
| 3.3.1 | Buck sincrono | 48 |
| 3.3.2 | Funzionamento in CCM con componenti ideali | 48 |
| 3.3.3 | Rapporto di conversione | 49 |
| 3.3.4 | Stress sugli interruttori e analisi delle perdite | 52 |
| 3.3.5 | Funzionamento con I_{Lmin} nulla | 55 |
| 4 | DIMENSIONAMENTO DEL CONVERTITORE | 57 |
| 4.1 | Specifiche di progetto | 57 |
| 4.2 | Progetto del convertitore in CCM | 57 |
| 4.2.1 | Frequenza di funzionamento | 58 |
| 4.2.2 | Calcolo del valore di induttanza richiesto | 58 |
| 4.2.3 | Dimensionamento dell'induttanza | 59 |

| | | | |
|-------|--|----|----|
| 4.2.4 | Soluzione multifase | 60 | |
| 4.3 | Progetto del convertitore con I_{Lmin} nulla | 63 | |
| 4.3.1 | Calcolo del valore di induttanza richiesto | 64 | 64 |
| 4.3.2 | Dimensionamento dell'induttanza | 64 | |
| 4.3.3 | Soluzione multifase | 66 | |
| 4.4 | Scelta degli interruttori | 67 | |
| 4.5 | Stima delle perdite | 67 | |
| 4.5.1 | Misura delle perdite di turn-off | 68 | |
| 4.5.2 | Misura delle perdite di turn-on | 70 | |
| 4.5.3 | Calcolo delle perdite sugli switch | 70 | |
| 4.5.4 | Simulazione delle perdite di commutazione | 72 | 72 |
| 5 | RISULTATI SPERIMENTALI | 75 | |
| 5.1 | Descrizione del prototipo e del banco di misura | 75 | 75 |
| 5.2 | Misure e prove effettuate | 77 | |
| 5.2.1 | Riduzione della resistenza del driver | 77 | |
| 5.2.2 | Aumento della resistenza del driver | 79 | |
| 5.2.3 | Surriscaldamento induttanza Kool-Mu | 81 | 81 |
| 5.2.4 | Sostituzione con induttanza in ferrite | 83 | 83 |
| 5.2.5 | Considerazioni sulle perdite | 84 | |
| 5.2.6 | Test con I_{Lmin} leggermente inferiore a zero | 87 | 87 |
| | CONCLUSIONI | 89 | |
| | ACRONIMI | 91 | |
| | BIBLIOGRAFIA | 93 | |

ELENCO DELLE FIGURE

| | | |
|-----------|--|----|
| Figura 1 | Dati sugli impianti fotovoltaici installati nel 2012 in Italia [12, p. 9]. | 2 |
| Figura 2 | Schema concettuale di un tipico impianto fotovoltaico. | 2 |
| Figura 3 | Potenza generata durante le 24h da un impianto di 2.5 kWp | 3 |
| Figura 4 | Profilo di carico tipo di un utenza residenziale [33, p. 5]. | 4 |
| Figura 5 | Schema concettuale di un impianto fotovoltaico con accumulo. | 5 |
| Figura 6 | Profilo di carico e di produzione di un famiglia di 4 persone con impianto da 5 kWp [40]. | 7 |
| Figura 7 | Profilo di carico e di produzione in un edificio residenziale [19]. | 8 |
| Figura 8 | Profilo di carico e di produzione con peak shaving [39]. | 9 |
| Figura 9 | Schema circuitale semplificato di una rete elettrica dove V_1 rappresenta la tensione ai capi del trasformatore MT/BT e V_2 la tensione dell'utenza. | 10 |
| Figura 10 | Profili del sistema in figura 6 con l'aggiunta di storage [40]. | 11 |
| Figura 11 | Profili del sistema in figura 7 con l'aggiunta di storage [19]. | 11 |
| Figura 12 | Miglioramento dell'autoconsumo per un'abitazione con consumo annuo di 4900 kWh [40]. | 12 |
| Figura 13 | Schema dei collegamenti per il sistema SMA con sunny backup [41]. | 15 |
| Figura 14 | Sunny Boy 5000 Smart Energy [45]. | 16 |
| Figura 15 | Schema concettuale della soluzione presentata da Nedap [28] | 16 |
| Figura 16 | Schema del bus in DC brevettato da Nedap col nome di power-backbone [13]. | 17 |
| Figura 17 | Voltwerk VS 5 Hybrid [44] [38]. | 18 |
| Figura 18 | Schema dei collegamenti del Voltwerk VS 5 Hybrid [44]. | 18 |
| Figura 19 | Modulo SAFT Synerium 48E [35]. | 18 |
| Figura 20 | Cella elettrochimica elementare [2]. | 19 |
| Figura 21 | Cella elettrochimica durante la fase di scarica. | 20 |
| Figura 22 | Cella elettrochimica durante la fase di carica. | 20 |
| Figura 23 | Confronto tra valori di energia specifica teorici e reali [30]. | 22 |
| Figura 24 | Miglioramento dell'energia specifica negli ultimi anni [30]. | 23 |
| Figura 25 | Variazione della tensione della batteria all'aumentare della corrente di scarica [30]. | 24 |
| Figura 26 | Profili di scarica ottenuti con i diversi modi di scarica [30]. | 26 |

| | | |
|-----------|--|----|
| Figura 27 | Variazione della tensione della batteria al variare della temperatura di lavoro [30]. | 26 |
| Figura 28 | Cycle life di una batteria al piombo acido al variare del Depth Of Discharge (DOD) [25]. | 27 |
| Figura 29 | Cella al piombo-acido [37]. | 30 |
| Figura 30 | Cella Ni-Cd [37]. | 31 |
| Figura 31 | Esplosione di una cella Ni-MH [46]. | 32 |
| Figura 32 | Cella Li-Ion da 45 A h [36]. | 33 |
| Figura 33 | Esplosione di una cella Zebra [6]. | 34 |
| Figura 34 | Contenitore con celle Zebra in serie [31]. | 34 |
| Figura 35 | Andamento di tensione e corrente di una carica a 3 stati per una batteria piombo acido [43]. | 36 |
| Figura 36 | Andamento della tensione di una cella durante la fase di carica [30]. | 38 |
| Figura 37 | Confronto tra tensione e $(\Delta T/\Delta t)$ durante la fase di carica [30]. | 38 |
| Figura 38 | Andamento di tensione e corrente durante la fase di carica [43]. | 40 |
| Figura 39 | Schema elettrico di un sistema con bus AC [1]. | 44 |
| Figura 40 | Schema elettrico di un sistema con bus DC [1]. | 44 |
| Figura 41 | Topologia di un convertitore Dual Active Bridge (DAB). | 46 |
| Figura 42 | Schema semplificato di un DAB. | 46 |
| Figura 43 | Curve di corrente e tensione per un convertitore DAB con trasferimento di potenza positivo [14]. | 47 |
| Figura 44 | Buck sincrono ideale. | 48 |
| Figura 45 | Buck sincrono con diodi di ricircolo. | 48 |
| Figura 46 | Terzo intervallo di funzionamento del buck sincrono. | 50 |
| Figura 47 | Curve di tensione e corrente del buck sincrono in Continuous Conduction Mode (CCM). | 51 |
| Figura 48 | Stress di tensione e corrente sugli switch. | 53 |
| Figura 49 | Perdite per commutazione in accensione. | 54 |
| Figura 50 | Perdite per commutazione in spegnimento. | 55 |
| Figura 51 | Buck sincrono con $I_{L\ min} = 0$. | 55 |
| Figura 52 | Buck sincrono con $I_{L\ min} \lesssim 0$. | 56 |
| Figura 53 | Buck sincrono con $I_{L\ min} \simeq 0$. | 56 |
| Figura 54 | Andamento del ripple di corrente al variare del duty cycle. | 59 |
| Figura 55 | Grafico per la scelta rapida dei nuclei in ferrite [20]. | 60 |
| Figura 56 | Grafico per la scelta rapida dei nuclei toroidali in Kool-Mu [21]. | 61 |
| Figura 57 | Buck sincrono a due fasi. | 62 |
| Figura 58 | Andamento delle correnti nel buck sincrono a due fasi in CCM. | 62 |
| Figura 59 | Corrente sull'induttanza al limite CCM/DCM. | 63 |
| Figura 60 | Andamento di f_s al variare di d con L e I_L arbitrari. | 65 |
| Figura 61 | Andamento di I_L al variare di d . | 65 |
| Figura 62 | Andamento del convertitore in funzionamento al limite CCM/DCM. | 66 |
| Figura 63 | Circuito per la misura delle perdite di <i>turn-off</i> . | 68 |
| Figura 64 | Percorso della corrente nel driver durante lo spegnimento. | 69 |

| | | |
|-----------|---|----|
| Figura 65 | Misura delle perdite di <i>turn-off</i> . | 69 |
| Figura 66 | Segnale di comando per la misura delle perdite di <i>turn-on</i> . | 70 |
| Figura 67 | Percorso della corrente nel driver durante l'accensione. | 70 |
| Figura 68 | Misura delle perdite di <i>turn-on</i> . | 71 |
| Figura 69 | Rappresentazione grafica del modello termico di uno switch. | 73 |
| Figura 70 | Valori istantanei di energia dissipata durante le commutazioni. | 74 |
| Figura 71 | Valore medio della potenza dissipata dalle commutazioni. | 74 |
| Figura 72 | PCB di potenza usato per realizzare il prototipo. | 76 |
| Figura 73 | Scheda con DSP usata per realizzare il prototipo. | 76 |
| Figura 74 | Induttanze avvolte su nucleo ad E in ferrite e su toroide in Kool-Mu . | 77 |
| Figura 75 | Wattmetro digitale WT500. | 78 |
| Figura 76 | Accensione di S1 molto sporca. | 78 |
| Figura 77 | Accensione di S1 con picco di tensione molto elevato sul source. | 79 |
| Figura 78 | Accensione di S1 con R_{g_off} elevata. | 80 |
| Figura 79 | Andamento della corrente con $V_{in} = 260\text{ V}$. | 80 |
| Figura 80 | Variazione della permeabilità in funzione della corrente per ferrite e polvere di ferro [23]. | 81 |
| Figura 81 | Immagine dell'induttanza vista con la termocamera. | 81 |
| Figura 82 | Curva di magnetizzazione per il Kool-Mu [21]. | 82 |
| Figura 83 | Perdite per isteresi nel nucleo in ferrite 3C90. | 83 |
| Figura 84 | Andamento della corrente nell'induttanza con nucleo in ferrite. | 84 |
| Figura 85 | Temperatura dell'induttanza con nucleo in ferrite. | 85 |
| Figura 86 | Temperatura dello switch S1. | 85 |
| Figura 87 | <i>Reverse recovery</i> di D2 attraverso S1. | 86 |
| Figura 88 | Variazione del ripple al variare di L con I_L costante. | 86 |
| Figura 89 | Temperatura dello switch S1 con I_{Lmin} inferiore a zero. | 87 |
| Figura 90 | Commutazioni con $I_{Lmin} < 0$. | 88 |

ELENCO DELLE TABELLE

| | | |
|-----------|--|----|
| Tabella 1 | Stati del sistema con storage. | 6 |
| Tabella 2 | Coefficienti di autoconsumo per due sistemi reali [40], [19]. | 12 |
| Tabella 3 | Caratteristiche dei materiali usati per gli elettrodi [30]. | 21 |
| Tabella 4 | Densità di energia teorica e pratica per diverse tipologie di batterie [30]. | 22 |
| Tabella 5 | Caratteristiche tecniche delle batterie analizzare [30], [32]. | 29 |

| | | |
|-----------|---|----|
| Tabella 6 | Stress nelle switch per le varie configurazioni analizzare. | 67 |
| Tabella 7 | Risultati delle misure per le perdite in <i>turn-off</i> . | 69 |
| Tabella 8 | Risultati delle misure per le perdite in <i>turn-on</i> . | 71 |
| Tabella 9 | Stress nelle switch per le varie configurazioni analizzare. | 72 |

SOMMARIO

Negli ultimi 5 anni si è visto un drastico aumento degli impianti fotovoltaici installati; allo stesso tempo, gli incentivi statali sono andati diminuendo. Questa tendenza ha fatto nascere la necessità di aggiungere un sistema di accumulo negli impianti residenziali. Così facendo, si può aumentare l'autoconsumo e ridurre i problemi di rete legati all'eccessiva concentrazione di impianti fotovoltaici. Nel documento vengono, inizialmente, analizzati i vantaggi risultanti da questo nuovo tipo di impianti. Successivamente, sono descritti i dettagli tecnici per la realizzazione del convertitore DC/DC che interfaccia la batteria con il bus DC. Nella parte finale, sono riportati i risultati ottenuti sul prototipo di tale convertitore.

ABSTRACT

In the last 5 years we have seen an intense grow of PV systems, but, on the other hand, installation incentives have decreased. This trend has started the need of a storage system to improve self-consumption and reduce grid problems related to excessive concentration of PV systems. This paper analyzes the advantages of such new system. Afterwords, the paper focuses on the technicals details of the DC/DC converter design used to interface battery and DC bus. In the last part, it shows the results of measures made on the converter prototype.

RINGRAZIAMENTI

Ringrazio innanzitutto la ditta Selco S.r.l per avermi concesso l'opportunità di svolgere questo lavoro, in particolare l'Ing. Franco Mela e l'Ing. Gianni Rossetto che sono sempre stati disponibili e pazienti nei miei confronti durante le giornate in azienda. Un caloroso ringraziamento spetta al Prof. Simone Buso per il tempo dedicato alla correzione di questo documento e per le indicazioni che mi ha dato durante questi mesi, senza le quali non avrei raggiunto questo risultato.

Vorrei poi ringraziare i docenti incontrati durante questi anni che hanno saputo trasmettermi con passione le loro conoscenze. Tra questi, un particolare ringraziamento va al Prof. Alessandro Paccagnella per avermi introdotto al mondo dell'affidabilità, al Prof. Antonio Capobianco che all'ultimo anno di università ha saputo stupirmi facendomi scoprire un ramo dell'elettronica che non conoscevo, al Prof. Mauro Bisiacco per la disponibilità e la capacità di rendere comprensibili tematiche complesse, al Prof. Paolo Tenti che con il suo discorso alla proclamazione della laurea triennale mi ha dato lo stimolo per continuare gli studi.

Un doveroso ringraziamento va ai miei genitori che mi hanno sostenuto moralmente ed economicamente, supportandomi con pazienza in tutti i momenti, a Francesca che mi è stata vicina in tutti questi anni, a Rita e Renato per avermi fatto scoprire la bellezza della montagna, a Birba e Snoopy che ad ogni mio ritorno a casa mi accolgono con smisurata felicità.

Un grazie speciale va poi ai miei amici e compagni di studio Riccardo, Stefano, Simone, Andrea, Tommaso, Fabio, Fabiano, Giovanni e tutti gli altri con i quali ho condiviso questi anni di studio, senza i quali sarebbe stato molto più noioso e difficile finire. A Diego che mi ha "convertito" all'ingegneria, ad Alberto e Alessandro che ormai da anni rallegrano i miei fine settimana.

Restano poi da ringraziare tutte quelle persone, mai conosciute direttamente, che sviluppano (spesso senza ricevere niente in cambio) software, linguaggi e sistemi operativi che sono stati fondamentali per la scrittura di questa tesi, primo fra tutti L^AT_EX.

Infine, desidero ringraziare tutte le persone che ho conosciuto, con cui ho passato bei momenti, che mi hanno supportato e che mi sono dimenticato di citare in queste righe.

Padova, ottobre 2013

F. R.

INTRODUZIONE

Lo scopo di questo documento è quello di analizzare la realizzabilità di un sistema fotovoltaico con integrato un elemento d'accumulo. Inizialmente, viene fatta una presentazione del contesto in cui questi sistemi possono essere utilizzati, segue poi una parte più tecnica dove è presentato in dettaglio il funzionamento del sistema e nella parte finale sono riportati i risultati ottenuti con il prototipo che è stato realizzato.

In particolare:

IL PRIMO CAPITOLO offre una panoramica del contesto in cui il sistema può essere utilizzato.

IL SECONDO CAPITOLO spiega il funzionamento dei sistemi di accumulo elettrochimici.

IL TERZO CAPITOLO presenta i sistemi di conversione utilizzabili con i sistemi di accumulo.

IL QUARTO CAPITOLO descrive il progetto del convertitore che si è scelto di usare e le varie modalità di funzionamento possibili.

IL QUINTO CAPITOLO raccoglie i risultati ottenuti con il prototipo che si è realizzato.

Negli ultimi anni, in tutti i paesi sviluppati, si è assistito ad un aumento delle fonti energetiche rinnovabili. In particolare, a partire dal 2005, con l'arrivo del primo Conto Energia, in Italia c'è stato un rapido aumento di impianti fotovoltaici installati. Lo stesso fenomeno si è visto anche negli altri paesi europei con l'arrivo delle Feed-In Tariff (FIT), una forma di incentivo simile al Conto Energia. Con questo tipo di contributi l'utente viene remunerato per i kWh messi in rete dal proprio impianto fotovoltaico e le tariffe sono tali da consentire l'ammortamento dell'impianto nel giro di circa 10 anni. Questo tipo di incentivazione ha fatto sì che ad oggi, in Italia, ci sono 480000 impianti attivi per un potenza totale lorda di circa 16.5 GW, come risulta evidente dai dati riportati in figura 1. La crescita esponenziale delle installazioni, a volte concentrate in aree ristrette del paese, ha portato al manifestarsi di notevoli e seri problemi di stabilità e gestione della rete nazionale di distribuzione dell'energia elettrica con conseguenti malfunzionamenti delle apparecchiature e utenze ad essa allacciate. L'effetto più evidente è l'aumento della tensione di linea che, durante le ore centrali della giornata, può superare i valori previsti dalla normativa e danneggiare i dispositivi connessi. In queste zone la possibilità di installare ulteriori impianti è di fatto bloccata ed eventuali cittadini interessati ad investire in questo campo sono costretti perciò a rinunciare. Per il momento la questione interessa zone ancora limitate, ma con la continua installazione di nuovi impianti si assisterà ad un progressivo peggioramento su tutta la rete nazionale, anche se le recenti normative (CEI 0-21, CEI 0-16), che stabiliscono i nuovi criteri di allacciamento e interfacciamento delle utenze attive alla rete, hanno introdotto misure atte a mitigare proprio l'effetto destabilizzante della generazione attiva in rete, mediante la gestione evoluta di potenza attiva e reattiva da parte dei convertitori stessi. Parallelamente, l'evoluzione delle tecniche di conversione e dei sistemi ad esse associate ha portato ad investigare sistemi di generazione con un differente approccio, ovvero quello di generare e accumulare energia per il consumo in loco, con lo scopo di permettere di massimizzare la quota di energia auto consumata e quindi ridurre notevolmente l'impatto sulla rete, nonché favorire l'auto sostenibilità dell'impianto a livello finanziario. Si evitano così speculazioni e tariffe incentivanti non più sostenibili dalla Pubblica Amministrazione, favorendo, al contempo, una crescita naturale e coerente del mercato delle energie rinnovabili.

1.1 IMPIANTI ATTUALI

Gli impianti fotovoltaici attuali sono del tipo rappresentato in figura 2. Con questa topologia, durante il giorno, l'energia prodotta dal fotovoltaico viene inserita nella rete elettrica domestica e da qui può andare in due direzioni diverse al variare delle condizioni di carico. Per studiare queste due situazioni verrà spiegato innanzitutto cosa rappresentano i tre parametri presenti in figura 2:

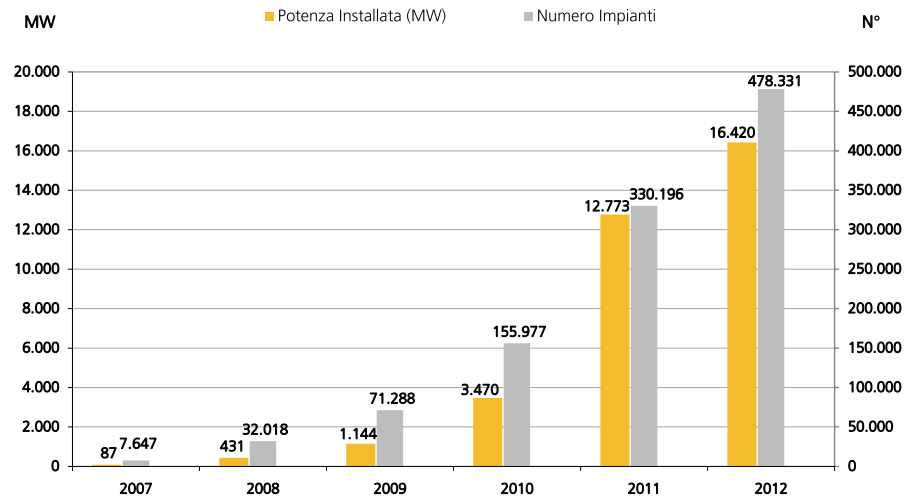


Figura 1: Dati sugli impianti fotovoltaici installati nel 2012 in Italia [12, p. 9].

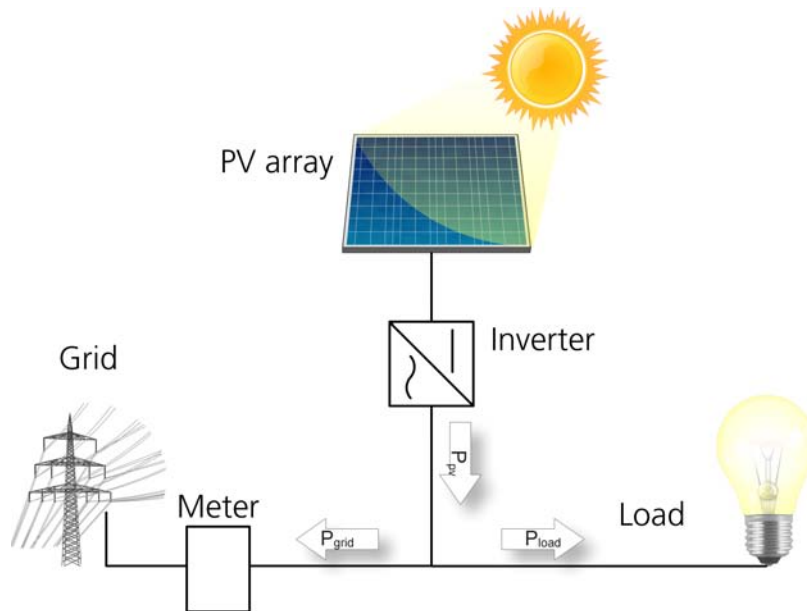


Figura 2: Schema concettuale di un tipico impianto fotovoltaico.

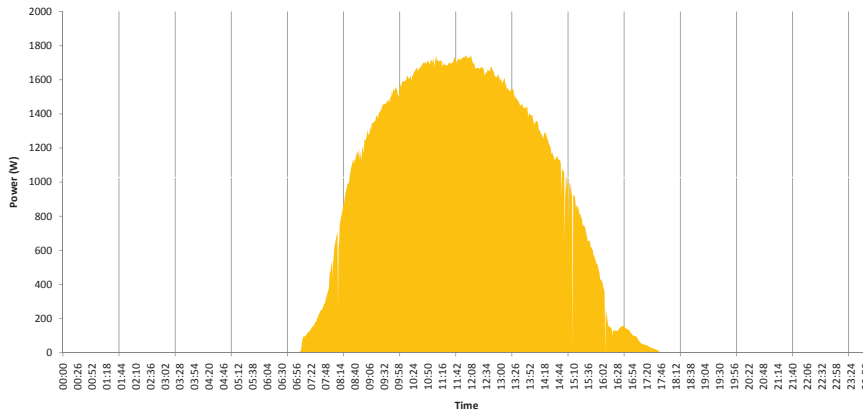


Figura 3: Potenza generata durante le 24h da un impianto di 2.5kWp nel mese di Marzo.

- $P_{pv} \Rightarrow$ è sempre positiva e rappresenta la potenza generata dal fotovoltaico;
- $P_{load} \Rightarrow$ è sempre positiva e rappresenta la potenza assorbita dai carichi dell'abitazione;
- $P_{grid} \Rightarrow$ può essere negativa, rappresenta la potenza che l'abitazione scambia con la rete elettrica.

Il segno di quest'ultimo parametro descrive le due condizioni sopracitate, infatti:

$$\begin{aligned} \text{se } P_{pv} > P_{load} &\implies P_{grid} > 0 \\ \text{se } P_{pv} < P_{load} &\implies P_{grid} < 0 \end{aligned} \quad (1)$$

Nel primo caso, la produzione fotovoltaica riesce ad alimentare tutti i carichi dell'abitazione e anche ad erogare energia in rete. Nell'altro caso, la potenza fornita dall'impianto fotovoltaico non è in grado di coprire l'assorbimento dei carichi e, quindi, il flusso di potenza sarà entrante nell'abitazione. Dopo aver definito questi parametri, si può fare un'analisi dei flussi di potenza per capire come varia la potenza scambiata con la rete durante le 24 h.

Supponendo di analizzare un giornata di bel tempo, il parametro P_{pv} è facilmente stimabile. Esso dipende da vari parametri (posizione geografica, inclinazione del tetto, potenza installata ecc.), ma in prima approssimazione il profilo giornaliero ha l'andamento riportato in figura 3. Come si può vedere, il picco di produzione si ha intorno alle 11:00-12:00. Durante l'arco dell'anno il picco si sposta leggermente, ma per questo tipo di analisi è sufficiente sapere che è nell'intorno di mezzogiorno.

Per quanto riguarda i consumi (P_{load}), l'analisi diventa piuttosto complicata. La curva dei consumi dipende da molte variabili e non è facile fare una stima. Tra i vari parametri che influenzano di più i consumi di un abitazione troviamo: il numero di abitanti, il tipo di elettrodomestici usati, gli orari lavorativi le abitudini, ecc. . Per approfondire questo argomento ci sono vari studi ([10, 11, 34, 18]), ma per un'analisi indicativa è sufficiente sapere che tutti concordano nel notare un aumento dei consumi nelle ore serali. Dalla figura 4 si nota un picco intorno alle 22, dovuto generalmente all'uso di lavastoviglie, televisore e illuminazione [11].

Noto il profilo della produzione fotovoltaica e la curva di consumo, confrontando figura 3 e 4 si nota la presenza di uno sfasamento tra il picco di produzione e il picco di consumo. Di conseguenza, a fronte del picco di

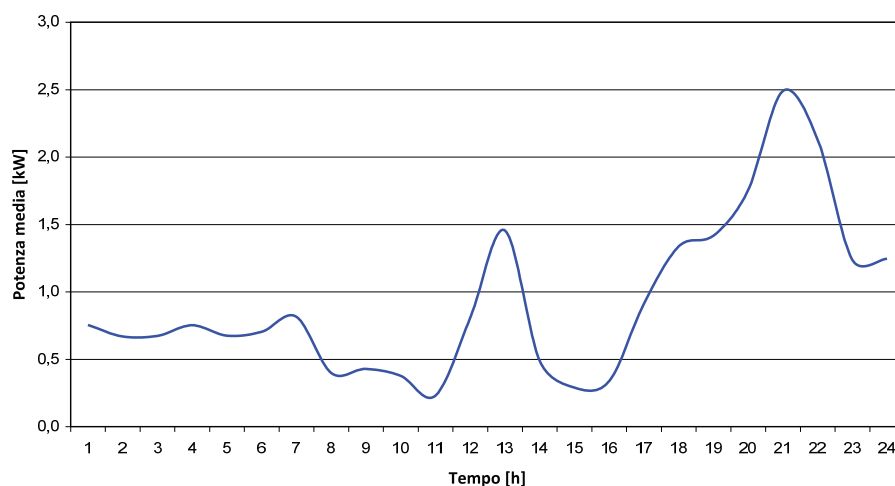


Figura 4: Profilo di carico tipo di un utenza residenziale [33, p. 5].

produzione fotovoltaica, generalmente c'è anche il picco di immissione di potenza in rete. Mettendosi nel caso più critico, tempo soleggiato su tutto il paese, questo avviene contemporaneamente su tutta la rete nazionale. Questo tipo di fenomeno crea non pochi problemi al gestore energetico che deve regolare le proprie centrali evitando aumenti di tensione e frequenza su tutta la rete. Questa problematica è gestibile finché la potenza immessa in rete dal fotovoltaico è una piccola percentuale rispetto alla produzione classica, ma diventa un grosso problema con percentuali di fonti rinnovabili più elevate. Dal lato utente, questo comportamento crea alcuni problemi sul piano tecnico e può essere svantaggioso in termini economici. Infatti, gli incentivi vengono erogati sulla potenza prodotta dall'impianto fotovoltaico, ma i consumi delle ore serali (cioè i più consistenti) restano a carico dell'utente. Inoltre, come si è visto nell'ultimo anno, le varie nazioni stanno erogando sempre meno finanziamenti. In un futuro senza FIT, anche considerando l'abbassamento dei prezzi dei moduli fotovoltaici, l'attuale tipologia di impianti non sarà conveniente per l'utente.

1.2 ACCUMULO ENERGETICO

Per i vari motivi elencati nella sezione precedente, da qualche anno ha iniziato a circolare l'idea di affiancare all'impianto fotovoltaico un accumulo energetico. La soluzione dello storage in ambito energetico non è nuova; già da tempo i gestori energetici utilizzano l'energia idroelettrica come accumulo e altri sistemi di accumulo per supplire ai picchi di richiesta. Anche per quanto riguarda il fotovoltaico, i primi impianti sono nati dall'esigenza di fornire energia a utenze in aree remote e quindi erano dotati di un sistema di accumulo. Con queste premesse, si intuisce che la novità di questi sistemi è più sul piano concettuale che tecnico. L'aspetto innovativo della questione è l'idea di storage distribuito. Si punta a risolvere il problema dei picchi di assorbimento energetico spostandosi verso l'utente finale. Anziché costruire grossi sistemi di accumulo centralizzati si fa in modo che ogni abitazione possa contribuire ad avere un consumo quanto più possibile costante. In inglese, l'idea di gestire il problema del picco dal lato utente viene detta Demand-Side Management (DSM) e in genere affianca lo

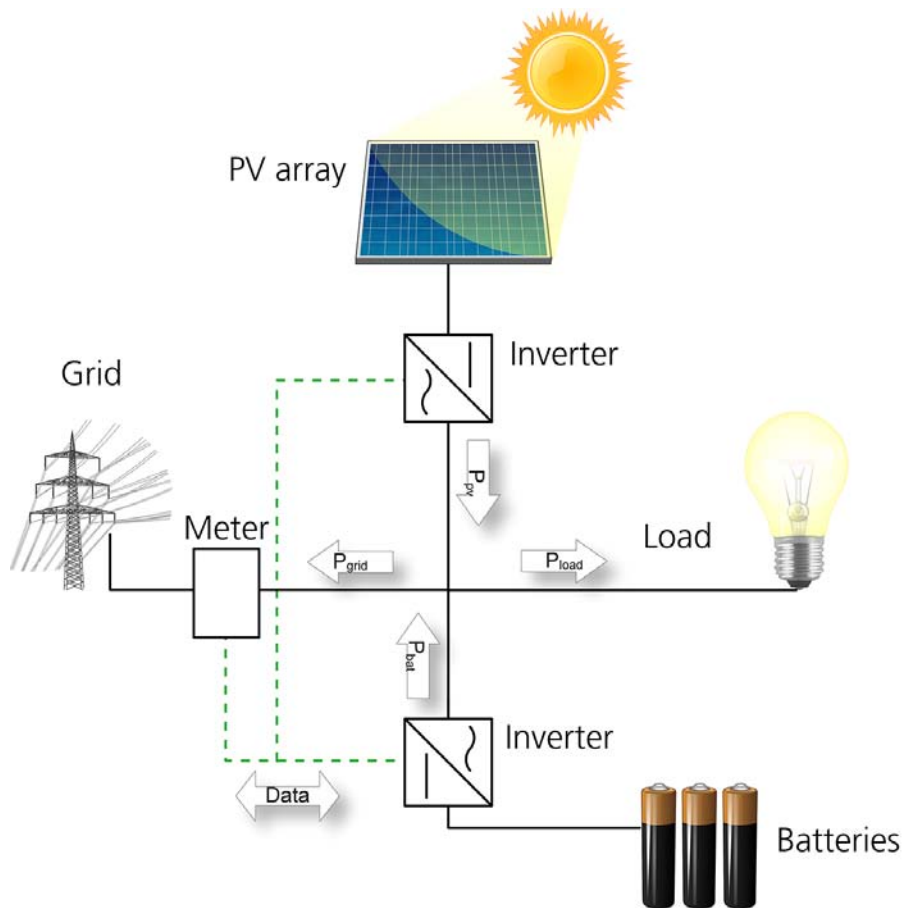


Figura 5: Schema concettuale di un impianto fotovoltaico con accumulo.

storage distribuito ad una gestione dinamica dei consumi chiamata Active Demand-Side Management (ADSM). In questo documento si analizzerà più approfonditamente la parte dello storage trascurando l'ADSM; tuttavia, è doveroso tenerlo in considerazione e predisporre i nuovi sistemi per questa futura applicazione.

1.2.1 Funzionamento

Per capire il funzionamento di questi sistemi è utile analizzare l'andamento dei flussi di potenza. Dalla figura 5 si nota un flusso di potenza nuovo rispetto alla figura 2:

- $P_{batt} \Rightarrow$ può essere sia positivo che negativo, rappresenta la potenza scambiata con l'accumulatore.

Al variare del segno di P_{grid} e P_{batt} il sistema si può trovare nei 4 stati rappresentati in tabella 1. Ricordando che P_{pv} e P_{load} sono sempre positivi il comportamento del sistema è il seguente:

1. In questo stato, il sistema sta immettendo potenza in rete e allo stesso tempo la batteria di sta scaricando. Questa condizione è inutile per il nostro scopo. Quando c'è immissione di potenza in rete questa deve provenire dal fotovoltaico e non dalla batteria. Tale situazione dovrà essere evitata dal sistema di controllo.

Tabella 1: Stati del sistema con storage.

| $N.$ | P_{grid} | P_{batt} | stato |
|------|------------|------------|----------------|
| 1 | > 0 | > 0 | non consentito |
| 2 | > 0 | < 0 | carica |
| 3 | < 0 | > 0 | scarica |
| 4 | < 0 | < 0 | non consentito |

2. Siamo in una condizione di immissione di potenza in rete, ma al contrario del caso precedente la batteria sta assorbendo potenza (fase di carica). In questa situazione, $P_{pv} > P_{load}$, la potenza in eccesso va a caricare la batteria e il surplus (se presente) va in rete.
3. Il sistema sta assorbendo energia dalla rete e la batteria si sta scaricando. È la condizione che si verifica quando $P_{pv} < P_{load}$, cioè siamo in presenza di un grosso carico. Per evitare l'assorbimento dalla rete interviene la batteria ($P_{batt} > 0$) e in caso non sia sufficiente c'è assorbimento dalla rete ($P_{grid} < 0$).
4. In questo stato c'è contemporaneamente assorbimento dell'energia dalla rete e dalla batteria. È come se la batteria fosse un carico, che non riesce ad essere alimentato dalla P_{pv} e necessita di potenza dall'esterno. Questa condizione va evitata, in linea generale; si tratta della condizione in cui la batteria viene caricata assorbendo energia dalla rete. Tuttavia, questo stato può essere utile per l'eventuale carica di manutenzione della batteria.

1.3 COME VALUTARE L'EFFICACIA DEL SISTEMA

Un aspetto molto importante per i sistemi con storage riguarda la valutazione dei vantaggi apportati rispetto ad un sistema classico. Per poter fare un stima dei vantaggi in termini energetici ed economici è necessario introdurre alcuni parametri (vedi M. Castillo-Cagigal [19]).

Si parte dal bilancio energetico del sistema, che è l'integrale della potenza durante un certo periodo. Per l'analisi useremo un giorno (24 h) come periodo.

Per quanto riguarda il fotovoltaico, l'energia prodotta può essere divisa in 3 termini :

- $E_{PV,load} \Rightarrow$ l'energia che va ai carichi;
- $E_{PV,grid} \Rightarrow$ l'energia che va verso la rete;
- $E_{PV,bat} \Rightarrow$ l'energia che va a caricare la batteria;

e possiamo scrivere

$$E_{PV} = E_{PV,load} + E_{PV,bat} + E_{PV,grid} \quad (2)$$

con $E_{PV,load}, E_{PV,bat}, E_{PV,grid} > 0$. L'energia assorbita dai carichi può anch'essa essere divisa in 3 termini:

- $E_{PV,load} \Rightarrow$ l'energia proveniente dal fotovoltaico;

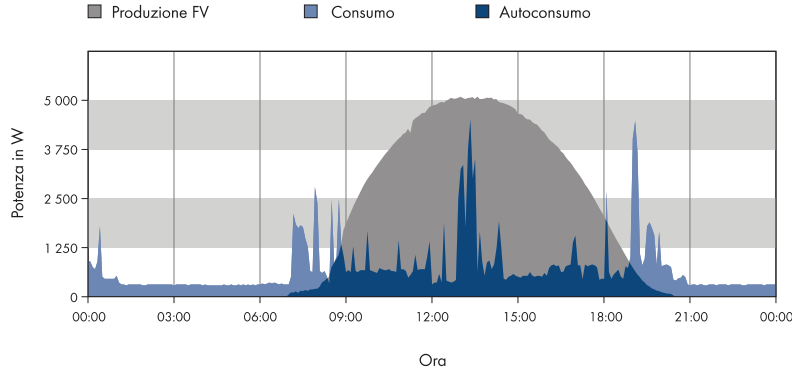


Figura 6: Profilo di carico e di produzione di un famiglia di 4 persone con impianto da 5 kWp [40].

- $E_{Grid,load} \Rightarrow$ l'energia che proviene dalla rete;
- $E_{Bat,load} \Rightarrow$ l'energia di scarica della batteria;

e l'energia totale assorbita può essere scritta come

$$E_{load} = E_{PV,load} + E_{Bat,load} + E_{Grid,load}. \quad (3)$$

Partendo dai termini appena descritti possiamo introdurre il coefficiente di autoconsumo, definito come

$$\xi = \frac{E_{PV,load} + E_{Bat,load}}{E_{load}}. \quad (4)$$

Questo coefficiente, indica quant'è la parte di energia necessaria ai carichi che è fornita dai generatori locali (accumulo e fotovoltaico). Inoltre, il coefficiente è normalizzato al carico e quindi può essere usato per confrontare sistemi con diverse caratteristiche. Essendo normalizzato, $\xi \in [0, 1]$. $\xi = 0$ rappresenta un'abitazione senza generatori locali e $\xi = 1$ un'installazione che non scambia energia con la rete.

Il coefficiente di autoconsumo può essere valutato anche negli impianti classici (Natural Self-Consumption (NSC)) dove $E_{Bat,load} = 0$ e quindi vale

$$\xi > \xi_{nsc} = \frac{E_{PV,load}}{E_{load}}. \quad (5)$$

In questo contesto è importante non confondere il rapporto generico tra energia prodotta e consumata con il coefficiente di autoconsumo ξ ; infatti, il primo non tiene conto della sincronia tra produzione e consumo, quindi include anche l'eventuale energia assorbita dalla rete, mentre il secondo considera quanta energia prodotta dall'impianto è effettivamente consumata dai carichi nel momento in cui è disponibile.

Per avere un'idea di quanto vale ξ in un impianto senza storage, vari studi riportano valori intorno al 30% [19] [40]. La causa di un coefficiente così basso è dovuta proprio alla mancanza di sincronia tra picco dei consumi e picco di produzione vista nelle sezioni precedenti. In figura 6 e 7 sono visibili il profilo di carico e produzione di alcuni casi reali e come si vede ci sono molti momenti della giornata in cui la produzione non copre i consumi. Nella figura 7 si nota particolarmente bene come durante le ore di sole, l'energia prodotta venga quasi totalmente immessa in rete.

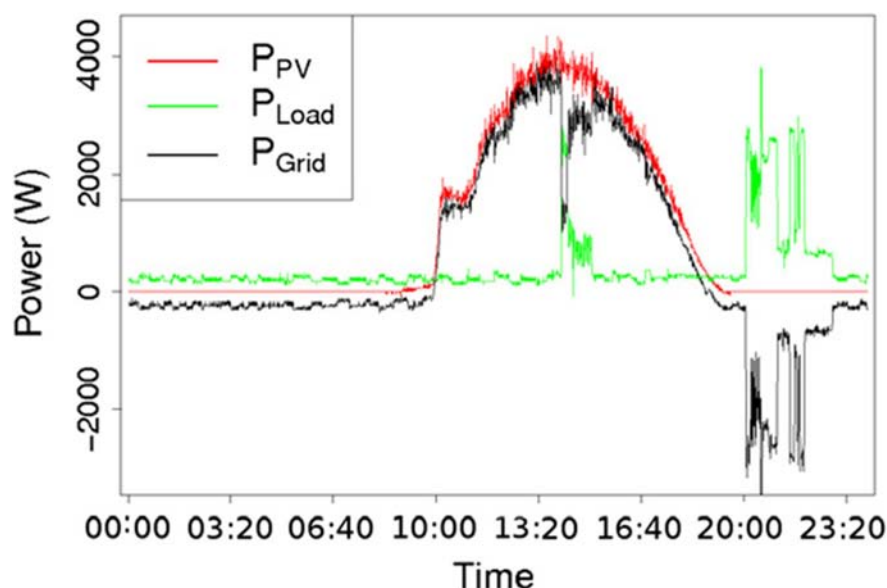


Figura 7: Profilo di carico e di produzione in un edificio residenziale [19].

1.3.1 Due target diversi: power quality o massimizzazione dell'autoconsumo

Come è stato accennato nella sezione 1.1, la presenza di uno storage può essere utile sia all'utente finale che al gestore energetico. Analizzando i punti di vista di entrambi si vede che i due soggetti hanno esigenze diverse. Per questo motivo, saranno analizzati separatamente i due target.

Power quality

Il gestore energetico, nelle zone ad alta densità di impianti fotovoltaici, si trova a dover affrontare sostanzialmente quattro tipologie di fenomeni [15]:

1. picco di produzione nelle ore centrali della giornata;
2. variazioni molto veloci della produzione (tempi nell'ordine dei minuti);
3. variazione della frequenza;
4. aumento della tensione.

Per quanto riguarda il primo problema la soluzione adottata è detta *peak shaving* e, come dice la parola, punta a spianare il picco di immissione in rete distribuendolo nelle ore successive. La figura 8 è un esempio di implementazione di questa tecnica. La linea rossa rappresenta l'energia scambiata con la rete (negativa quando c'è immissione in rete) e si nota un taglio netto della potenza immessa in rete quando si raggiungono i 1900 W. Oltre questa soglia, l'energia prodotta viene assorbita dalla batteria e restituita nelle ore successive, che nella figura sono rappresentate in arancione. Questo comportamento va a diminuire lo scambio di energia con la rete in entrambe le direzioni. Nelle ore di maggiore produzione viene limitato il picco di immissione e nel resto della giornata l'accumulo smorza i picchi dell'assorbimento. Non va quindi ad azzerarsi lo scambio di energia con la rete, ma si cerca di renderlo quanto meno più costante e prevedibile.

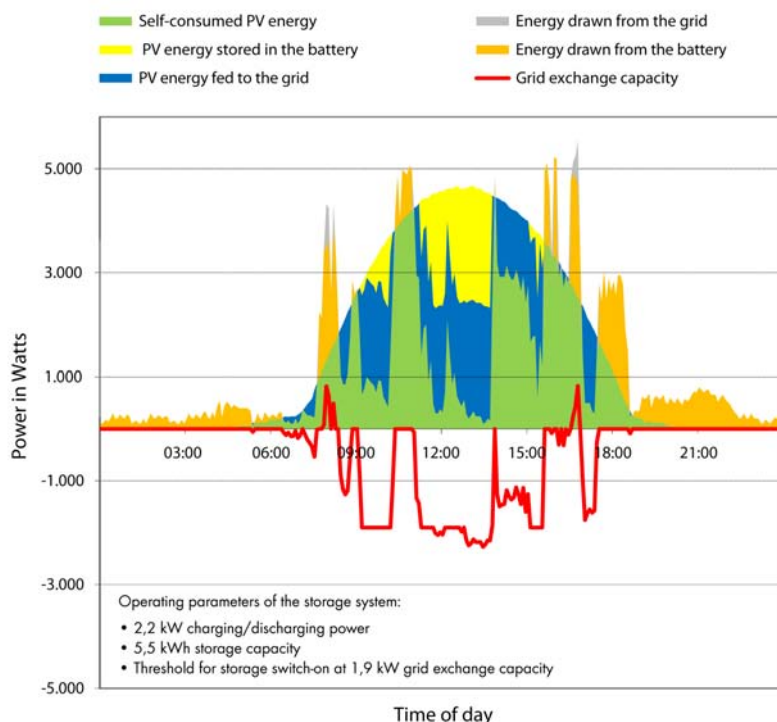


Figura 8: Profilo di carico e di produzione con peak shaving [39].

Il problema della variazione della produzione in tempi rapidi è fondamentalmente causato dalle variazioni meteorologiche. Un esempio banale è l'arrivo di un temporale o di nubi, che fa crollare rapidamente la produzione. Questa problematica è attualmente considerata solo nei grossi impianti fotovoltaici (MW), ma la presenza di uno storage a livello residenziale consente di implementare un *ramp rate control* anche negli impianti più piccoli. Per realizzarlo si usa la batteria come buffer energetico, è quindi necessario mantenerla ad uno stato di carica parziale in modo che possa assorbire o fornire potenza a seconda del bisogno del momento. Tale tecnica è comunemente indicata in letteratura come Partial State of Charge (PSOC). Dei problemi elencati, a livello residenziale, forse questo è il meno rilevante, ma vale comunque la pena tenerlo in considerazione.

Per quanto riguarda le variazioni di frequenza, essendo principalmente causate da un mismatch tra produzione e consumo, come nel caso precedente, si usa il PSOC e si definisce un range di frequenze oltre il quale il sistema interviene scaricando o caricando le batterie.

Il problema dell'aumento della tensione di rete nelle zone ad alta densità di fotovoltaico è sicuramente quello più importante. Anche per gli impianti fotovoltaici senza storage le ultime normative obbligano i produttori a predisporre gli inverter per la gestione dell'energia reattiva che consente di ridurre questa problematica. A livello domestico, gli impianti attuali sono in grado di produrre solo potenza attiva proprio perché gli incentivi sono erogati sulla base della potenza attiva generata. Per quanto riguarda i sistemi con storage, si può pensare ad un sistema in grado di gestire potenza reattiva al variare delle esigenze della rete secondo logiche di controllo locale e/o centralizzate stabilite dal gestore della rete e conformi alle norma-

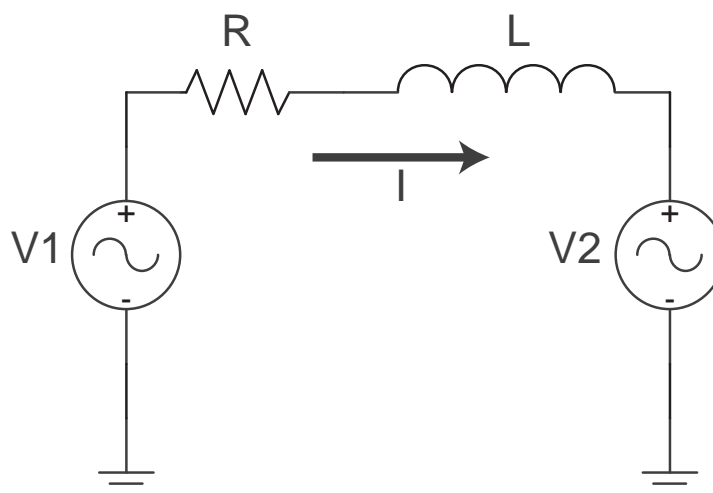


Figura 9: Schema circuitale semplificato di una rete elettrica dove V_1 rappresenta la tensione ai capi del trasformatore MT/BT e V_2 la tensione dell'utenza.

tive nazionali che regolano la connessione dei sistemi attivi alla rete stessa. Prendendo come riferimento il circuito in figura 9 dove i fasori \vec{V}_1 e \vec{V}_2 sono

$$\begin{aligned}\vec{V}_1 &= |V_1|e^{i0} \\ \vec{V}_2 &= \alpha|V_1|e^{i\varphi}\end{aligned}\quad (6)$$

e quindi la corrente I può essere ricavata dalla relazione

$$\begin{aligned}\vec{I} &= \frac{\vec{V}_1 - \vec{V}_2}{R + iX} \\ &= \frac{|V_1|(1 - \alpha|V_1|e^{i\varphi})}{R + jX}.\end{aligned}\quad (7)$$

A questo punto, ipotizzando una linea prevalentemente induttiva ($R \ll X$) la 7 può essere riscritta come

$$\begin{aligned}\vec{I} &= \frac{|V_1|(1 - \alpha|V_1|e^{i\varphi})}{jX} \\ &= -\frac{i|V_1|(1 - \alpha|V_1|e^{i\varphi})}{|X|} \\ &= -\frac{i|V_1|(\alpha \cos \varphi + i \sin \varphi - 1)}{|X|},\end{aligned}\quad (8)$$

dove la potenza apparente può essere calcolata come

$$\vec{S} = \vec{V} \cdot \vec{I}^*.\quad (9)$$

Nell'ipotesi di φ piccolo, la parte reale che rappresenta la potenza attiva è

$$P = \Re(\vec{S}) = -\frac{|V_1||V_2|}{X} \sin \varphi \simeq -\frac{|V_1||V_2|}{X} \varphi,\quad (10)$$

mentre la potenza reattiva è rappresentata dalla parte immaginaria di \vec{S} ossia

$$\begin{aligned}Q = \Im(\vec{S}) &= \frac{|V_1||V_2|}{X} (1 - \alpha \cos \varphi) \\ &= \frac{|V_1|^2}{X} - \frac{|V_1||V_2|}{X} \cos \varphi \\ &= \frac{|V_1|}{X} (|V_1| - |V_2|).\end{aligned}\quad (11)$$

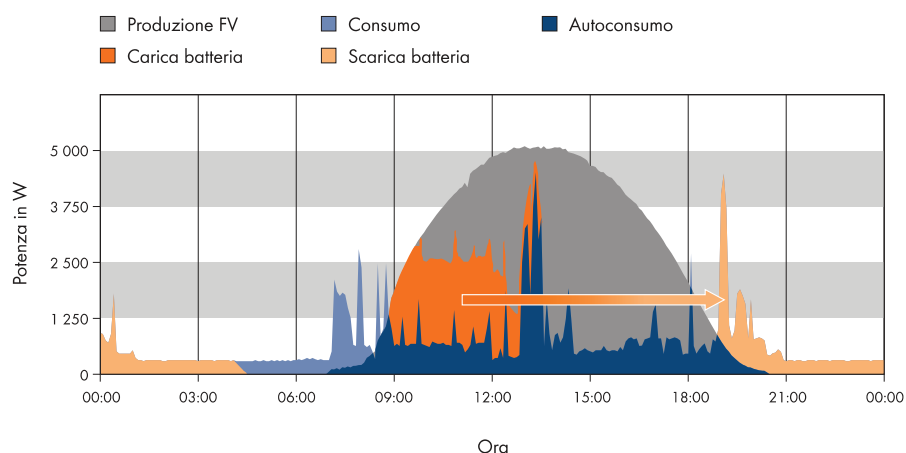


Figura 10: Profili del sistema in figura 6 con l'aggiunta di storage [40].

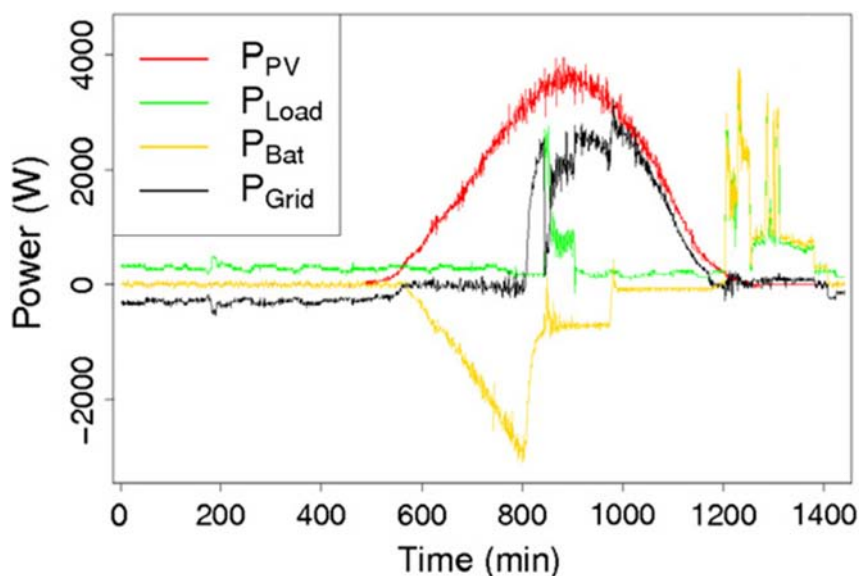


Figura 11: Profili del sistema in figura 7 con l'aggiunta di storage [19].

Da quest'ultima relazione, si nota come controllando la potenza reattiva sia possibile agire sulla differenza di ampiezza tra \vec{V}_1 e \vec{V}_2 .

Massimizzazione dell'autoconsumo

L'altro target è quello della massimizzazione dell'autoconsumo. Con questo criterio si punta a rendere quanto più possibile autonoma l'abitazione dalla rete. Chiaramente, parlare di autonomia è utopistico, richiederebbe sistemi di accumulo molto grandi e non è questo lo scopo. Ciò che si vuole ottenere è un compromesso, un accumulo relativamente piccolo, ma in grado di dare un netto aumento all'autoconsumo.

I risultati di due casi reali si possono vedere dalle figure 10 e 11 che sono ottenute aggiungendo un accumulo ai sistemi riportati in figura 6 e 7. Per quanto riguarda il fattore di autoconsumo in tabella 2 sono riportati i valori dei sistemi con e senza storage. I dati riportati devono essere considerati a puro scopo illustrativo. Si tratta infatti di singole giornate, per fare una valutazione affidabile di tali valori è necessario un insieme di dati molto

Tabella 2: Coefficienti di autoconsumo per due sistemi reali [40], [19].

| Sistema | ζ_{nsc} | ζ_{scws} |
|---------|---------------|----------------|
| 1 | 30 % | 55 % |
| 2 | 32 % | 70 % |

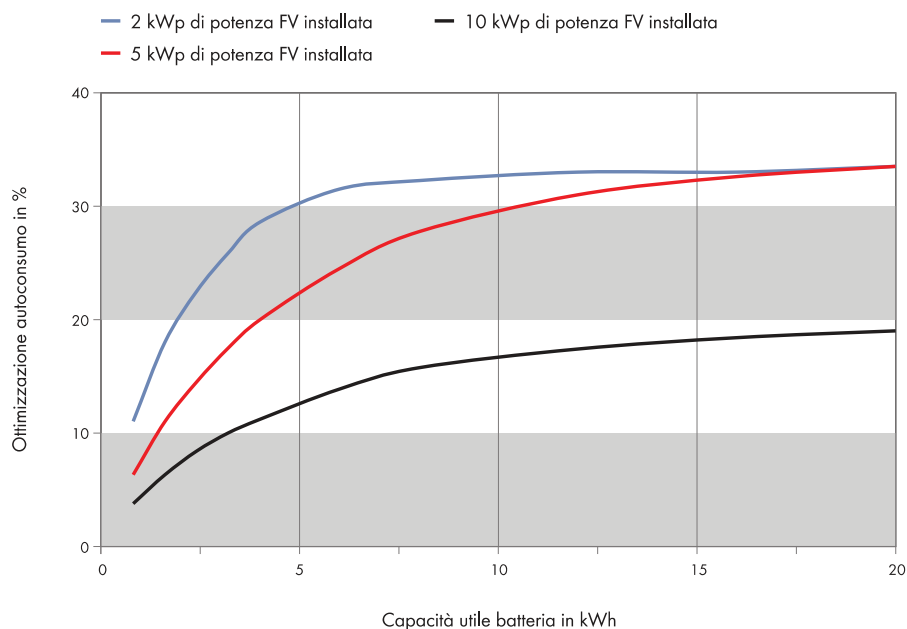


Figura 12: Miglioramento dell'autoconsumo per un'abitazione con consumo annuo di 4900 kWh [40].

più grande, valutando attentamente l'influenza del mese, delle dimensioni dell'impianto, dell'accumulo, ecc. .

Cenni al dimensionamento dello storage

Riguardo al dimensionamento dello storage, anche se il tema è relativamente nuovo, ci sono già alcuni documenti che accennano alcune linee guida. Di particolare importanza è la guida redatta da SMA [40], che si presume abbia alla base un serio studio statistico vista la disponibilità di dati dell'azienda. Oltre a questo, due articoli interessanti sono [27] e il già citato [19].

Quello che si può riassumere da questi articoli è che per fare un buon dimensionamento è necessario partire prima di tutto dalla scelta del target: peak-shaving o massimizzazione dell'autoconsumo. Una volta fatto questo, bisogna valutare la quantità di energia prodotta e consumata, possibilmente nei vari mesi dell'anno. Inoltre, è molto utile avere una statistica sulla distribuzione dei consumi durante la giornata, che è molto variabile da un'abitazione e l'altra.

Noti questi dati, si possono fare delle simulazioni e ciò che si ottiene sono delle curve come quelle visibili in figura 12. Come si nota, fissati consumi e produzione, il miglioramento di autoconsumo cresce all'aumentare della capacità della batteria ma raggiunto un certo valore satura. La motivazione è facilmente intuibile, oltre un certo valore di capacità il sistema non rie-

sce più a caricare la batteria. Non ha quindi senso mettere un accumulo eccessivamente grande, a meno di non prevedere un successivo ampliamento del fotovoltaico. Collegandoci a questo fatto, vale la pena sottolineare un altro concetto, ovvero che non tutte le abitazioni possono raggiungere un elevato grado di autoconsumo. Infatti, se l'impianto fotovoltaico è molto piccolo rispetto ai consumi, non ci sarà energia per caricare le batterie, all'opposto c'è il caso di un'abitazione con impianto fotovoltaico grande rispetto ai consumi, situazione molto diffusa a causa delle FIT. In questo caso si potrebbe voler dimensionare la batteria in modo che non vi sia immissione di potenza in rete, e quindi ne risulterebbe che la batteria diverrebbe sovradimensionata rispetto ai consumi reali dell'abitazione.

L'approccio più coerente sembra quindi quello di trovare il compromesso tra produzione, consumi, esigenze di autoconsumo e dimensioni dello storage.

A questo scopo può essere utile assumere un coefficiente di autoconsumo come target, per esempio, si decide in base alla produzione e ai consumi che è ragionevole ambire a un autoconsumo del 70%. A questo punto si valuta, su base mensile, cosa comporterebbe questo in kWh di storage. Giunti a questo punto si possono valutare quali sono i mesi più critici oppure optare per un coefficiente di autoconsumo diverso da quello ipotizzato.

La soluzione appena descritta riguarda il caso in cui il target sia la massimizzazione dell'autoconsumo, nel caso si punti al peak-shaving il dimensionamento è più complicato. Innanzitutto è necessario dare una definizione di picco e poi definire qual'è l'ampiezza massima che si può accettare. Data la particolarità di questo target non si possono fare molti altri ragionamenti visto che tutto dipenderà dalle esigenze dei gestori energetici. Vale però la pena notare che [27], nella sua analisi, mostra che il dimensionamento per il peak-shaving richiede un accumulo inferiore rispetto all'altro criterio.

1.4 SOLUZIONI PRESENTI SUL MERCATO

I grossi produttori impegnati nell'ambito delle rinnovabili hanno già da tempo iniziato a studiare questi sistemi e sul mercato ci sono già dei prodotti disponibili. Le aziende più attive e innovative su questo fronte sono SMA, Voltwerk e Nedap.

1.4.1 SMA

SMA è un'azienda specializzata nella produzione di sistemi per il fotovoltaico. Già da qualche anno ha iniziato a studiare sistemi con storage e già oggi offre una soluzione per aumentare l'autoconsumo, si tratta di fatto di una rete locale formata tre elementi:

1. Inverter fotovoltaico grid-tied
2. Inverter bidirezionale da batterie, probabilmente derivato dalla linea di inverter per applicazioni stand-alone
3. Switch box e 2 power meter per controllare il sistema e interfacciarsi con la rete

In figura 13 è riportato lo schema dei collegamenti. La prima caratteristica evidente è che la gestione dell'energia avviene su bus AC e quindi l'elemento di accumulo è gestito da un opportuno dispositivo in grado di gestire

il management di carica/scarica dello stesso nonché garantire un funzionamento ad isola dell'abitazione in condizioni di mancanza di rete. Per quanto riguarda la tensione di alimentazione delle batterie, i sistemi più piccoli sono in 24 V mentre si sale a 48 V per i sistemi più grossi. Il tipo di batterie supportate sono: Flooded Lead-Acid (FLA), Valve-Regulated Lead-Acid (VRLA) e Nickel-Cadmium (Ni-Cd). Il cuore di questo sistema è rappresentato dall'inverter Sunny Backup, che, monitorando in tempo reale la potenza assorbita dai carichi e quella generata dal solare, è in grado di caricare o scaricare le batterie a seconda della condizione in cui si trova l'abitazione. Un ulteriore elemento importante è la switch box, che comandata dal Sunny Backup è in grado di fornire un esempio base di load management, che interviene in caso di funzionamento in isola, lasciando attivi solo i carichi critici (frigorifero, freezer, ecc.).

Di recente è poi stato presentato Sunny Boy 5000 Smart Energy, un sistema integrato che comprende:

1. Inverter fotovoltaico
2. Inverter bidirezionale da batteria
3. Batteria Li-ion
4. Monitoraggio del sistema e gestione dei carichi.

Il tutto è racchiuso in un unico device di dimensioni contenute (85 cm X 75 cm X 25 cm) visibile in figura 14. Non si sanno ancora molti dettagli su questo dispositivo, ma la capacità dichiarata è di 2.2 kWh e sembra sarà disponibile da Ottobre 2013 in Germania.

1.4.2 Nedap

Il prodotto di questa ditta Olandese è presente sul mercato da un paio d'anni e nasce come prodotto pensato per l'ottimizzazione dell'autoconsumo. Il sistema è formato da:

1. Inverter fotovoltaico
2. Inverter bidirezionale da batteria
3. Monitoraggio del sistema e gestione dei carichi.

La batteria non è integrata e può essere scelta dall'installatore. Supporta i vari tipi di batterie al piombo acido con ingresso in 24 V, ma, di recente, l'azienda ha siglato un accordo con SAFT, produttore francese di batterie al litio. Poco dopo ha annunciato che da Agosto 2013 sarà in vendita un modello specifico per le batterie Li-ion della SAFT con ingresso in 48 V.

Il dispositivo è visibile in figura 15 mentre in figura 16 è riportato lo schema concettuale del suo elemento caratterizzante, un bus a 400 V in DC sul quale confluisce la potenza fornita da solare e batterie, il collegamento verso la rete avviene con un unico inverter. In questo modo c'è una conversione in meno rispetto al caso con il bus in AC e il sistema risulta più efficiente. Un'altra caratteristica interessante di questo sistema è il load management; sfruttando i relè presenti nel dispositivo, è possibile attivare alcuni carichi extra (per esempio uno scaldabagno elettrico) in caso di eccesso di produzione fotovoltaica, questo consente di migliorare ulteriormente l'autoconsumo dell'utenza.

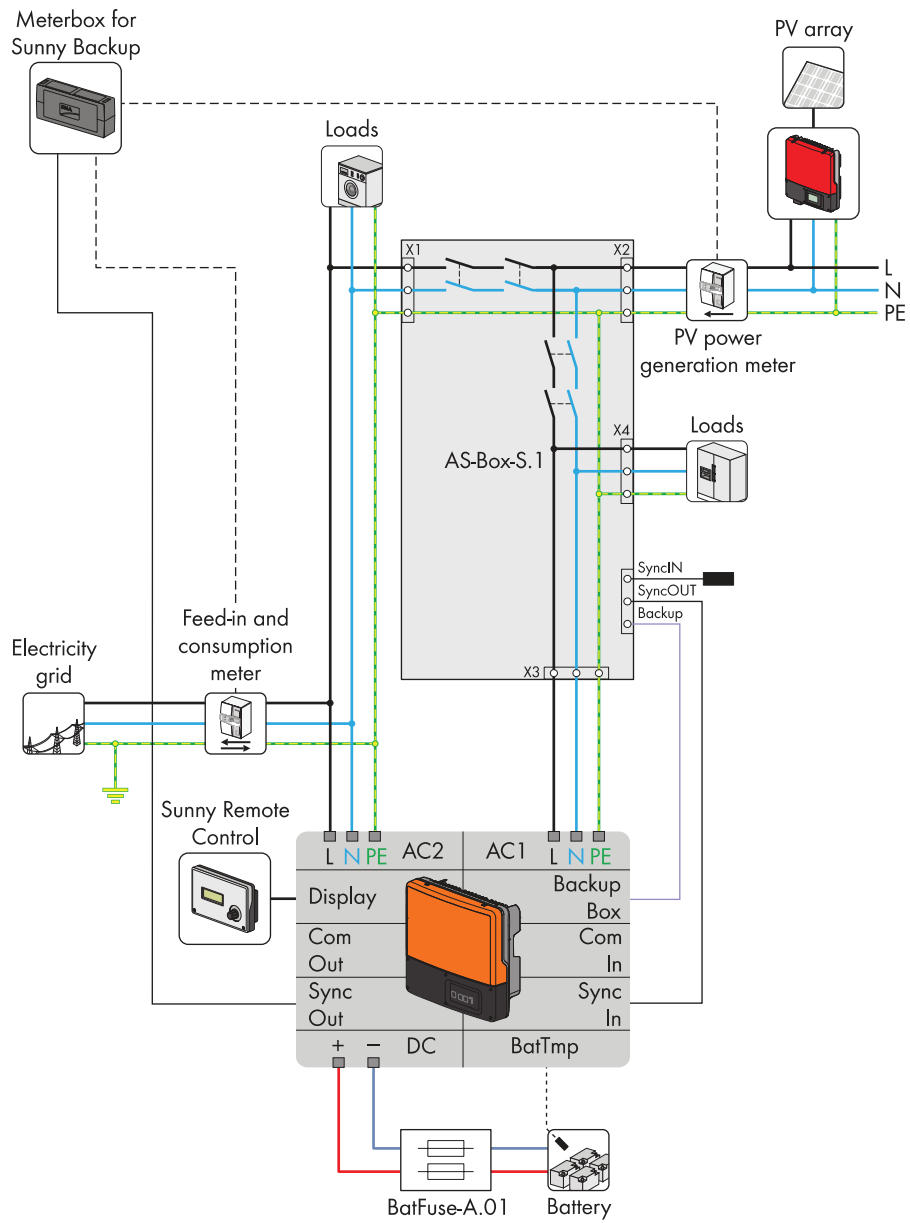


Figura 13: Schema dei collegamenti per il sistema SMA con sunny backup [41].

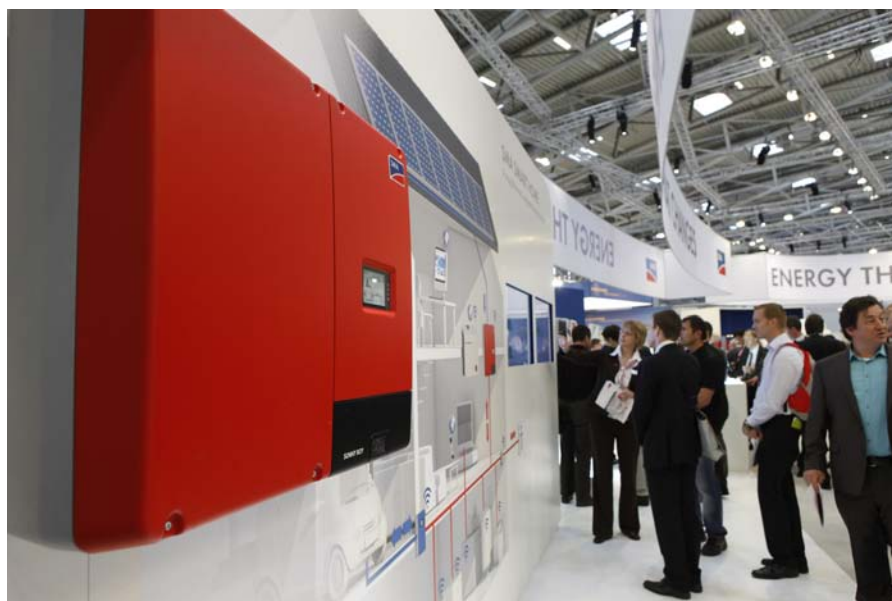


Figura 14: Sunny Boy 5000 Smart Energy [45].

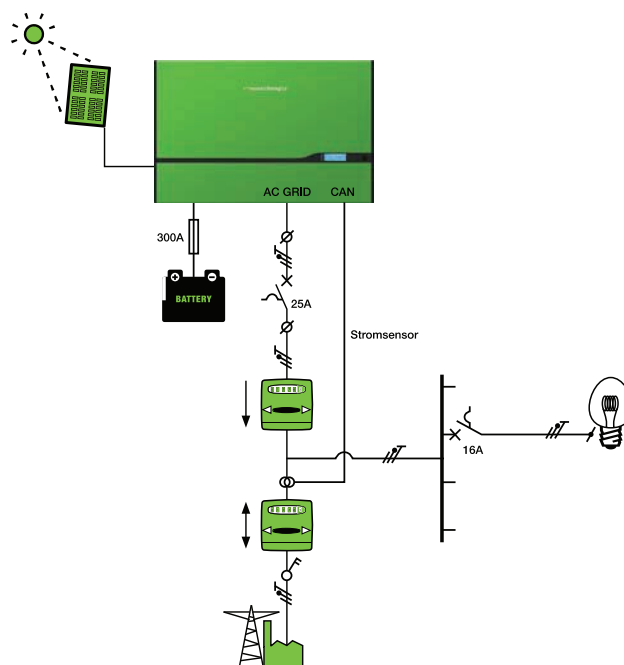


Figura 15: Schema concettuale della soluzione presentata da Nedap [28]

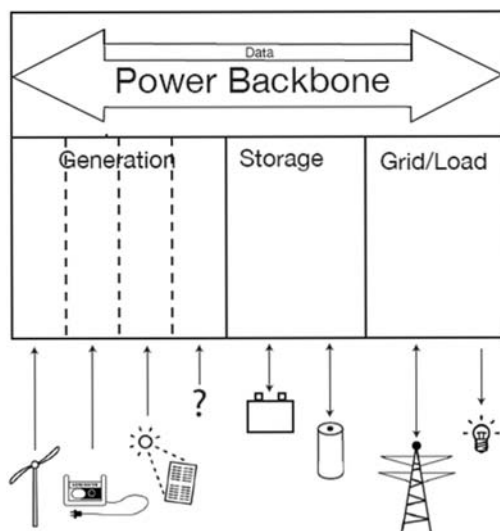


Figura 16: Schema del bus in DC brevettato da Nedap col nome di power-backbone [13].

1.4.3 Voltwerk e Sol-ion project

Quest'ultimo soggetto che citiamo non è un vero e proprio prodotto, ma un progetto che punta a studiare le potenzialità dei sistemi con accumulo. Il progetto nasce da una collaborazione franco-tedesca sia a livello aziendale che di istituzioni. Tra i partner più interessanti troviamo SAFT che fornisce la competenza in ambito batterie e Voltwerk per quanto riguarda l'elettronica. Questo progetto ha svolto molti studi e sperimentazioni, valutando le varie soluzioni possibili sia per quanto riguarda il BUS che la tensione di lavoro delle batterie. I risultati hanno confermato l'utilità dell'aggiunta dello storage e, a quanto pare, l'esperienza acquisita ha portato ad un prodotto finito, che è il sistema *VS 5 Hybrid* della Voltwerk. Tale dispositivo, visibile in figura 17, ha le dimensioni di un frigorifero e contiene al suo interno tutto il sistema di conversione (figura 18) e anche le batterie. Ne esistono 3 versioni, le quali differiscono solo per la quantità di accumulo che sono rispettivamente 8.8 kWh, 11 kWh e 13.2 kWh. Il sistema di accumulo è costituito da batterie agli ioni di litio in alta tensione e il BUS è in DC. Valutando la tensione delle batterie dichiarate, la quantità di accumulo e la partnership con SAFT è molto probabile che il pacco batterie sia formato dai moduli Synerion 48E visibili in figura 19. Mettendo 4 moduli in serie si ottiene una tensione di 192 V e una capacità di 8.8 kWh come dichiarato dalle specifiche [44] [35].



Figura 17: Voltwerk VS 5 Hybrid [44] [38].

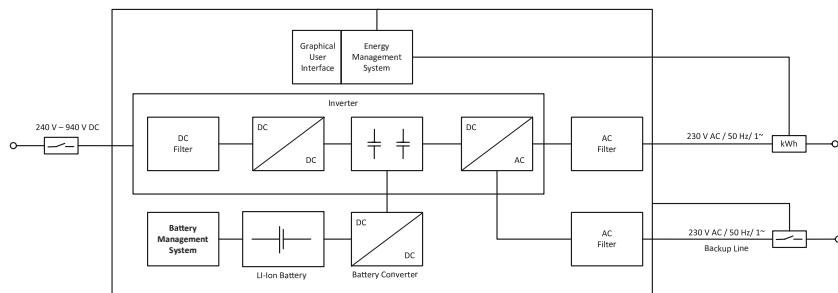


Figura 18: Schema dei collegamenti del Voltwerk VS 5 Hybrid [44].

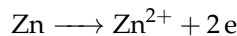


Figura 19: Modulo SAFT Synerium 48E [35].

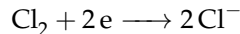
2 | BATTERIE

2.1 PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

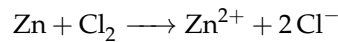
Le batterie sono un sistema di accumulo energetico di tipo elettrochimico. L'energia che sono in grado di fornire è il risultato di particolari reazioni chimiche che consentono di ottenere un flusso di elettroni, ossia una corrente elettrica. L'elemento fondamentale su cui sono basate le batterie è la cella elettrochimica. Con il termine batteria si fa riferimento ad un oggetto costituito da una o più celle collegate in serie o parallelo. In figura 20 è visibile una cella elettrochimica elementare. Essa è formata da due elettrodi immersi in un elettrolita, la sostanza che consente il movimento degli ioni da un elettrodo all'altro. Prendendo come esempio la cella zinco cloruro, possiamo analizzare il processo di scarica di una cella analizzando la figura 21 dove l'anodo è costituito da zinco metallico e il catodo è cloro, analizzando le reazioni che avvengono nelle due semicelle notiamo che nell'elettrodo negativo ha luogo una reazione di ossidazione (perdita di elettroni)



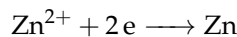
mentre sull'elettrodo positivo avviene una reazione di riduzione (guadagno di elettroni)



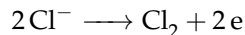
e la reazione complessiva di scarica che si ottiene è



Durante il processo di ricarica visibile in figura 22, il verso degli elettroni si inverte, l'ossidazione avviene al terminale positivo e la riduzione su quello negativo, di conseguenza le reazioni nelle semicelle sono



al terminale negativo,



al terminale positivo e la reazione complessiva è

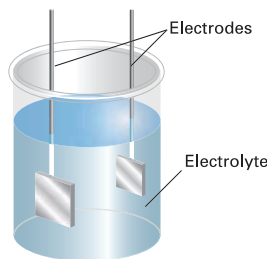
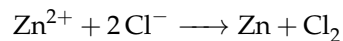


Figura 20: Cella elettrochimica elementare [2].

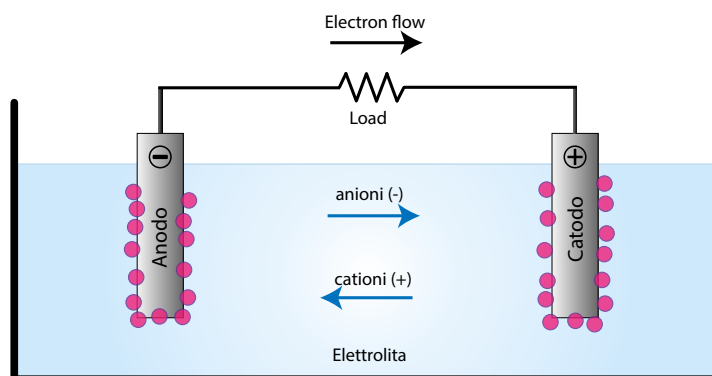


Figura 21: Cella elettrochimica durante la fase di scarica.

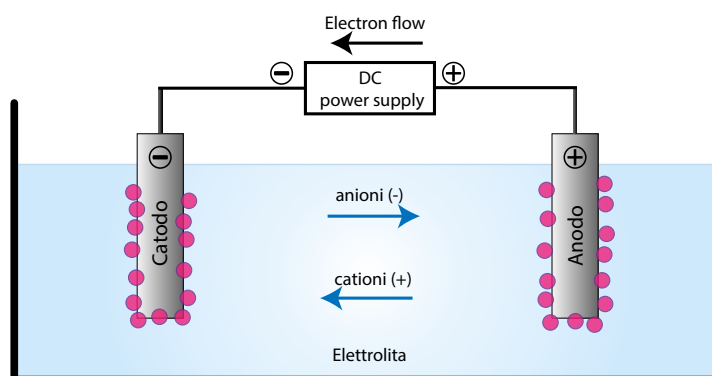


Figura 22: Cella elettrochimica durante la fase di carica.

Come si vede dall'ultima equazione, durante la fase di ricarica si rigenerano gli elementi di partenza e a carica completata si può procedere con una nuova scarica della cella.

2.1.1 Parametri caratteristici teorici di una cella

Noti i principi di funzionamento di una cella elettrochimica si possono ora introdurre i parametri che caratterizzano i diversi tipi di celle. Il primo di questi parametri è la *tensione teorica* di una cella, la quale dipende prevalentemente dai materiali usati negli elettrodi e, in secondo luogo, da temperatura e concentrazione dei reagenti. Trascurando i fattori secondari, il potenziale standard di una cella si calcola come

$$E_{cell}^{\ominus} = E_{catode}^{\ominus} - E_{anode}^{\ominus} \quad (12)$$

dove il simbolo E_x^{\ominus} è il potenziale standard di riduzione di un materiale rispetto ad un elettrodo di riferimento che è tipicamente costituito da idrogeno. In tabella 3 sono riportati i potenziali standard dei materiali che verranno usati in questo documento; noti questi valori si può calcolare, come esempio, il potenziale standard della cella Zn/Cl₂ che è dato da

$$E_{cell}^{\ominus} = 1.36 - (-0.76) = 2.12V$$

Il secondo parametro importante è la *capacità teorica*, che dipende sostanzialmente dalla quantità di materiale utilizzato e indica quant'è la carica in gioco in una certa reazione in termini di coulomb (C) o ampere-ora(Ah).

Tabella 3: Caratteristiche dei materiali usati per gli elettrodi [30].

| Materiale | Potenziale standard di riduzione (V) | Densità (A h/g) | Densità (Ah/cm ³) |
|------------------|--------------------------------------|-----------------|-------------------------------|
| H ₂ | 0 | 26.59 | |
| Li | -3.01 | 3.86 | 2.06 |
| Cd | -0.40 | 0.48 | 4.1 |
| Pb | -0.13 | 0.26 | 2.9 |
| Zn | -0.76 | 0.82 | 5.8 |
| Cl ₂ | 1.36 | 0.756 | |
| PbO ₂ | 1.69 | 0.224 | 2.11 |

Per quantificare la capacità teorica si fa in genere riferimento alla quantità di carica che è in grado di fornire un grammo di materiale attivo, nel caso si valuti il peso, oppure la carica per cm³, nel caso si stia valutando il volume.

Infine, moltiplicando tensione teorica e capacità teorica si ricava l'energia teorica (Wh) di una cella, che rappresenta la quantità di energia che la cella è in grado di erogare. Inoltre, per poter confrontare le prestazioni di diverse celle, può essere utile considerare l'energia specifica (Wh/kg).

2.1.2 Parametri reali di una cella

Fino ad ora sono stati descritti i parametri teorici di una cella elettrochimica. Nella realtà la cella non è composta solo da materiale attivo, ma bisogna considerare anche:

- elettrolita;
- contenitore e terminali;
- collegamento tra terminali e piastre;
- separatore.

Tutti questi elementi contribuiscono ad aumentare peso e volume di una cella. Inoltre, durante il funzionamento la cella non lavora alla tensione teorica e non si scarica mai fino a 0V; ne segue che i valori di energia specifica (Wh/kg) e densità di energia (Wh/L) sono molto più bassi di quelli teorici. Per farsi un'idea più precisa sulle differenze tra energia teorica e reale risulta utile analizzare la figura 23 dove sono rappresentati:

- in marrone l'energia specifica teorica tenendo conto solo dei materiali attivi di anodo e catodo;
- in rosa l'energia specifica teorica considerando anche l'elettrolita e gli altri elementi non reagenti;
- in viola l'energia specifica ottenibile con una scarica a 20°C in condizioni ottimali.

Dalla figura 23 si nota che il peso dei materiali di costruzione riduce fino al 50% l'energia specifica rispetto al caso teorico e l'energia specifica che in pratica si riesce ad ottenere da una batteria è tra il 50% e il 75% di quest'ultimo valore. Quindi, il valore di energia che in pratica si riesce ad usare va dal 25% al 35% del valore teorico. La tabella 4 riporta i valori teorici e pratici di alcune comuni tipologie di batterie.

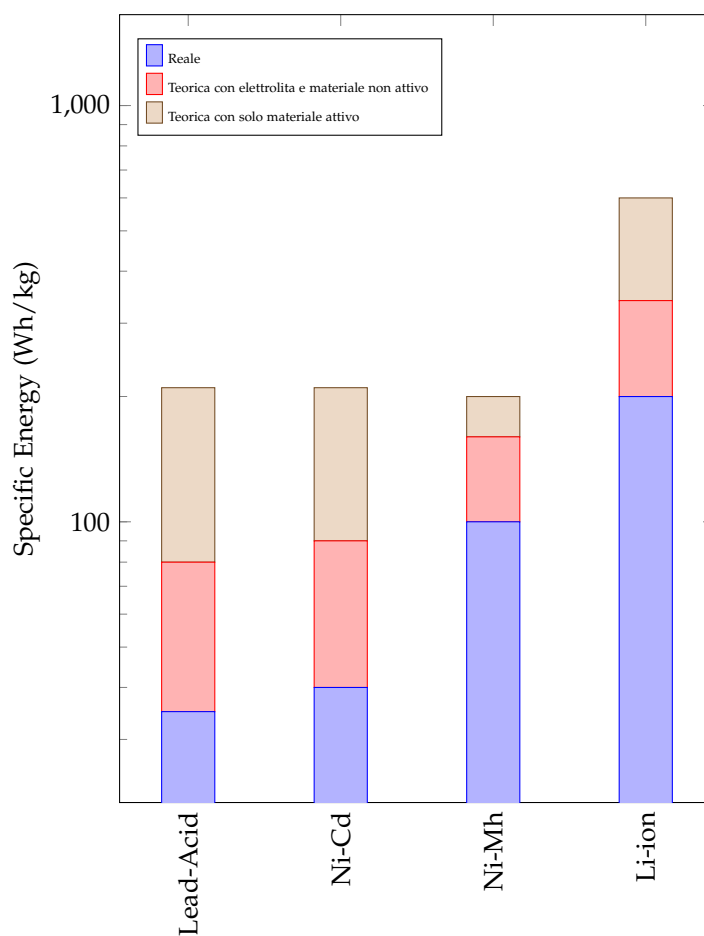


Figura 23: Confronto tra valori di energia specifica teorici e reali [30].

Tabella 4: Densità di energia teorica e pratica per diverse tipologie di batterie [30].

| Battery | Theoretical | | Practical | | |
|-----------|-------------|-------------------------|-------------|-------------------------|-----------------------|
| | Voltage (V) | Specific energy (Wh/kg) | Voltage (V) | Specific energy (Wh/kg) | Energy density (Wh/L) |
| Lead-Acid | 2.1 | 252 | 2.0 | 35 | 70 |
| Ni-Cd | 1.35 | 244 | 1.2 | 40 | 135 |
| NiMh | 1.35 | 240 | 1.2 | 100 | 235 |
| Li-ion | 4.1 | 448 | 3.8 | 200 | 570 |

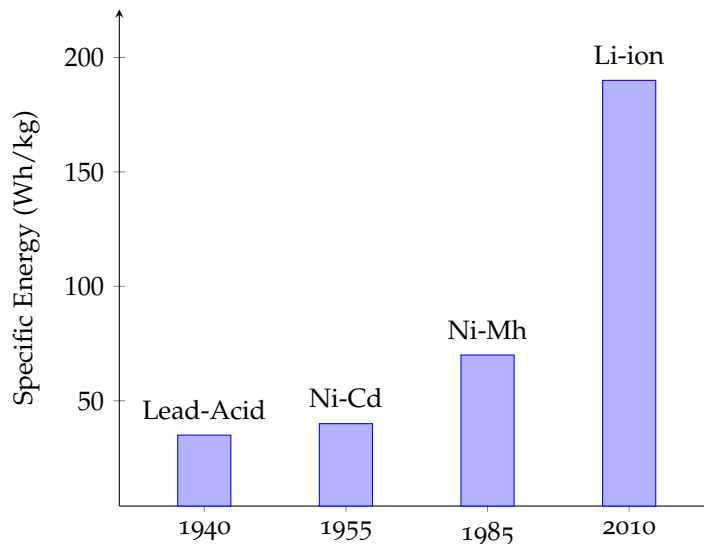


Figura 24: Miglioramento dell'energia specifica negli ultimi anni [30].

Per concludere questa introduzione ai parametri che caratterizzano le batterie, è interessante notare come le performance siano evolute durante gli anni. Infatti, dal grafico in figura 24, si nota il grande miglioramento di energia specifica ottenuto con le batterie agli ioni di litio sviluppate negli ultimi anni, le quali rimangono di estremo interesse anche per il prossimo futuro in termini di potenziali sviluppi e applicazioni.

2.2 FATTORI CHE INFLUENZANO LE PERFORMANCE

I parametri descritti nella sezione 2.1 sono fondamentali per capire l'energia immagazzinabile in una batteria e danno un'indicazione di come possono essere le performance in condizioni ideali. Nella realtà il funzionamento degli accumulatori si discosta molto da quello ideale e spesso le batterie sono sottoposte a stress di vario tipo che possono ridurre le performance e la vita utile. Prima di scegliere un determinato tipo di batteria è quindi importante conoscerne le modalità d'impiego e valutare che effetti possono produrre sulla batteria.

2.2.1 Tensione durante la scarica

Come già accennato nella sezione 2.1, nell'utilizzo reale, la tensione di funzionamento di una cella è molto diversa da quella teorica e varia durante il suo funzionamento. Altri importanti parametri di tensione sono:

- *tensione a circuito aperto*, ossia la tensione ai capi di una cella senza nessun carico collegato;
- *tensione nominale*, di valore inferiore alla precedente rappresenta la tensione di riferimento per una cella; è il valore più comunemente specificato nei datasheet;

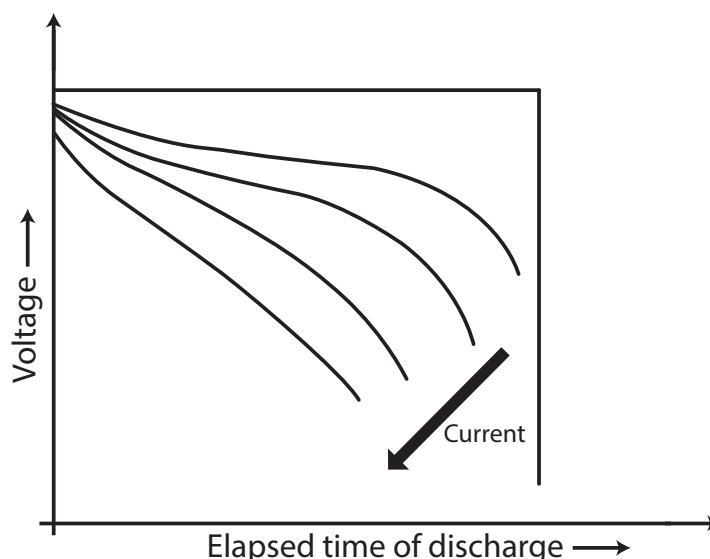


Figura 25: Variazione della tensione della batteria all'aumentare della corrente di scarica [30].

- *tensione di lavoro*, è la tensione a cui si porta la cella durante il funzionamento, cioè quando viene collegato un carico ed eroga corrente; questo valore è inferiore alla *tensione a circuito aperto*;
- *tensione finale*, è la tensione che segnala la fine della scarica della batteria; quando viene raggiunta, la batteria ha quindi erogato la maggior parte della sua capacità.

Per fare un esempio pratico, una cella al piombo acido ha una *tensione a circuito aperto* di 2.1 V, una tensione nominale di 2 V, una *tensione di lavoro* tra 2 V e 1.8 V e la *tensione finale* è 1.75 V. Da questi ragionamenti è importante sottolineare che la tensione durante la scarica è inferiore alla tensione teorica e la batteria non viene mai scaricata completamente fino a 0 V; di conseguenza l'energia specifica reale erogata è inferiore a quella teorica.

2.2.2 Effetti della corrente di scarica

All'aumentare della corrente erogata, la tensione ai capi della batteria tende a diminuire. Questo effetto, ben visibile in figura 25, è dovuto alla resistenza interna della batteria che è un parametro caratteristico di ogni batteria ed è diverso tra le varie tipologie di batterie utilizzate. La resistenza interna è sempre molto bassa, dell'ordine delle decine di mΩ e tende a diminuire all'aumentare della capacità della batteria. Una conseguenza della presenza di questo elemento parassita è che la capacità (Ah) erogata è minore, in quanto viene raggiunta più velocemente la *tensione finale*. A fronte di questa variabilità è necessario definire un parametro univoco per quantificare la capacità di un batteria e poter fare dei confronti tra i diversi prodotti. A questo scopo è generalmente utilizzato il fattore C-Rate definito come:

$$I = \frac{C}{n} \triangleq C_n \quad (13)$$

dove:

- C è capacità della batteria in Ah;

- I è la corrente di scarica;
- n è il tempo di scarica in ore;

Per esempio, un C-Rate 0.1C o C/10 (tipicamente indicato con la dicitura C_{10}) di una batteria con capacità di $C_{10} = 100$ A h corrisponde ad una corrente erogata di 10 A per 10 h. Per i motivi sopracitati, la stessa batteria, scaricata con un rate C/5 erogherà meno di 100 A h, mentre la stessa batteria scaricata con un rate C/120 sarà in grado di erogare più di 100 A h.

2.2.3 Modo di scarica

Le batterie possono essere scaricare in tre modi diversi:

- *resistenza costante*: con il procedere della scarica la tensione diminuisce e di conseguenza anche la corrente di scarica, la potenza a fine carica è inferiore a quella iniziale;
- *corrente costante*: la tensione diminuisce e quindi la potenza finale è inferiore a quella iniziale;
- *potenza costante*: con la diminuzione della tensione aumenta la corrente erogata per mantenere la potenza costante.

Con i vari tipi di scarica la capacità (A h) erogata è circa la stessa ma il tempo per cui la batteria è in grado di erogare potenza e gli stress di corrente sono diversi. Partendo dalle stesse condizioni iniziali la scarica a *potenza costante* è quella che fornisce la durata minore e lo stress in corrente maggiore, seguita da scarica a *corrente costante* e a *resistenza costante*. In figura 26a sono riportati gli andamenti tipici delle varie tipologie di scarica. Se invece si prende in considerazione il caso più realistico per i dispositivi elettronici è utile considerare come target la potenza a fine scarica, che corrisponde alla minima potenza necessaria per il funzionamento di un dispositivo. In questo caso, riportato in figura 26b, la scarica a *potenza costante* appare la più duratura in quanto riduce gli stress di corrente e fornisce un tempo di scarica più lungo rispetto agli altri due metodi.

Effetti della temperatura

La temperatura a cui lavora ha effetti notevoli sulla capacità e l'usura della batteria. Come spiegato nella sezione 2.1, il funzionamento delle batterie è basato su reazioni chimiche e queste tendono a rallentare con temperature più basse. Gli effetti di un abbassamento di temperatura sono riportati in figura 27, dove si nota che la curva a temperatura più bassa (T_1) ha una pendenza molto più ripida dovuta ad una maggiore resistenza interna; di conseguenza la batteria erogherà corrente per un tempo inferiore al caso standard a 25 °C. Al contrario, con temperature elevate la resistenza interna diminuisce, aumenta la tensione durante la scarica e quindi l'energia erogata è maggiore. Tuttavia, una conseguenza negativa importante dell'aumento della temperatura è che l'attività chimica aumenta, portando quindi ad un deterioramento più veloce e una maggiore corrente di autoscarica. Le temperature ottimali di utilizzo variano tra i vari tipi di batteria; in linea generale 25 °C è la temperatura standard di funzionamento per tutti i tipi di batteria, ma non ci sono grosse differenze di prestazioni per temperature comprese tra 20 °C e 40 °C.

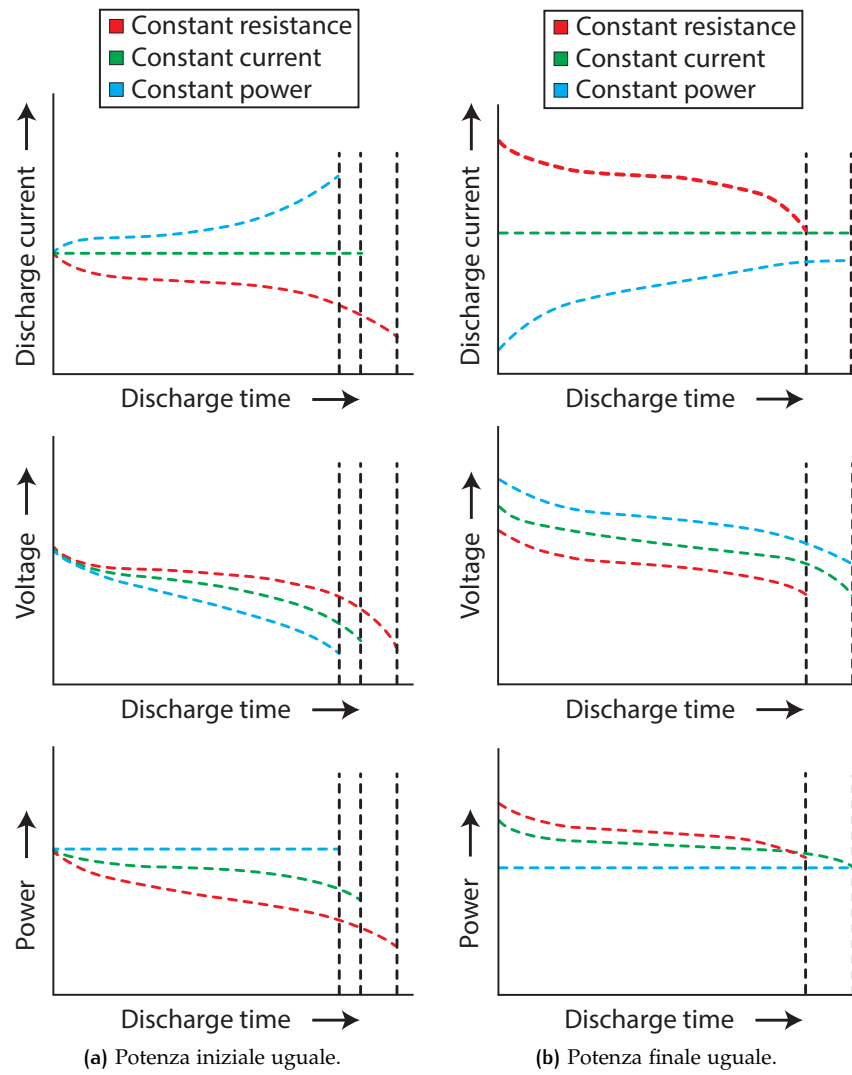


Figura 26: Profili di scarica ottenuti con i diversi modi di scarica [30].

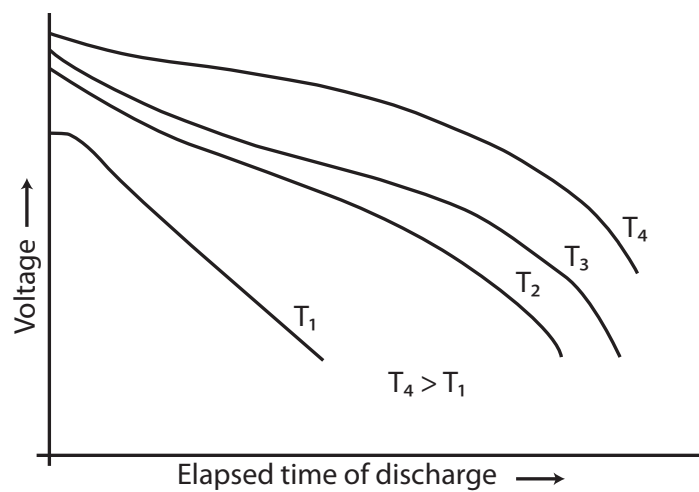


Figura 27: Variazione della tensione della batteria al variare della temperatura di lavoro [30].

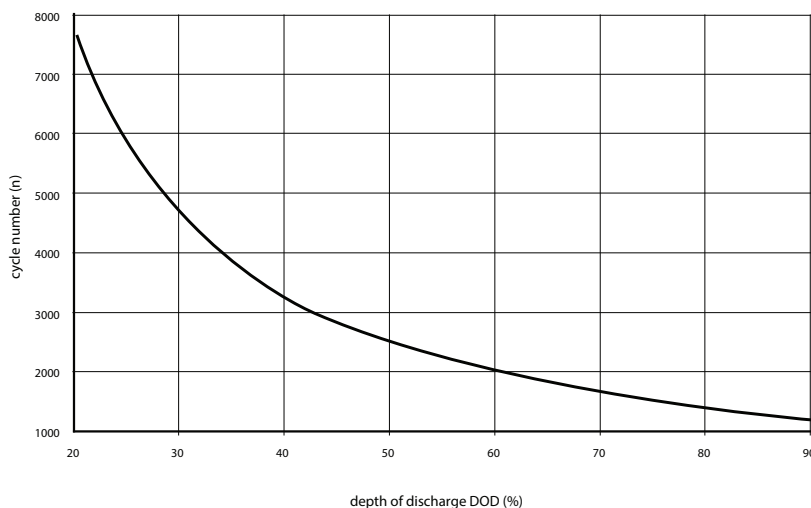


Figura 28: Cycle life di una batteria al piombo acido al variare del DOD [25].

Profondità di scarica e uso ciclico

Le batterie ricaricabili che si stanno analizzando presentano un ulteriore fattore che ne influenza le performance, ovvero la profondità di scarica (DOD) a cui viene portata la batteria prima della successiva ricarica. Essa condiziona fortemente la vita utile della batteria. Per evitare confusione con questo parametro, è importante precisare che nei datasheet dei produttori sono in genere riportati due parametri diversi per quantificare la durata nel tempo delle batterie:

- *calendar life* fa riferimento alla vita attesa di una batteria con uso stazionario (caso tipico degli UPS) e si misura in anni;
- *cycle life* fa riferimento al numero di cicli di carica e scarica che una batteria è in grado di sostenere senza significative perdite di capacità; in genere viene preso come criterio limite l'80% della capacità iniziale.

Il secondo parametro è sicuramente quello più restrittivo per l'ambito trattato in questo documento. Si consideri, per esempio, una batteria piombo acido di tipo stazionario. Questa ha una vita utile di 15 anni, ma può sopportare circa 1500 cicli di carica-scarica che sono poco più di 4 anni considerando un ciclo al giorno. Inoltre, è importante sottolineare che i cicli che una batteria è in grado di sopportare sono inversamente proporzionali alla profondità di scarica (figura 28), quindi può essere utile sovradimensionare la batteria per ottenere una maggiore resistenza ai cicli di carica-scarica.

Efficienza di carica

Un'ulteriore elemento da considerare nelle batterie reali è sicuramente l'efficienza di carica. L'energia necessaria per caricare la batteria è sempre superiore a quella che si riesce ad estrarre e di conseguenza si può definire

$$\text{efficienza di carica } (\eta_i) = \frac{\text{energia erogata durante la scarica}}{\text{energia assorbita durante la carica}}$$

questo valore non è costante, ha il suo massimo quando lo stato di carica è circa al 50% e tende ad essere più basso spostandosi verso gli estremi. Questo effetto dipende molto dalla tecnologia utilizzata dalla batteria, ma,

in via generale, si può dire che nella fase di ricarica, a causa dei meccanismi chimici della batteria, ci sono delle perdite e non tutta l'energia fornita viene usata per la conversione della "materia attiva scarica" in "materia attiva carica". Un'effetto evidente delle perdite è il riscaldamento della batteria durante la carica e nel caso delle batterie al piombo acido, l'emissione di gas nella fase finale della carica.

2.3 PANORAMICA DELLE TECNOLOGIE ESISTENTI

2.3.1 Lead-acid

La cella al piombo acido è costituita da un elettrodo di piombo (polo negativo), un elettrolita (acido solforico) e un elettrodo di ossido di piombo (polo positivo) racchiusi in un contenitore che può essere plastico o di vetro in particolari casi. Le batterie al piombo sono la tipologia più diffusa e sono utilizzate da molti anni in molteplici applicazioni. Durante questo tempo sono state perfezionate e, al giorno d'oggi, sono probabilmente il tipo di accumulatore su cui c'è una conoscenza più approfondita. Si può quindi considerare una tecnologia matura con tutti i vantaggi del caso. Le batterie al piombo di maggior interesse per l'accumulo energetico a breve termine sono le cosiddette batterie da trazione, che si differenziano dalle altre tipologie per l'uso di piastre tubolari come elettrodo positivo. Questa particolarità costruttiva consente di ottenere una migliore durata nel tempo con uso ciclico. Nel seguito del documento si farà riferimento a questo tipo di batteria, tralasciando le tipologie Starting, Lighting and Ignition (SLI) e stazionarie. È inoltre necessario dividere le batterie al piombo acido in due diverse tipologie:

- *flooded* (visibile in figura 29), dove l'elettrolita è allo stato liquido e durante la carica una parte dell'elettrolita viene convertito in idrogeno e ossigeno che vengono rilasciati nell'aria. Di conseguenza è necessario controllare periodicamente il livello dell'elettrolita e rabboccarlo al bisogno;
- *sealed* dette anche **VRLA**, dove l'elettrolita è un gel o è assorbito dentro una matrice di fibre di vetro; questo consente la ricombinazione di idrogeno e ossigeno e di conseguenza non hanno bisogno di manutenzione.

Per quanto riguarda la ricarica, il secondo tipo di batterie è più delicato perché bisogna evitare eccessi di carica che potrebbero portare ad una veloce creazione di gas con conseguente aumento di pressione e intervento delle valvole di sicurezza, che causerebbe una permanente perdita di elettrolita. Inoltre, sembrano essere più soggette a fenomeni di *thermal runaway* della versione *flooded* se utilizzate a temperature elevate (sopra i 40 °C); tuttavia tale fenomeno non dovrebbe essere un problema, se il sistema di carica è implementato in modo adeguato. Per quanto riguarda le caratteristiche tecniche di questa tecnologia, si rimanda alla tabella 5, dove si nota una tensione a circuito aperto elevata, seconda solo agli accumulatori al litio. Gli aspetti negativi sono invece legati all'energia specifica e alla densità di energia che sono piuttosto basse. Riassumendo le caratteristiche di entrambe le tipologie di batterie al piombo, si può dire che gli elementi a favore di questa tecnologia sono:

Tabella 5: Caratteristiche tecniche delle batterie analizzate [30], [32].

| Battery | Voltage (V) | Specific energy (Wh/kg) | Energy density (Wh/L) | Charge efficiency % |
|-----------|-------------|-------------------------|-----------------------|---------------------|
| Lead-Acid | 2.0 | 35 | 70 | 70 – 84 |
| Ni-Cd | 1.2 | 40 | 135 | 65 – 85 |
| NiMh | 1.2 | 100 | 235 | 65 – 85 |
| Li-ion | 3.8 | 200 | 570 | 85 – 95 |

- vasta diffusione e facilità di produzione;
- disponibilità di grandi quantità e in varie capacità (fino a diverse centinaia di Ah)
- buona efficienza di carica (superiore al 70%);
- elevata tensione di cella;
- facile monitoraggio dello stato di carica;
- basso costo;
- materiali facilmente riciclabili;

gli svantaggi invece sono:

- valori di *cycle life* relativamente bassi (1500 cicli con design a piastre tubolari)
- valori di energia specifica e densità di energia bassi;
- lo stoccaggio in condizioni di scarica può provocare danni irreversibili;
- emissione di idrogeno durante la carica che può creare atmosfere esplosive;
- necessità di manutenzione (non valido per le [VRLA](#))
- *thermal runaway* se caricate in maniera impropria ([VRLA](#)).

2.3.2 Nichel-Cadmio

Le batterie al Ni-Cd sono formate da un elettrodo negativo costituito da cadmio e da un elettrodo positivo costituito da NiOOH. Entrambi gli elettrodi sono immersi in un elettrolita alcalino, tipicamente idrossido di potassio (KOH). La tensione nominale è di 1.2 V, quindi relativamente bassa, così come densità ed energia specifica, anche se migliori degli accumulatori al piombo acido. I principali vantaggi sono rappresentati da:

- buona resistenza elettrica e meccanica: possono essere sottoposte a stress senza grossi problemi;
- buone performance per un ampio range di temperature;
- necessità di manutenzione ridotta;
- buoni valori di *cycle life*;

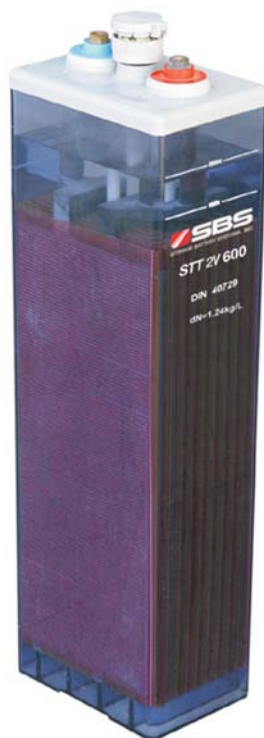


Figura 29: Cella al piombo-acido [37].

mentre i principali svantaggi sono:

- costo elevato, fino a cinque volte superiore quello del piombo acido;
- scarsa efficienza di carica;
- alto valore di auto-scarica;
- effetto memoria;
- necessità di una carica controllata in temperatura per mantenere una buona durata;
- elementi costitutivi altamente inquinanti.

2.3.3 Batterie agli ioduri metallici

Gli accumulatori Ni-MH (in figura 31 è riportato l'esplosione di una cella) sono caratterizzati da un'energia specifica significativamente più elevata delle batterie analizzate fino ad ora (il 40% più elevato del Ni-Cd), mentre la tensione nominale resta di 1.2 V. Questo tipo di batterie sono state sviluppate dalla metà degli anni '80 e i materiali usati nella loro costruzione sono meno inquinanti del Ni-Cd, in quanto l'elettrodo negativo non è costituito da cadmio, ma è formato da una lega metallica in grado di assorbire e rilasciare grandi quantità di idrogeno. L'elettrodo positivo è sempre costituito da NiOOH e anche l'elettrolita è una soluzione di KOH come nel Ni-Cd. I principali vantaggi di questa tecnologia sono:

- vasto range di capacità disponibili 0.06 A h-250 A h;
- utilizzabile in sicurezza con tensioni elevate;



Figura 30: Cella Ni-Cd [37].

- energia specifica elevata;
- buona tolleranza a stress elettrici sia in carica che in scarica;
- carica veloce;
- buoni valori di *cycle life*;
- non necessità di manutenzione;

per quanto riguarda gli svantaggi sono solo due i fattori che ne limitano la diffusione:

- costo elevato;
- performance inferiori rispetto alle tecnologie al litio.

2.3.4 Batterie al litio

Le batterie al litio sono le ultime nate in ordine di tempo. La prima venne lanciata sul mercato da Sony nel 1991 e un continuo e costante sviluppo di questa tecnologia negli anni ha dato luogo ad una diversificazione in varie tipologie:

- litio metallico;
- litio ioni (visibile in figura 32);
- litio ferro fosfato LiFePO_4 ;
- litio metallo polimeri.

In questo documento non verranno analizzate con dettaglio le differenze tra le diverse tipologie, ma verrà fatta una panoramica generale sulle performance delle celle al litio. La caratteristica più importante di questa tecnologia è l'elevata energia specifica che è di gran lunga superiore a quella delle

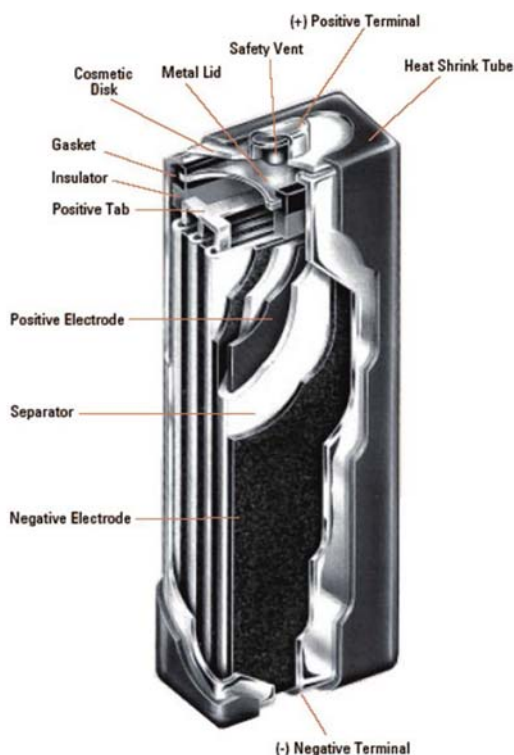


Figura 31: Esploso di una cella Ni-MH [46].

tecnologie viste precedentemente. Questo è favorito anche dal fatto che la tensione nominale di cella è 4.0 V, quindi un valore molto elevato. Il principale punto debole di questa tecnologia è rappresentato dalla pericolosità e dalla delicatezza degli accumulatori. Queste batterie non devono essere sottoposte a stress elettrici oltre le specifiche, in quanto l'eventuale eccesso di carica può causare il surriscaldamento e l'esplosione della batteria. Una scarica eccessiva rischia invece di deteriorare in maniera irreversibile le performance della batteria. A seguito di queste criticità è molto importante che le batterie al litio siano corredate da un adeguato sistema di monitoraggio di tensione, corrente e temperatura per ogni cella. Riassumendo le caratteristiche degli accumulatori al litio, i vantaggi sono:

- elevata energia specifica;
- elevati valori di *cycle life*;
- carica veloce;
- elevata efficienza di carica;
- varie tipologie ottimizzate per usi specifici;

invece gli svantaggi sono costituiti da:

- costo moderato/elevato;
- usura accelerata a temperature elevate;
- necessità di un controllo di carica e scarica preciso;
- rischio di *thermal runaway* con carica eccessiva;



Figura 32: Cella Li-Ion da 45 A h [36].

- rischio di *thermal runaway* in caso di impatto.

2.3.5 Batterie ai sali fusi - Zebra system

Le batterie ai sali fusi con tecnologia Zebra sono una tipologia di accumulatori che lavorano ad alte temperature (300 °C) la cui costruzione è visibile in figura 33. La cella ha una forma cilindrica, nel perimetro più esterno si trova il sodio (Na) allo stato fuso mentre nel cilindro più interno è presente del cloruro di Nichel (NiCl_2). I due materiali sono separati da un elettrolita ceramico (Al_2O_3) che consente il passaggio degli ioni durante le fasi di carica e scarica. La tensione nominale di queste celle è di 2.58 V e solitamente vengono messe in serie e inserite in un contenitore isolato termicamente, come visibile in figura 34. Sintetizzando, si può dire che i vantaggi di questa tecnologia sono:

- energia specifica elevata;
- buoni valori di *cycle life*;
- materiali facilmente reperibili e poco costosi;
- insensibilità alle condizioni ambientali;

mentre presenta i seguenti svantaggi:

- temperature elevate di esercizio;
- scarsa diffusione;
- fragilità dell'elettrolita ceramico che è particolarmente delicato in caso di urti o bruschi cambi di temperatura.

Un'ulteriore caratteristica che può rappresentare un potenziale problema, è la solidificazione del sale. Infatti, se la batteria si scarica e non viene più caricata, il sale si raffredda e solidifica, per cui, per poterla riutilizzare è necessario riportare il sale alla temperatura di fusione.

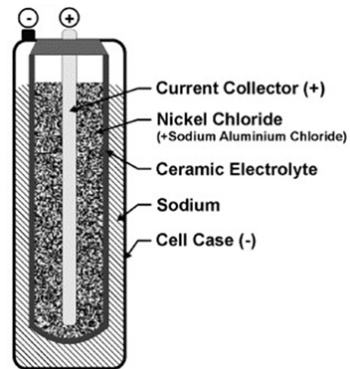


Figura 33: Esploso di una cella Zebra [6].



Figura 34: Contenitore con celle Zebra in serie [31].

2.4 GESTIONE DELLE BATTERIE

2.4.1 Lead-acid

Il processo di carica di una batteria al piombo acido consente ai materiali attivi di riformarsi fornendo una tensione DC all'accumulatore. Nel terminale positivo il processo di carica converte il solfato di piombo (PbSO_4) in diossido di piombo (PbO_2) che è il materiale di cui è costituito l'elettrodo in condizioni di carica. Al terminale negativo avviene la conversione da PbSO_4 a piombo metallico (Pb) l'elemento con cui è costruito il terminale negativo. Oltre a queste trasformazioni, durante la carica la concentrazione dell'elettrolita (H_2SO_4 acido solforico) aumenta e questo costituisce un parametro alternativo alla tensione per valutare lo stato di carica (SOC). L'insieme di questi processi dovrebbe riportare la batteria allo stato di carica iniziale, ma in realtà ci sono alcuni fenomeni che non ritornano esattamente nello stato iniziale e ogni ciclo di carica/scarica determina una lieve deterioramento della batteria.

I principali effetti indesiderati che avvengono nelle batterie al piombo acido soggette ad uso ciclico sono:

- stratificazione dell'elettrolita; a causa dei continui cicli di carica/scarica in alcuni punti della cella si formano alte concentrazioni di acido solforico;
- solfatazione irreversibile delle celle positive e negative a causa degli elevati livelli di DOD;
- corrosione dell'elettrodo positivo dovuto alla sovraccarica o alle eccessive temperatura;
- perdita di materiale attivo (si nota soprattutto nelle tecnologie con piastre piatte).

Per minimizzare questi fenomeni di usura è opportuno adottare dei sistemi di carica/scarica adeguati. In generale una batteria al piombo acido accetta diversi tipi di carica, gli unici accorgimenti sono quelli di evitare condizioni che possano creare un'eccessiva creazione di gas o eccessive correnti che possono generare un surriscaldamento.

Three step charge

Il tipo di carica può variare molto a seconda del tipo di utilizzo che viene fatto dell'accumulatore. Per l'utilizzo discusso in questo documento la carica a tre stati (visibile in figura 35) appare il metodo più adatto, in quanto consente di ottenere tempi di carica ridotti senza usurare precocemente la batteria. La carica a tre stati si divide in tre fasi:

1. *boost charge* o carica rapida: in questa fase alla batteria viene fornita una corrente costante di intensità elevata (intorno a C_4) finché le celle non raggiungono la tensione di 2.4V. Durante questo processo, a causa delle grosse correnti in gioco, è opportuno monitorare la temperatura della batteria e interrompere o diminuire la corrente in caso di surriscaldamento;
2. *topping charge*: nella seconda fase la batteria viene alimentata ad una tensione costante di 2.4V per cella che rappresenta la condizione limite

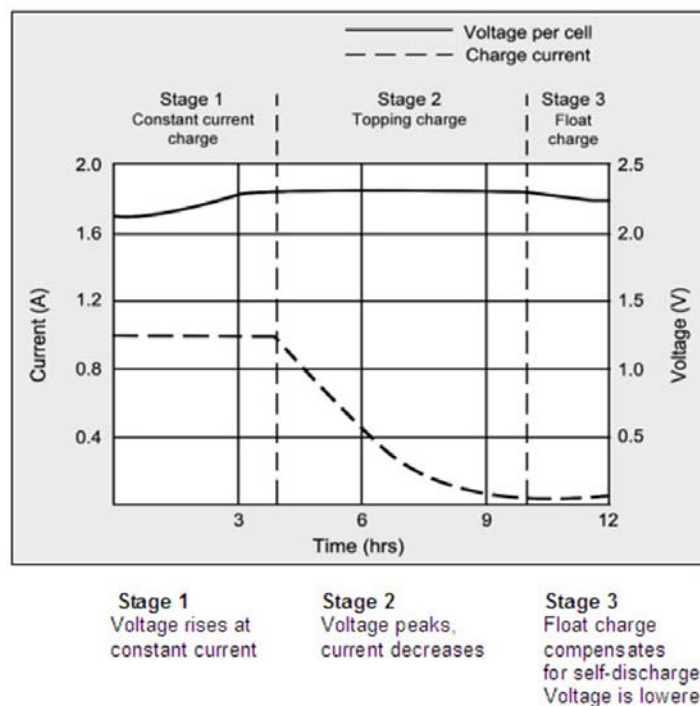


Figura 35: Andamento di tensione e corrente di una carica a 3 stati per una batteria piombo acido [43].

per l'emissione di gas. Con il passare del tempo la corrente assorbita tende a diminuire;

3. *float charge*: in questa fase la batteria viene alimentata con una tensione costante leggermente inferiore alla fase precedente, i valori tipici sono 2.17V-2.25V per cella. La corrente assorbita è piuttosto bassa, tipicamente C_{20} .

Pulse charge

Un metodo di carica alternativo e di più recente sviluppo è la carica a impulsi, mediante la quale la batteria viene caricata da un serie di impulsi a corrente costante seguiti da tempi morti in cui la batteria viene lasciata a vuoto. La durata degli impulsi e delle pause varia a seconda dello stato di carica; nelle prime fasi può essere fornita anche continuamente una corrente costante, ma, con l'aumentare del SOC, la durata degli impulsi diminuisce fino a risultare molto ridotta nelle fasi finali. I benefici di questa tecnica sono stati dimostrati da più studi ([7, pg.75]); consente di ottenere un'efficienza di carica maggiore e limita il deterioramento delle celle.

Cell balancing

Durante il funzionamento ciclico di un sistema di accumulo formato da più celle al piombo-acido in serie è molto probabile che si generino degli sbilanciamenti tra le tensioni delle varie celle che compongono la stringa e questo fa sì che la corrente di carica e scarica sia limitata dall'elemento più debole. In questa situazione, le celle con la tensione più bassa tenderanno a consumare più acqua e sarà necessaria una manutenzione più frequente. Per evitare o ridurre questo tipo di fenomeno, una delle tecniche tipicamente

usate è il bilanciamento passivo. Si tratta di un fase di carica della durata di 3-6 h che inizia quando la batteria è pienamente carica, e nella quale viene fornita un corrente costante bassa, C_{20} , mentre la tensione viene fatta salire liberamente finché non si stabilizza ad un valore costante e accettabile. Questo tipo di bilanciamento può essere usato nelle batterie al piombo acido in quanto l'energia fornita in eccesso (condizione di overcharge) ha come effetto principale la produzione di gas e questo rappresenta un problema secondario dato che la carica di bilanciamento non viene effettuata ad ogni ciclo [30, pg. 16.77] [29, pg. 212] [3, sez. 6.3].

2.4.2 Ni-Mh

Il processo di carica delle batterie Ni-Mh è leggermente più critico rispetto alla tipologia piombo acido. Questa tecnologia è infatti più sensibile alla sovraccarica e proprio per questo è necessaria una maggiore attenzione. Il processo di carica dà luogo ad una curva di tensione con un andamento caratteristico riportato in figura 36, come si nota intorno al 70% della carica c'è un cambio di pendenza nella tensione all'inizio della generazione di ossigeno all'elettrodo positivo. Questo comporta un aumento di temperatura dovuto alla ricombinazione tra ossigeno e idrogeno che ha luogo nell'elettrodo negativo e questo, a sua volta, provoca un calo della tensione quando alla batteria è stato fornito circa il 120% della sua capacità nominale.

Indici dello stato di carica

A seguito di questo particolare andamento di tensione e temperatura la batteria fornisce degli indici utili per monitorare l'andamento della carica:

- *Voltage Drop* ($\Delta V < 0$); un calo di tensione di circa 10 mV indica che alla batteria è stato fornito circa il 120% della sua capacità nominale. È un valore molto piccolo e bisogna fare attenzione a non confondere l'eventuale rumore con questo indice. Inoltre, il calo di tensione può essere ridotto o non esistere se la carica viene effettuata con correnti sotto 0.3C o in caso la batteria lavori in un ambiente con temperature elevate. Per ovviare a questi problemi, anziché considerare ($-\Delta V$) come indice, si può usare il parametro $\Delta V = 0$ ossia quando la tensione smette di salire e resta costante.
- *Velocità dell'aumento della temperatura* ($\Delta T / \Delta t$); durante la carica la temperatura tende a salire e un determinato valore di ($\Delta T / \Delta t$) può essere usato per determinare il fine carica. L'uso di questo parametro è il metodo più comune per la ricarica, dato che è più facilmente identificabile del *voltage drop* ed è indipendente dalla temperatura ambientale.

In figura 37 si può confrontare la differenza tra andamento di tensione e il fattore ($\Delta T / \Delta t$).

Quick charge

Le batterie al Ni-Mh sono in grado di accettare correnti molto più elevate di quelle al piombo acido. La *quick charge* è una carica a corrente costante a 0.3C per un tempo di circa 4-5 ore che fornisce alla batteria circa il 150% della sua capacità, dopodiché la carica viene fermata. Come ulteriore indicazione di carica si può usare il *voltage drop* per assicurarsi che la carica venga

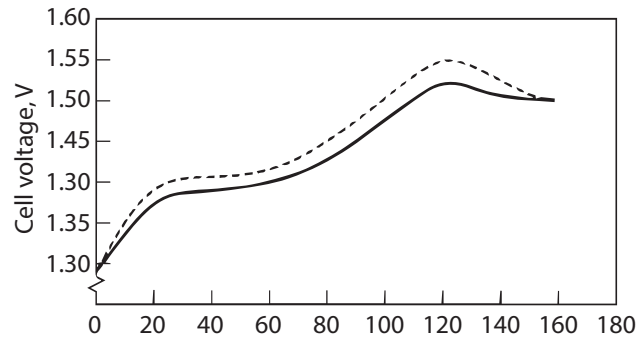


Figura 36: Andamento della tensione di una cella durante la fase di carica [30].

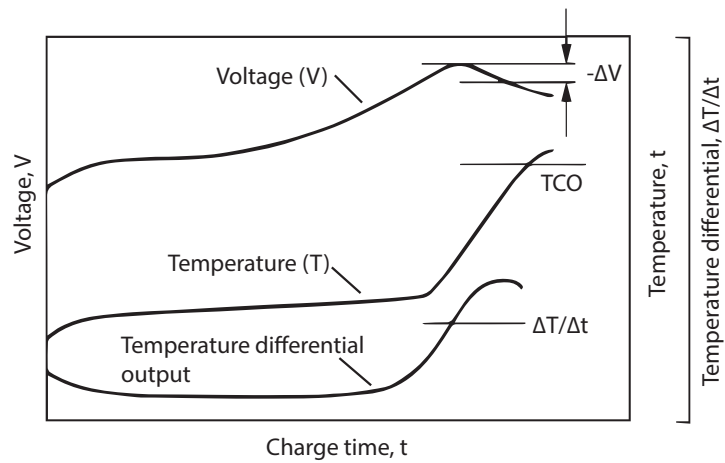


Figura 37: Confronto tra tensione e $(\Delta T/\Delta t)$ durante la fase di carica [30].

bloccata prima di un'eccessiva sovraccarica. Inoltre, per evitare una prematura usura della batteria è necessario monitorare la temperatura e bloccare la carica in caso la temperatura superi i 60 °C.

Fast charge

Questo tipo di carica lavora con C-rate ancora più elevati, si va da 0.5C a 1C con tempi di ricarica di circa 1 h. La fine carica può essere facilmente determinata tramite *voltage drop* e $(\Delta T/\Delta t)$ che a questi C-rate mostrano chiaramente quando si passa in sovraccarica. Come nel caso precedente, è necessario prevedere un controllo di temperatura massima di 60 °C; per quanto riguarda i valori di soglia, tipicamente si usano $\Delta V = 10 - 15$ mV e $(\Delta T/\Delta t) = 1^\circ\text{C}/\text{min}$.

Low rate charge

È un tipo di carica tipicamente usato alla fine della carica *fast* o *quick* per assicurarsi che la batteria sia carica al 100%. Il C-rate tipico è 0.1C.

Three step charge

Anche per le batterie Ni-Mh si fa uso di una carica a tre stadi composta da:

- *Fast charge* ad 1C;
- *Low rate charge* a 0.1C per 30 – 60 minuti;
- *Trickle charge* a 0.03C – 0.05C per mantenere la batteria carica e compensare l'autoscarica.

2.4.3 Li-ion

Le batterie Li-ion necessitano un sistema di gestione della carica molto più preciso delle tipologie precedenti. Queste celle, infatti, non tollerano assolutamente eccessi di carica che provocherebbero un rapido deterioramento e nei casi peggiori un *thermal runaway*. La tensione nominale è tipicamente di 4.2 V. La precisione richiesta per l'overvoltage è di ± 25 mV; la tensione finale è invece di circa 2.7 V. Anche in questo caso bisogna evitare un eccessivo abbassamento della tensione che potrebbe provocare un danno permanente alla cella; per l'undervoltage la tolleranza accettabile è di ± 100 mV. Data la criticità della tensione delle celle è importante prevedere un sistema in grado di monitorare le singole celle e non solo la tensione della stringa. Lo stesso discorso vale per il monitoraggio della temperatura; per la maggior parte delle applicazioni è buona norma che le celle non superino i 75 °C ed è necessario prevedere un sistema di blocco della carica nel caso questa temperatura venga raggiunta.

Three step charge

Anche per la tecnologia Li-ion la carica a tre stadi è la tipologia più usata. Le fasi riportate in figura 38 sono:

1. *corrente costante*: in questa fase viene alimentata la batteria con un un rate di 0.5C – 1C per circa tre ore;

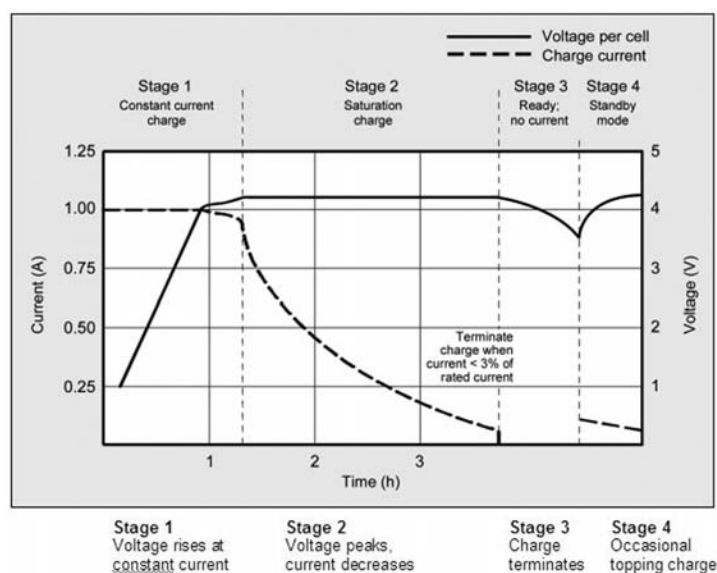


Figura 38: Andamento di tensione e corrente durante la fase di carica [43].

2. *tensione costante*: questa fase inizia quando la batteria ha raggiunto la tensione di 4.2 V per cella. Durante questa fase la corrente diminuisce col passare del tempo;
3. *compensazione dell'autoscarica*, durante questa fase la carica avviene procede a gradini e serve a compensare gli effetti dell'autoscarica. Non è possibile applicare una carica trickle come per le altre batterie.

Per quanto riguarda il criterio da usare per determinare la fine carica, ossia il passaggio dalla fase 2 alla 3, si possono usare due diverse strategie:

- l'approccio *minimum current* ferma la carica quando la corrente assorbita dalla batteria scende sotto $0.02C - 0.07C$;
- l'approccio *timer* determina il momento in cui inizia la fase a *tensione costante* e blocca la carica dopo un tempo prefissato.

La scelta delle soglie da utilizzare è un parametro molto delicato ed è importante seguire le istruzioni fornite dal costruttore, che in alcuni casi può indicare tensioni più basse di quelle generiche. Questa può essere una buona tecnica per evitare gli stress derivanti da overcharge ed aumentare la vita utile della batteria [43], [8] e [30, ch.5].

Bilanciamento delle celle

Come è stato detto precedentemente, le celle non devono superare la tensione massima consentita. Ne consegue che, durante la carica di una stringa, quando una cella raggiunge il valore massimo, il processo deve essere fermato per evitare di danneggiarla. Di conseguenza, le celle con una tensione più bassa non si caricano del tutto e la capacità della stringa sarà più bassa di quella teorica calcolata. Questo tipo di situazione si viene a creare quando ci sono delle diversità tra le celle derivanti dai processi di produzione o dai diversi stress a cui sono sottoposte. Due esempi tipici sono:

- la differenza dell'impedenza delle celle dovuta al processo produttivo;

- la temperatura di lavoro. Non è difficile, infatti, trovare celle a temperature diverse all'interno della stringa.

Questi problemi possono essere minimizzati migliorando il processo di produzione o pensando ad una disposizione della stringa che consenta di minimizzare le differenze di temperatura. Tuttavia, per ottenere delle prestazioni ottimali, è opportuno prevedere un sistema di bilanciamento delle celle. Nel caso delle batterie al litio non è possibile effettuare il bilanciamento con la sovraccarica, come abbiamo visto per il piombo acido, ed è quindi necessario adottare dei sistemi interni alla stringa che vanno ad agire sulle singole celle. In questo documento non verranno descritti in dettaglio i vari tipi di bilanciamento, ma è opportuno sapere che si dividono in tre categorie principali:

ACTIVE CELL BALANCING : con questa tecnica di bilanciamento si sposta la carica dalla cella più carica a quella meno carica con dei sistemi di switch e condensatori;

ENERGY CONVERTERS : con questa tecnica si preleva l'energia dall'intera stringa e con un opportuno sistema di switch o trasformatori si indirizza la carica verso la cella più scarica;

PASSIVE BALANCING : in questa tecnica si fa uso di resistenze e switch per abbassare la tensione della cella con la tensione più elevata in modo da consentire alle altre di continuare a caricarsi, lo svantaggio principale è la dissipazione di energia con conseguenti problemi termici.

Per ulteriori approfondimenti sulle problematiche del bilanciamento si rimanda a [26] e [4].

3

STUDIO DEL CONVERTITORE

3.1 TIPOLOGIE DI BUS UTILIZZATO

Dopo la batteria, il secondo elemento di fondamentale importanza in un sistema fotovoltaico dotato di accumulo energetico è il convertitore che si occupa di interfacciare l'accumulatore con il bus del sistema. Come già accennato nel capitolo 2, il bus di sistema può essere di tipo AC o DC. La struttura di un sistema con bus AC è visibile in figura 39 e, come si può notare, è costituita da due rami separati che si connettono indipendentemente alla rete AC dell'abitazione. Il grosso vantaggio di questo sistema è la possibilità di integrarlo su impianti esistenti senza toccare gli apparati già installati.

Analizzando la figura 39, notiamo che la parte pre-inverter del ramo fotovoltaico è formata da un convertitore DC/DC che realizza il Maximum Power Point Tracking (MPPT) e porta la tensione dei pannelli ad un valore intorno ai 400 V, una tensione adeguata per alimentare l'inverter che si occupa di convertire la corrente continua in alternata, in modo da poter connettere il sistema alla rete. Per quanto riguarda la connessione della batteria, dalla figura 39 si nota una struttura uguale a quella del ramo fotovoltaico; l'unica differenza si trova nel convertitore, che in questo ramo deve essere bidirezionale, in modo che la corrente possa scorrere in entrambi i versi. Nel ramo PhotoVoltaic (PV) la potenza si muove sempre verso la rete (bus AC), mentre, nel ramo collegato alla batteria, la potenza può muoversi sia verso il bus (scarica) che verso la batteria (ricarica); è quindi necessario usare dei convertitori bidirezionali. Per quanto riguarda l'inverter DC/AC, la topologia di tale convertitore consente il trasferimento di potenza in entrambi i versi, mentre il convertitore DC/DC deve essere totalmente ripensato, in quanto non si può utilizzare una topologia come quella del ramo PV.

I sistemi basati su bus DC hanno invece una struttura come quella riportata in figura 40. Il ramo collegato alla sorgente fotovoltaica è come quello presentato nel paragrafo precedente; la differenza sostanziale è la connessione del convertitore per la batteria direttamente al bus DC, dove anche il fotovoltaico immette la sua potenza. Anche in questo caso, il convertitore che si interfaccia con la batteria deve essere bidirezionale, ma, rispetto al caso con bus AC, c'è un notevole vantaggio in termini di rendimento. Nella fase di ricarica la corrente deve scorrere dalla sorgente fotovoltaica alla batteria. Per farlo, nel caso con bus AC si attraversano quattro convertitori mentre, nel caso di bus DC, i convertitori attraversati sono solo due; come conseguenza, il rendimento durante la ricarica sarà sicuramente maggiore. Invece, nulla cambia per la fase di scarica dove i convertitori in gioco sono sempre due. Lo svantaggio del bus DC è rappresentato dalla necessità di agganciarsi col convertitore da batteria al bus interno dell'inverter. Di conseguenza, nel caso di impianti già esistenti, è necessario sostituire il dispositivo precedentemente installato. Un'ulteriore elemento necessario per entrambe le tipologie di sistema è il sensore di corrente, da posizionare nel punto in cui avviene la connessione con la rete elettrica nazionale (in prossimità del contatore). Tale elemento è di fondamentale importanza per fornire

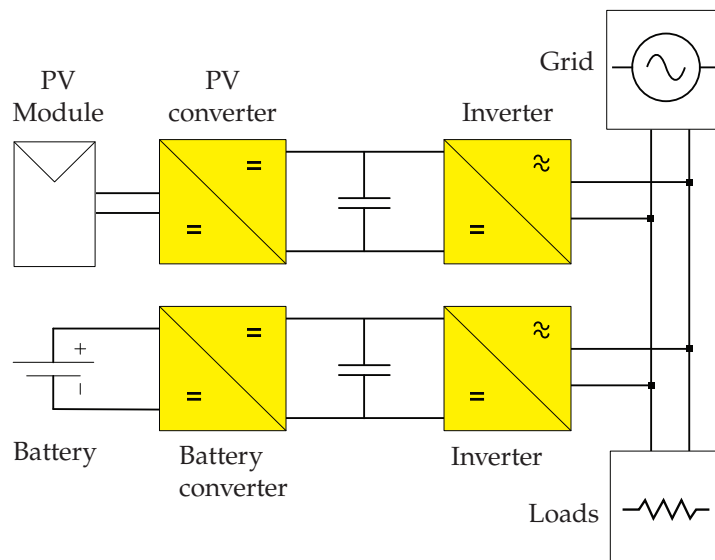


Figura 39: Schema elettrico di un sistema con bus AC [1].

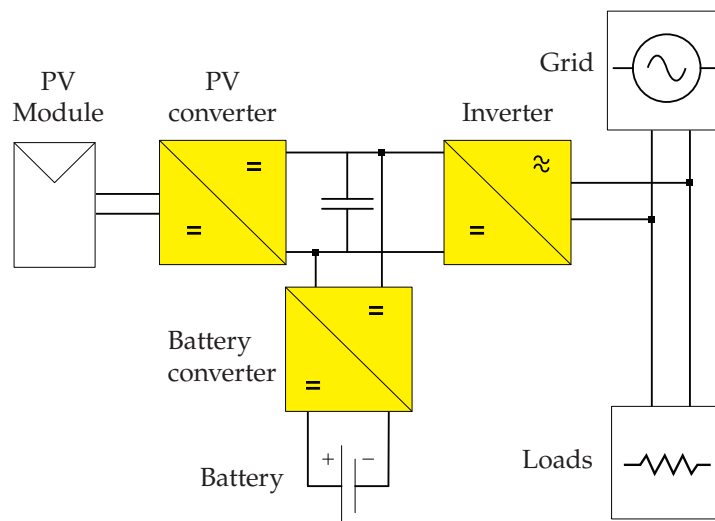


Figura 40: Schema elettrico di un sistema con bus DC [1].

al controllo una conoscenza completa dello stato del sistema, in modo da regolare in maniera corretta i flussi di corrente. Per dare un'idea della logica di controllo, si può pensare che il convertitore fotovoltaico funzioni in maniera indipendente, cercando di erogare sempre il massimo della potenza proveniente dalla sorgente, mentre il convertitore della batteria deve essere azionato in modo da erogare o assorbire energia a seconda del consumo istantaneo del sistema. Questo avviene sulla base dei dati forniti dal sensore di corrente che, facendo la differenza tra potenza assorbita dalla rete e potenza erogata dall'inverter, consente di ricavare la potenza assorbita dai carichi e di conseguenza aziona il convertitore della batteria, cercando di portare a zero il valore della differenza.

3.2 TOPOLOGIE DC/DC UTILIZZABILI IN UN SISTEMA CON BUS DC

Vista la maggiore efficienza dei sistemi con bus DC presentata nella sezione 3.1, nel seguito del documento ci si concentrerà su tali sistemi e in questa sezione verranno presentate le topologie più utilizzate in questo ambito. Inoltre, si vedrà come la scelta tra convertitore isolato o non isolato sia in gran parte dipendente dalla tensione di lavoro delle batterie e quindi dalla tecnologia delle stesse.

3.2.1 Convertitori isolati

Le topologie isolate hanno il vantaggio di poter lavorare in un ampio range di tensioni, sfruttando il rapporto di trasformazione a seconda delle esigenze. Di conseguenza, prendendo come riferimento la tensione del bus DC, che tipicamente è di 400 V, la tensione di partenza della batteria può essere anche molto bassa, come per esempio 24 V, un valore facilmente ottenibile con delle celle al piombo-acido che si trovano in commercio. Con tensioni di partenza così basse, bisogna però tenere presente che le correnti in gioco sono molto alte, per ottenere una potenza di 1 kW sono necessari circa 40 A. Con correnti così elevate, le perdite per effetto joule possono facilmente assumere valore inaccettabili se i conduttori hanno una resistenza troppo alta. Tutto questo si traduce nella necessità di avere cavi di grossa sezione e piste sui Printed Circuit Board (PCB) di dimensioni notevoli.

Dual Active Bridge

La topologia più comune di convertitore isolato bidirezionale è il DAB, la cui struttura è visibile in figura 41. Come si può vedere, il convertitore è costituito da un trasformatore ad alta frequenza e due full-bridge. L'avvolgimento primario del trasformatore è connesso all'uscita del full-bridge V1, mentre, all'avvolgimento secondario è connessa l'uscita del full-bridge V2. L'elemento di accumulo energetico è costituito dall'induttanza parassita del trasformatore indicata in figura 41 con L . Per capire a grandi linee il funzionamento di questo convertitore è utile la schematizzazione in figura 42 dove V_a è la tensione dovuta al primo full-bridge, e V_b è la tensione dovuta al secondo full-bridge riportata al primario del trasformatore. Nel caso di semplice modulazione ad onda quadra, la tensione V_a può valere

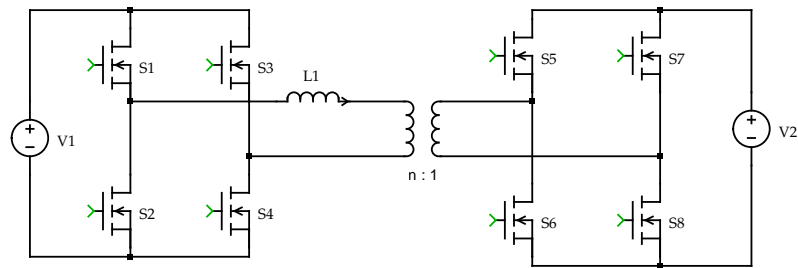


Figura 41: Topologia di un convertitore DAB.

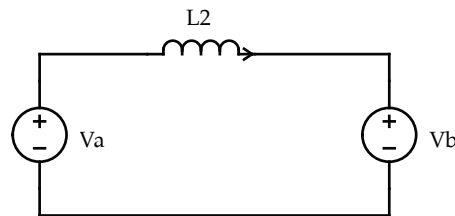


Figura 42: Schema semplificato di un DAB.

$$V_a = \begin{cases} +V_1 \\ -V_1 \end{cases}$$

al variare dei comandi forniti al primo ponte; lo stesso discorso vale per V_b , solo che in questo caso i valori che può assumere sono

$$V_b = \begin{cases} +V_2 \cdot n \\ -V_2 \cdot n \end{cases}$$

Supponendo sia soddisfatta la condizione $V_a > V_b$ la tensione V_l ai capi dell'induttanza può assumere quattro diversi valori

$$V_l = \begin{cases} V_1 + n \cdot V_2 \\ V_1 - n \cdot V_2 \\ -V_1 + n \cdot V_2 \\ -V_1 - n \cdot V_2 \end{cases}$$

come rappresentato in figura 43, dove è riportato anche l'andamento della corrente sulla induttanza applicando uno sfasamento $\phi > 0$ ai comandi del secondo full-bridge. Questo tipo di funzionamento del DAB è detto Phase-Shift modulation e consente di controllare la direzione del flusso di potenza agendo sul parametro ϕ . Quando $0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{2}$ la potenza scorre dal primo al secondo bridge mentre quando $-\frac{\pi}{2} \leq \phi \leq 0$ la potenza scorre nel verso opposto.

3.3 TOPOLOGIE NON ISOLATE

Le topologie non isolate offrono un grado di libertà in meno rispetto alle soluzioni viste nella sezione precedente. Di conseguenza, la differenza di tensione tra ingresso e uscita che questi convertitori sono in grado di gestire è più limitata rispetto alle topologie isolate. Per questo motivo, le batterie tipicamente usate con questi convertitori hanno una tensione nominale

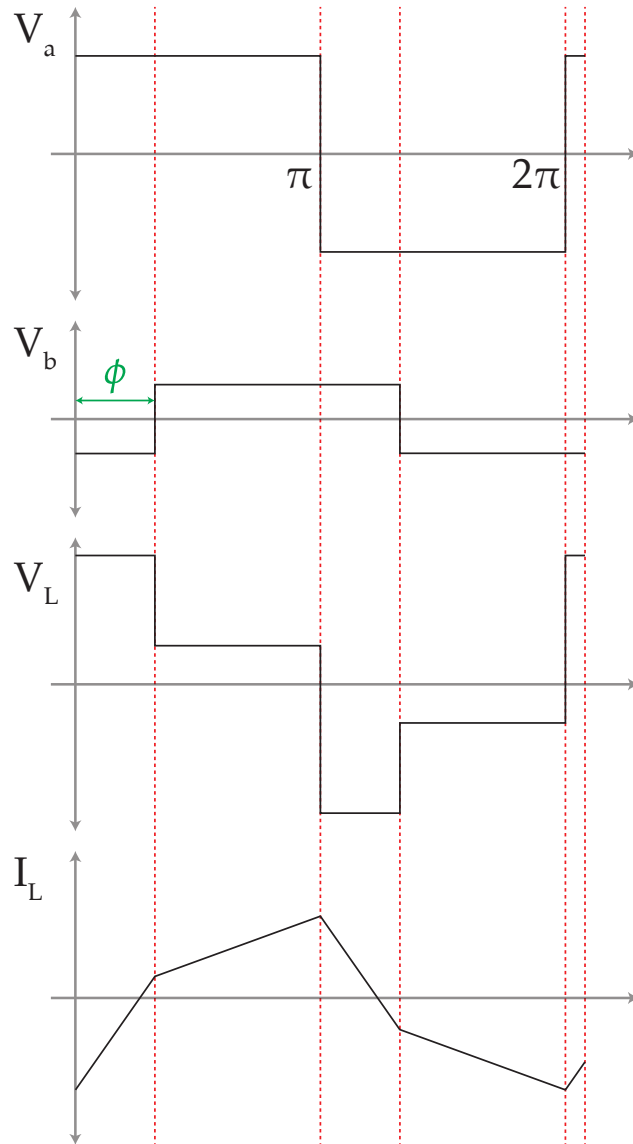


Figura 43: Curve di corrente e tensione per un convertitore DAB con trasferimento di potenza positivo [14].

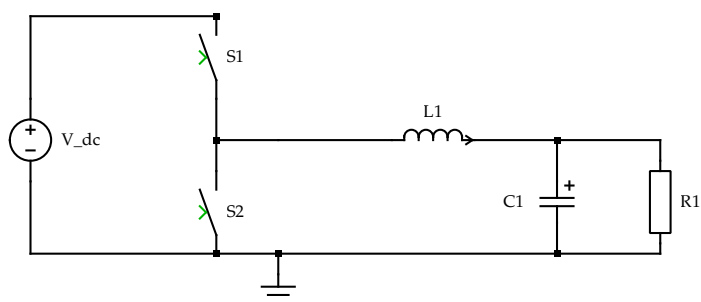


Figura 44: Buck sincrono ideale.

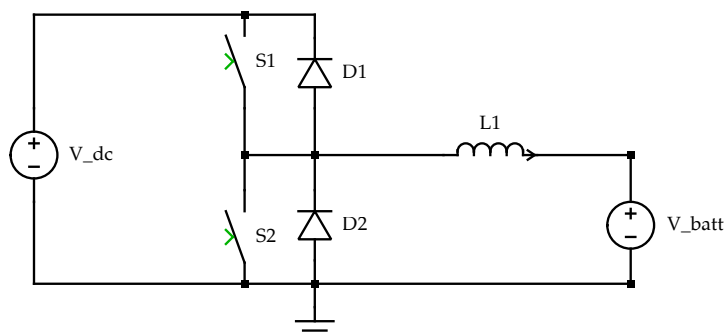


Figura 45: Buck sincrono con diodi di ricircolo.

elevata (almeno 100 V), e le tecnologie comunemente utilizzate per queste applicazioni sono Li-ion, Ni-Mh e Zebra. L'utilizzo di accumulatori al piombo o al Ni-Cd è invece più difficoltoso; il mercato, infatti, non offre pacchi batterie con questa tecnologia in alta tensione. Anche ponendo in serie più batterie, raggiungere il centinaio di Volt richiede l'uso di circa 50 celle al piombo, soluzione che comporterebbe problemi non trascurabili in termini di spazio, peso e cablaggio.

3.3.1 Buck sincrono

La topologia non isolata più diffusa per l'applicazione che si sta analizzando è il *buck sincrono*. Come si può vedere dalla figura 44, la struttura è quella del buck classico, dove al posto del diodo è stato messo un secondo switch azionato da un comando complementare a quello dello switch S1. Perché questo tipo di convertitore funzioni è necessaria una perfetta sincronia tra spegnimento di S1 e accensione di S2; tale situazione non è in pratica ottenibile ed è quindi necessario mettere in parallelo ad entrambi gli interruttori dei diodi che consentano alla corrente dell'induttanza di richiudersi durante i tempi morti tra l'accensione di uno switch e l'altro. La struttura che si ottiene è riportata in figura 45 dove V_{bus} è la tensione del bus DC mentre il generatore di tensione V_{batt} rappresenta in modo semplificato la batteria.

3.3.2 Funzionamento in CCM con componenti ideali

Per comprendere il funzionamento del buck sincrono è opportuno iniziare analizzando il comportamento del convertitore in CCM con componenti ideali e utilizzando le seguenti ipotesi:

- convertitore a regime;
- small-ripple approximation, cioè ondulazione residua sull'uscita piccola rispetto alla componente continua;
- interruttori ideali;
- componenti L e C ideali;
- V_{bus} , V_{batt} e I_o costanti.

Analizzando il circuito in figura 45 si possono individuare quattro intervalli di funzionamento:

1. (S1 ON - S2 OFF) All'istante $t = 0$ l'interruttore S1 viene acceso, S2 è spento e il circuito si riduce a quanto riportato in figura 46a. In questa condizione, la tensione v_L ai capi dell'induttanza è positiva e vale $v_L = V_{bus} - V_{batt}$; di conseguenza, la corrente sull'induttanza i_L inizia a crescere linearmente secondo la relazione

$$i_L(t) = i_L(0) + \frac{1}{L} \int_0^t v_L(\tau) d\tau = I_{Lmin} + \frac{V_{bus} - V_{batt}}{L} \cdot t, \quad (14)$$

fino a raggiungere il valore massimo I_{LMAX} all'istante $t = t_{on}$ come visibile in figura 47.

2. (S1 OFF - S2 OFF) al tempo $t = t_{on}$ S1 viene spento e anche S2 resta spento. Questa fase è molto breve, ma è necessaria per evitare che S1 e S2 possano condurre insieme causando un corto circuito dell'ingresso. Come si vede dalla figura 46b, durante questa fase il diodo D2 viene forzato in conduzione, la tensione sull'induttanza è negativa $v_L = -V_{batt}$ e, di conseguenza, la corrente i_L inizia a calare linearmente secondo la relazione

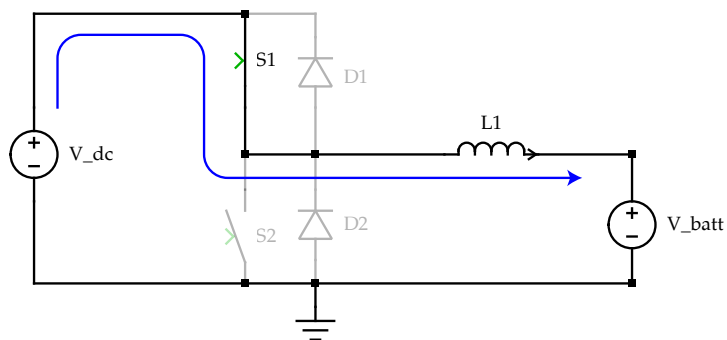
$$i_L(t) = I_{LMAX} - \frac{V_{batt}}{L} \cdot (t - t_{on}). \quad (15)$$

3. (S1 OFF - S2 ON) all'istante $t = t_{on} + \delta$ viene acceso S2 e il circuito si trova nello stato rappresentato in figura 46c. Come si nota, la corrente che scorreva su D2 adesso scorre sullo switch, la tensione v_L resta invariata e quindi la corrente i_L continua a diminuire secondo la relazione 15 fino al quarto intervallo.
4. (S1 OFF - S2 OFF) in modo complementare a quanto avviene nella fase due, all'istante $t = T_s - \delta$ l'interruttore S2 viene spento e c'è un tempo morto tra lo spegnimento di un interruttore e l'accessione del successivo. Durante questo istante, essendo il convertitore in CCM, $I_{Lmin} > 0$ e quindi la corrente nell'induttanza forza il diodo D2 in conduzione come visibile in figura 46d.

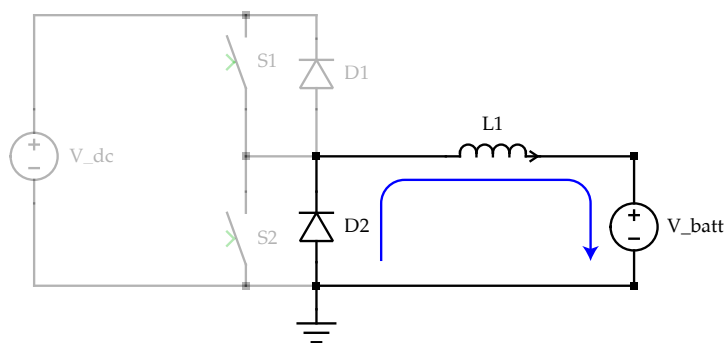
3.3.3 Rapporto di conversione

L'ipotesi di convertitore a regime impone che la variazione di corrente Δi_{Lon} sull'induttanza durante l'accensione di S1 sia uguale a quella ottenuta durante l'accensione di S2. Usando le relazioni 14, 15 e trascurando i tempi morti si può quindi scrivere

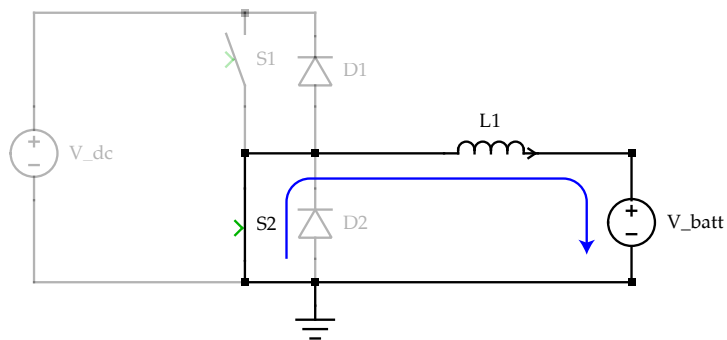
$$\Delta i_{Lon} = \Delta i_{Loff} = \frac{V_{bus} - V_{batt}}{L} \cdot t_{on} = \frac{V_{batt}}{L} \cdot t_{off}. \quad (16)$$



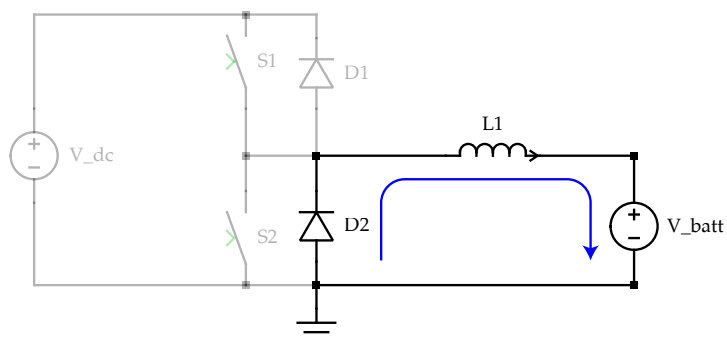
(a) Primo intervallo di funzionamento.



(b) Secondo intervallo di funzionamento.



(c) Terzo intervallo di funzionamento.



(d) Quarto intervallo di funzionamento.

Figura 46: Terzo intervallo di funzionamento del buck sincrono.

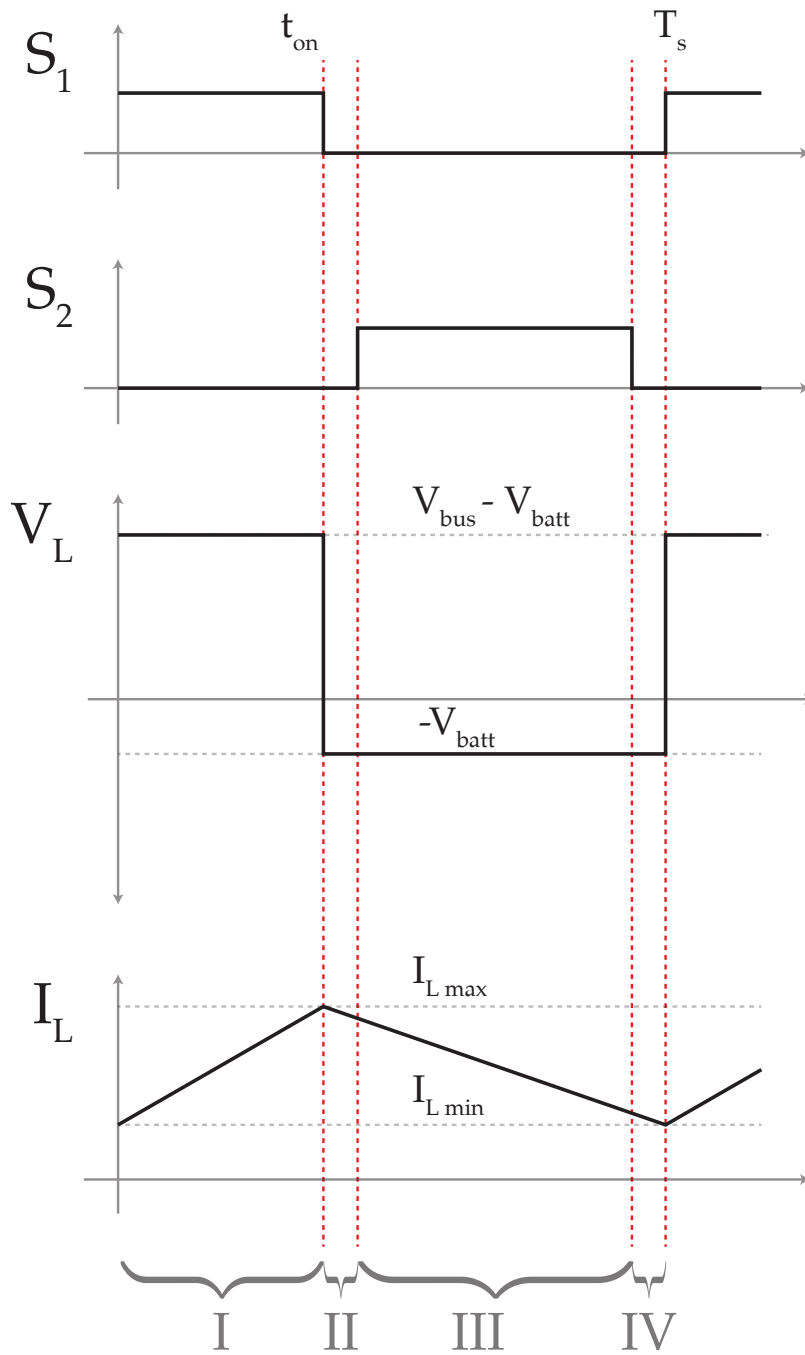


Figura 47: Curve di tensione e corrente del buck sincrono in CCM.

Inoltre, considerando S1 lo switch principale, si può definire il duty cycle δ come

$$d = \frac{t_{on}}{T_s}, \quad (17)$$

quindi la relazione 16 diventa

$$\frac{V_{bus} - V_{batt}}{L} \cdot dT_s = \frac{V_{batt}}{L} \cdot (1 - d)T_s, \quad (18)$$

dalla quale si ricava il rapporto di conversione

$$M = \frac{V_{batt}}{V_{bus}} = d \quad (19)$$

che coincide con il rapporto di conversione del buck in CCM.

3.3.4 Stress sugli interruttori e analisi delle perdite

Gli stress di tensione e corrente sugli switch S1 ed S2 sono visibili in figura 48, dalla quale si nota che la tensione massima a cui sono sottoposti gli switch è V_{bus} mentre la corrente massima che li attraversa, trascurando i tempi morti, è la corrente di picco dell'induttanza cioè I_{LMAX} . Questi valori, oltre ad essere fondamentali per il dimensionamento dei componenti, sono importanti per calcolare le perdite quando si vuole fare una stima approssimata delle perdite sugli switch. A questo proposito, si considera l'impiego di MOSFET per la realizzazione degli switch S1 ed S2. L'utilizzo di MOSFET di nuova generazione garantisce di avere dispositivi estremamente veloci (basse perdite in commutazione) con valori di $R_{DS_{on}}$ altrettanto bassi (basse perdite in conduzione).

Andando ad analizzare più in dettaglio le perdite nei MOSFET, bisogna innanzitutto distinguere i due diversi tipi di perdite:

- perdite di conduzione;
- perdite di commutazione.

Le prime sono dovute alla resistenza interna degli switch. Infatti, durante la conduzione, il dispositivo viene attraversato da una corrente e c'è dissipazione di potenza per effetto joule secondo la relazione

$$P_{cond} = R_c \cdot I_{RMS}^2. \quad (20)$$

Il parametro R_c è la resistenza interna dello switch ed è fornito dal produttore dello switch, mentre I_{RMS} si può calcolare facilmente dalla forma d'onda della corrente che percorre l'interruttore. Di conseguenza, la potenza dissipata per queste cause è facilmente calcolabile.

Le perdite di commutazione sono invece dovute ai tempi di commutazione dei dispositivi; durante lo spegnimento e l'accensione di uno switch c'è una fase in cui sia tensione che corrente sul dispositivo sono diverse da zero e questo produce una dissipazione di potenza. Il fenomeno è particolarmente accentuato quando gli switch lavorano su carichi induttivi in quanto, come si vede dalle figure 49 e 50, c'è un istante in cui il dispositivo può essere sottoposto contemporaneamente alla massima tensione e corrente, dissipando una potenza istantanea molto elevata, il cui valore medio è dato dalle seguenti relazioni

$$\begin{aligned} P_{sw_{on}} &= \frac{1}{2} V_{in} I_o T_{SW_{on}} f_s \\ P_{sw_{off}} &= \frac{1}{2} V_{in} I_o T_{SW_{off}} f_s \end{aligned} \quad (21)$$

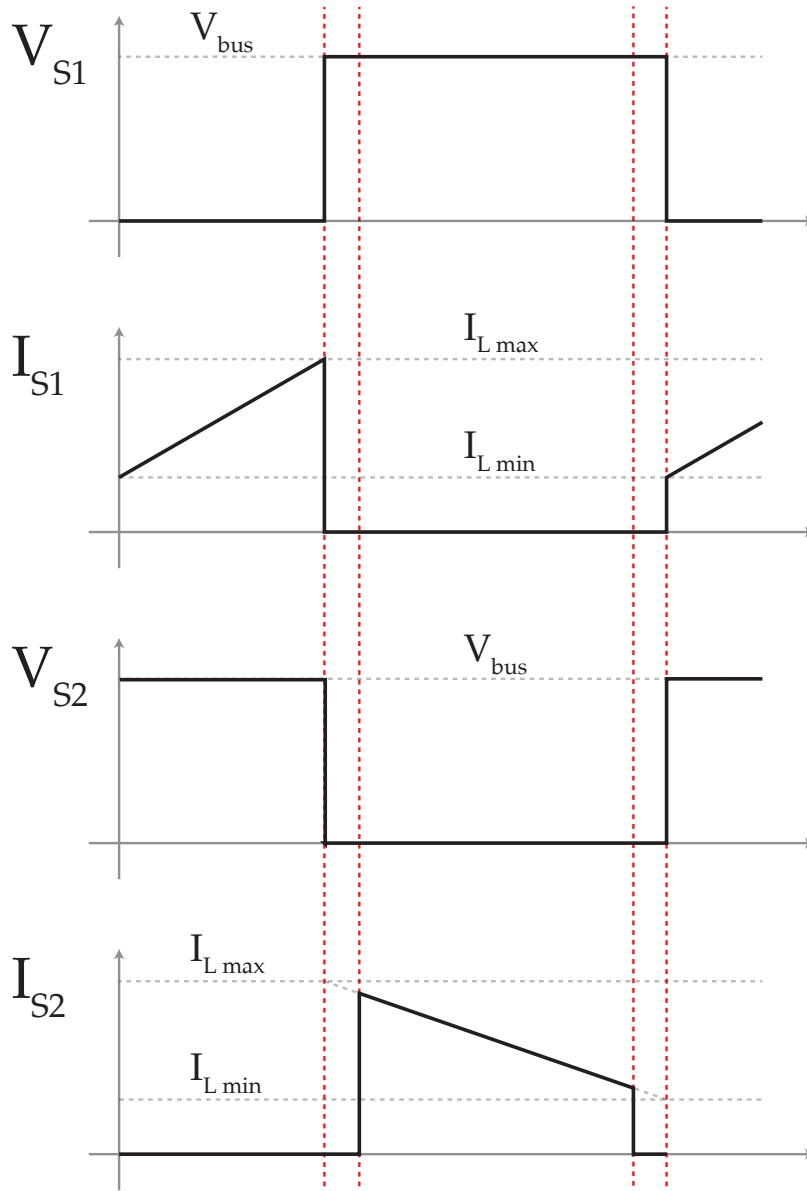


Figura 48: Stress di tensione e corrente sugli switch.

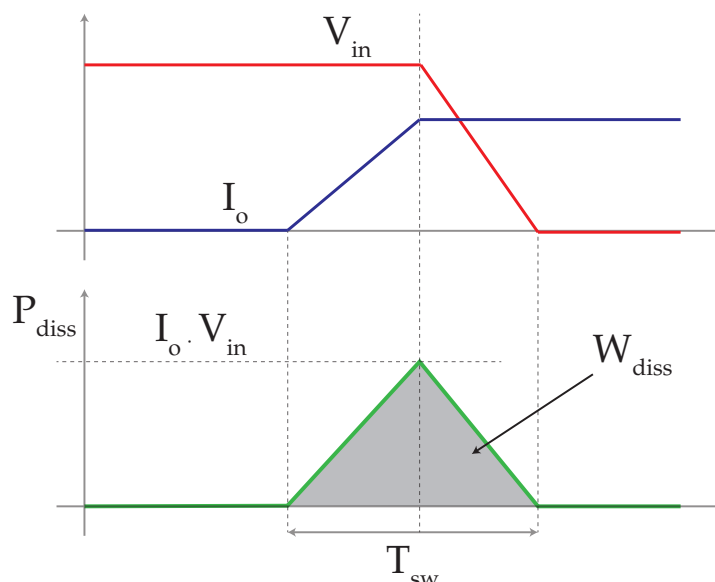


Figura 49: Perdite per commutazione in accensione.

I valori di tensione (V_{in}) e corrente (I_o) di commutazione sono facilmente ricavabili, note le condizioni di funzionamento del circuito. Invece, il tempo di commutazione è difficile da calcolare, in quanto dipende da fattori difficilmente quantificabili con precisione come:

- capacità di gate (C_{gs} e C_{gd});
- resistenza del driver.

La capacità di gate è un parametro che può variare anche di due ordini di grandezza al variare della tensione V_{ds} ; inoltre, essendo i valori in gioco molto piccoli, gli elementi parassiti dovuti ai collegamenti possono influenzare pesantemente i tempi di commutazione. Per i motivi appena descritti, al fine di ottenere una buona stima delle perdite in commutazione è opportuno effettuare la misura, mettendo il dispositivo in una condizione il più possibile simile a quella di funzionamento reale. La procedura di misura verrà descritta in dettaglio nella sezione 4.5; tuttavia, per l'analisi teorica è sufficiente dividere le commutazioni in due categorie:

- si ha un *hard switching* se V_{in} e I_o sono entrambi diversi da zero;
- si ha un *soft switching* se V_{on} o I_o sono uguali oppure molto prossimi a zero.

Riassumendo, quando ha luogo una commutazione *soft*, $P_{sw} = 0$ e quindi si ha una commutazione senza perdite.

Tornando all'analisi del buck sincrono in **CCM**, si possono distinguere le seguenti commutazioni:

1. turn-off *hard* di S1;
2. turn-on *soft* di S2 (Zero Voltage Switching (**ZVS**));
3. turn-off *soft* di S2 (**ZVS** per la presenza del diodo D2);
4. turn-on *hard* di S1.

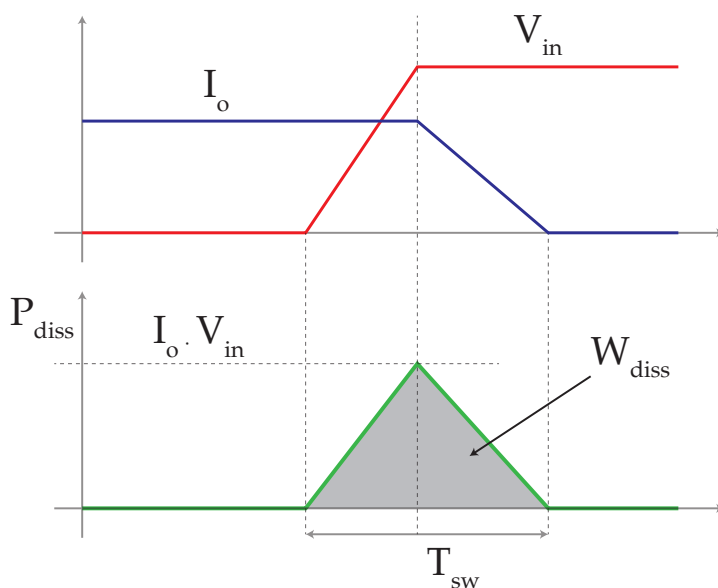


Figura 50: Perdite per commutazione in spegnimento.

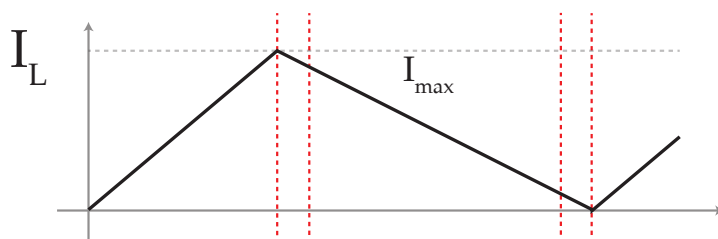


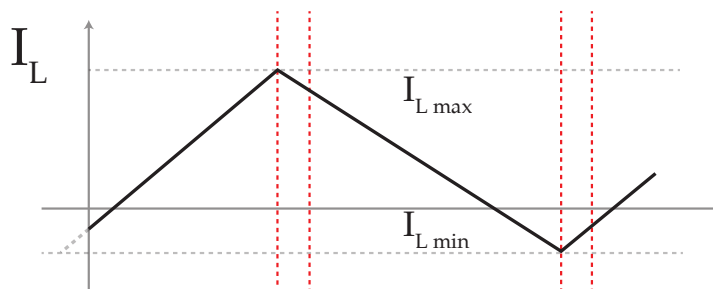
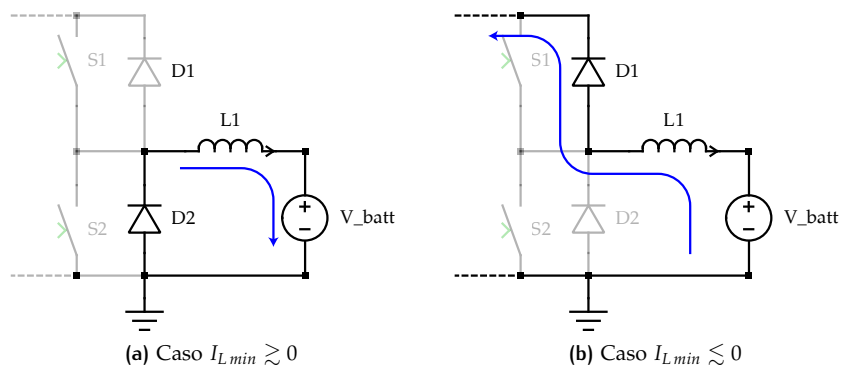
Figura 51: Buck sincrono con $I_{Lmin} = 0$.

Le due commutazioni *hard* comportano un maggiore riscaldamento dello switch $S1$ rispetto ad $S2$ che è sottoposto a due commutazioni *soft*; tale situazione si inverte quando la corrente scorre nel verso opposto, cioè quando il convertitore sta scaricando la batteria e si comporta da boost.

3.3.5 Funzionamento con I_{Lmin} nulla

Nella sezione precedente abbiamo visto che il buck sincrono in **CCM** dà luogo a due commutazioni *hard*. Un'alternativa interessante è quella di far funzionare il convertitore con $I_{Lmin} = 0$, rendendo così trascurabili le perdite dovute alla quarta commutazione. La forma d'onda della corrente sull'induttanza in questa modalità di funzionamento è visibile in figura 51 e come si può notare la quarta commutazione avviene a corrente nulla e quindi si tratta di una Zero Current Switching (**ZCS**).

Nella realtà è praticamente impossibile ottenere una corrente nulla e quindi ci si troverà con una corrente I_{Lmin} leggermente maggiore o minore di zero. Il primo caso è rappresentato dallo schema in figura 53a che coincide con il quarto stato di funzionamento del buck in **CCM**, la cui forma d'onda è riportata in figura 47. Invece, se I_{Lmin} è leggermente minore di zero, la forma d'onda è quella visibile in figura 52 e, come si può vedere, quando la corrente sull'induttanza raggiunge lo zero continua a diminuire e diventa negativa. Questo è possibile perché gli interruttori sono bidirezionali; in caso contrario si entrerebbe in Discontinuous Conduction Mode (**DCM**). Allo

Figura 52: Buck sincrono con $I_{L,min} \lesssim 0$.Figura 53: Buck sincrono con $I_{L,min} \simeq 0$.

spegnimento di $S2$, la corrente sull'induttanza mantiene il verso negativo e forza in conduzione il diodo $D1$ dando luogo al circuito visibile in figura 53b. Nella pratica, una situazione di questo tipo comporta un trasferimento istantaneo di energia verso il bus, tuttavia, la corrente media resta maggiore di zero e quindi il sistema mediamente trasferisce energia dal bus alla batteria come ci si aspetta.

4

DIMENSIONAMENTO DEL CONVERTITORE

4.1 SPECIFICHE DI PROGETTO

Il punto di partenza di ogni progetto è rappresentato dalle specifiche. Nel caso che si sta analizzando, le specifiche di tensione dipendono, da un lato, dall'inverter fotovoltaico già esistente con cui è necessario interfacciarsi e, dall'altro, dalla batteria che si intende utilizzare. L'altro elemento essenziale per il dimensionamento è la potenza che si vuole gestire. Da quanto visto nel capitolo 1, per ottenere un autoconsumo intorno all'80%, in ambito residenziale è opportuno avere un accumulo che va da 6 kWh a 10 kWh, che, con una scarica in C_5 , corrisponde ad una potenza istantanea di circa 2 kW. Dal lato fotovoltaico, considerando una potenza massima installata di 5 kWp e tenendo conto del surriscaldamento dei pannelli, dall'attenuazione introdotta dalle nuvole e, infine, ipotizzando un consumo di base, dovuto a frigoriferi e ad altre apparecchiature, si può pensare di avere una potenza in eccesso che al massimo sarà intorno ai 3 kW. Si è quindi scelto di utilizzare 3 kW come potenza nominale per il convertitore da batteria. Tale valore potrebbe essere ridotto utilizzando dei cicli di carica/scarica meno intensi e più prolungati; questa opzione avrebbe anche il vantaggio di stressare meno la batteria e consentirne un migliore sfruttamento. Tuttavia, vista la variabilità degli ambienti residenziali e la conseguente difficoltà di calcolare un valore attendibile, si è preferito sovradimensionare il convertitore.

Ipotizzando l'uso di una batteria ai sali fusi, il convertitore dovrà quindi soddisfare le seguenti specifiche:

- $V_{bus} = 400 \text{ V}$, per compatibilità con i dispositivi già esistenti;
- $V_{batt} = 230 - 250 \text{ V}$, tensioni di ricarica;
- $V_{batt} = 177 - 230 \text{ V}$, tensioni di scarica;
- $P_n = 3 \text{ kW}$, potenza nominale ottenuta dai ragionamenti precedenti.

Dai parametri elencati è possibile ricavare il valori di corrente massima che deve sopportare il convertitore ossia:

- $I_{oMAX} = 17 \text{ A}$

che devono essere erogati quando la tensione di scarica è minima.

4.2 PROGETTO DEL CONVERTITORE IN CCM

L'analisi del convertitore in funzionamento **CCM** rappresenta il caso più facile da analizzare e dimensionare; di conseguenza, viene trattato per primo. Lo scopo di questa sezione è calcolare il valore dell'induttanza in modo da mantenere il convertitore in **CCM**, garantendo che il ripple di corrente sull'induttanza sia inferiore ad un certo valore. Nel caso in analisi si è iniziato il dimensionamento puntando a garantire un ripple di corrente inferiore al 10% della corrente massima di uscita del convertitore. Tale valore

rappresenta un buon compromesso di partenza, in quanto garantisce un ripple contenuto e allo stesso tempo dovrebbe garantire un'induttanza di dimensioni ragionevoli.

4.2.1 Frequenza di funzionamento

Il primo parametro che è stato fissato è la frequenza di switching. Ipotizzando di utilizzare dei MOSFET come switch si è scelto di iniziare il dimensionamento con una frequenza di 50 kHz. Tale valore è nel range basso delle frequenze tipicamente utilizzate con i MOSFET, ma è comunque sufficiente per ottenere dei valori di induttanza relativamente bassi. Volendo fare un riassunto dei fattori che influenzano la scelta della frequenza di funzionamento si può dire che:

- la frequenza di switching non può andare sotto i 18 kHz in quanto ricade all'interno delle frequenze udibili e il rumore generato dalla vibrazione dell'induttanza sarebbe molto fastidioso;
- frequenze di switching più elevate consentono l'utilizzo di induttanze più piccole;
- più elevata è f_s e più aumentano le perdite per commutazione;
- la necessità di avere tempi morti relativamente lunghi impone un limite inferiore alla lunghezza del periodo.

4.2.2 Calcolo del valore di induttanza richiesto

Procedendo con il dimensionamento, si va ora a calcolare il valore di induttanza adatto. È necessario quindi mettersi nella condizione più restrittiva; si andrà perciò a calcolare il ripple massimo accettabile nella condizione in cui $I_{O_{MAX}}$ è minima, ossia quando $V_{batt} = V_{batt_MAX}$, di conseguenza:

$$I_{O_{MAX}@V_{batt_MAX}} = \frac{P_n}{V_{batt_MAX}} = \frac{3000}{250} = 12 \text{ A}$$

da cui si ricava il valore di ripple massimo consentito

$$\Delta i_L = 10\% \cdot I_{O_{MAX}@V_{batt_MAX}} = 1.2 \text{ A}$$

Successivamente, utilizzando l'analisi fatta nel capitolo 3, si può notare che la variazione della corrente sull'induttanza è data da

$$\Delta i_L = \frac{V_{batt}}{L} \cdot (1-d)T_s = \frac{V_{bus} \cdot d}{L} \cdot (1-d)T_s \quad (22)$$

l'andamento di questa funzione varia con il duty cycle, e per fare un dimensionamento valido nel range di tensioni di interesse è necessario valutare dove ha il suo massimo. Dalla formula del rapporto di conversione ricavata nel capitolo 3 si possono ricavare i duty cycle massimo e minimo che sono

$$\begin{aligned} d_{min} &= \frac{V_{batt_min}}{V_{bus}} = 0.442 \\ d_{MAX} &= \frac{V_{batt_MAX}}{V_{bus}} = 0.625. \end{aligned} \quad (23)$$

Noti questi valori, dall'andamento in figura 54 si nota che il massimo ripple di corrente si ha con $d = 0.5$; si può quindi calcolare il valore dell'induttanza che vale

$$L = \frac{V_{bus} \cdot d \cdot (1-d)}{f_s \cdot \Delta i_L} = 1.66 \text{ mH} \quad (24)$$

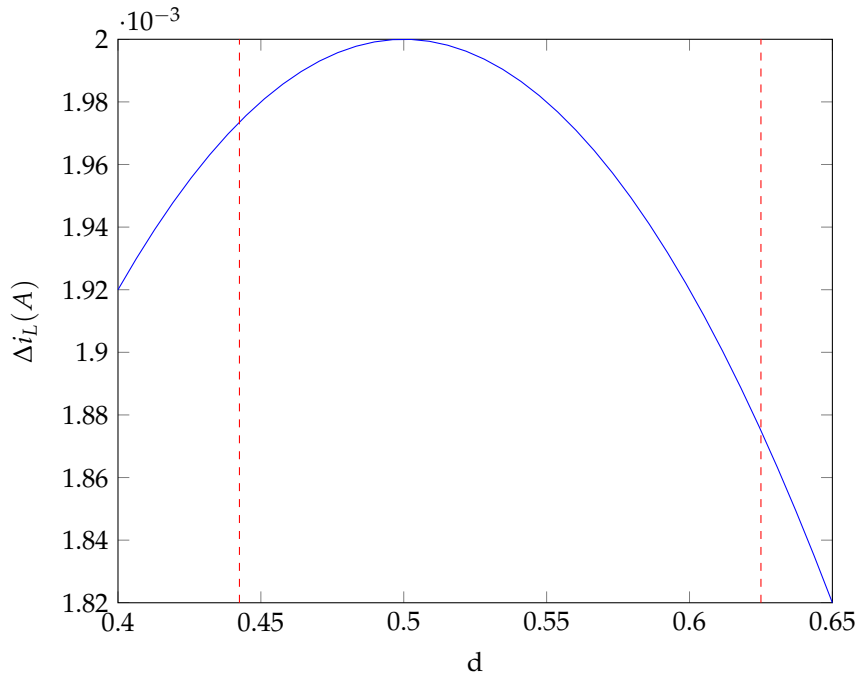


Figura 54: Andamento del ripple di corrente al variare del duty cycle.

4.2.3 Dimensionamento dell'induttanza

Una volta ottenuto il valore di induttanza L il passo successivo è quello di valutarne la realizzabilità pratica, e per fare un'analisi rapida è utile introdurre l'indice $L I^2$. Questo parametro è molto utilizzato dai produttori di materiali magnetici per consentire un veloce dimensionamento dei nuclei magnetici. In genere viene fornito in mJ e fisicamente è legato all'energia potenzialmente accumulata nell'induttanza, mantenendo comunque un buon margine di sicurezza dalla saturazione del nucleo stesso. Nel calcolarlo è importante ricordare che il valore di corrente da usare è la corrente di picco nell'induttanza, quindi, nel caso che si sta analizzando, il picco massimo di corrente è dato da

$$\hat{I}_L = I_{O_{MAX}} @ V_{batt_min} + \frac{\Delta i_{L_MAX}}{2} \simeq 17.6 \text{ A} \quad (25)$$

e di conseguenza

$$L I^2 \simeq 514 \text{ mJ}$$

Si procede ora analizzando la figura 55 dalla quale è possibile ricavare il nucleo adatto al valore $L I^2$ di interesse. Tuttavia, come si può vedere, non c'è nessun nucleo di ferrite adatto per un $L I^2$ così elevato. Si passa quindi a valutare la realizzabilità dell'induttanza usando nuclei in polvere di ferro. La figura 56 riporta il grafico di scelta rapida per nuclei in Kool-Mu di forma toroidale; si tratta di componenti facilmente reperibili e non eccessivamente costosi, quindi, in prima approssimazione, adeguati al tipo di dispositivo che si intende realizzare. Dal grafico risulta che il nucleo di dimensioni minime utilizzabili è il 77337; tuttavia, tale nucleo ha un diametro esterno di 13 cm e quindi risulta impossibile da usare a causa delle eccessive dimensioni.

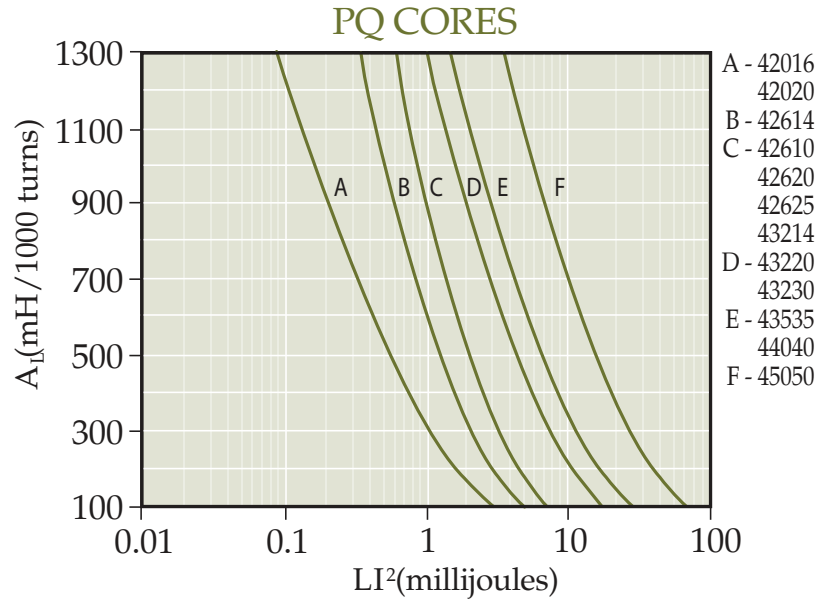


Figura 55: Grafico per la scelta rapida dei nuclei in ferrite [20].

4.2.4 Soluzione multifase

Per risolvere il problema dell'eccessiva energia nell'induttanza, vista nella sezione precedente, si può optare per una soluzione a due fasi che consente di dimezzare la corrente che scorre sull'induttanza. Il circuito che si ottiene con una soluzione di questo tipo è visibile in figura 57. Come si può notare, la corrente che scorre sul carico è data dalla somma delle correnti nelle singole induttanze e, sfasando i comandi delle due fasi di mezzo periodo, si può ridurre il ripple finale visto dal carico, come visibile in figura 58. Per il dimensionamento della soluzione a due fasi, è sufficiente ripercorrere la procedura vista nella sezione 4.2.2, dimezzando la corrente di uscita e mantenendo invariato il valore del ripple accettabile, quindi con

$$\frac{I_{O_{MAX}}}{2} = 8.5 \text{ A} \quad (26)$$

$$\Delta i_L = 1.2 \text{ A.}$$

L'equazione 24 rimane quindi invariata, mentre la 25 diventa

$$\hat{I}_L = \frac{I_{O_{MAX}@V_{batt_min}}}{2} + \frac{\Delta i_{L_MAX}}{2} \simeq 9.1 \text{ A} \quad (27)$$

e

$$L I^2 \simeq 137 \text{ mJ} \quad (28)$$

un valore molto inferiore a quello ottenuto dal caso monofase ma che comunque risulta troppo elevato per la ferrite. Passando a valutare il kool-Mu, il nucleo 77908 è il primo adeguato per questo valore di $L I^2$; il diametro è di 8 cm, inferiore al precedente ma comunque di dimensioni medio-grandi.

Come si è visto nella figura 58, il ripple in uscita da un sistema multifase è minore di quello monofase. Nel caso in analisi, per il valore atteso di duty-cycle, è possibile accettare un ripple doppio su ogni fase mantenendo inalterato il ripple in uscita. Si può quindi ripetere il dimensionamento con

$$\frac{I_{O_{MAX}}}{2} = 8.5 \text{ A} \quad (29)$$

$$\Delta i_L = 2.4 \text{ A}$$

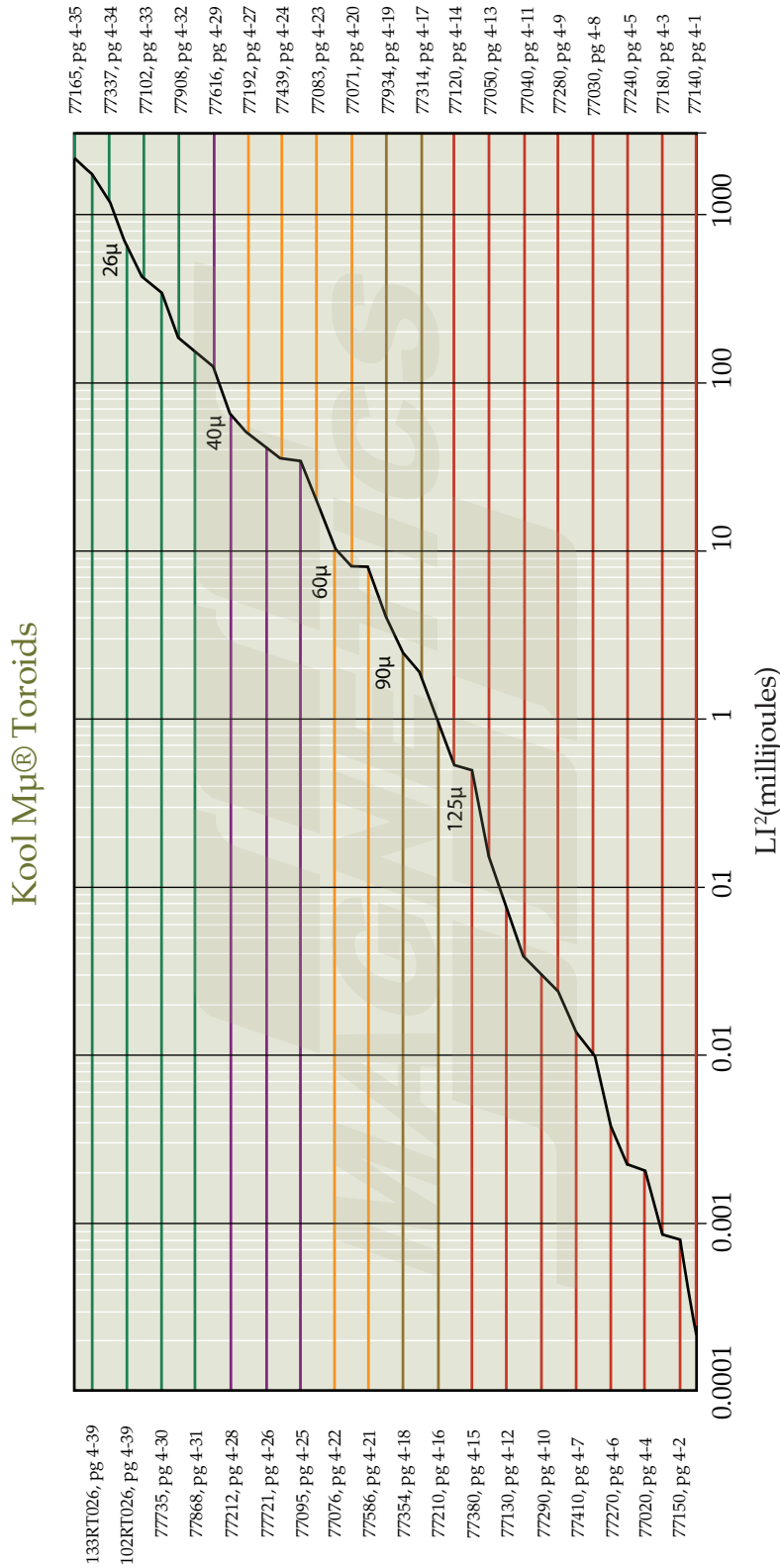


Figura 56: Grafico per la scelta rapida dei nuclei toroidali in Kool-Mu [21].

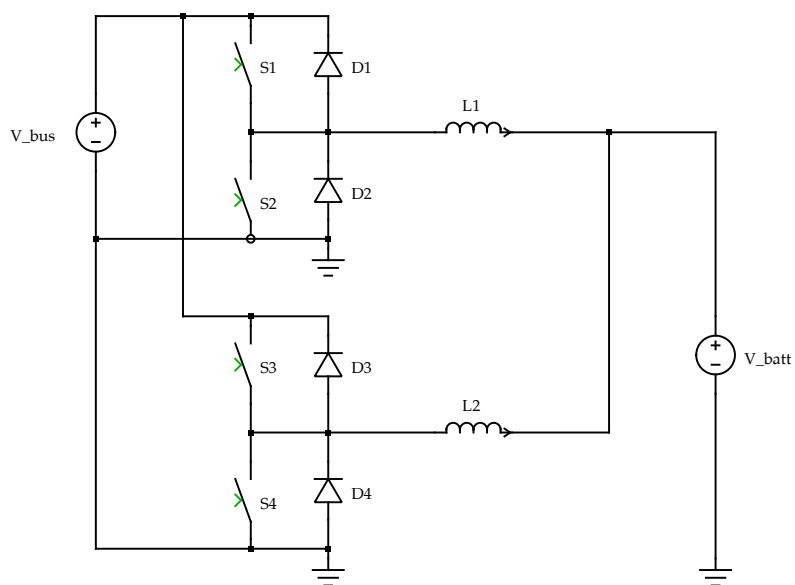


Figura 57: Buck sincrono a due fasi.

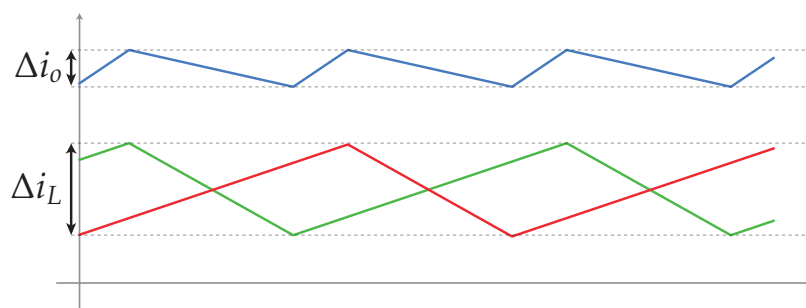


Figura 58: Andamento delle correnti nel buck sincrono a due fasi in CCM.

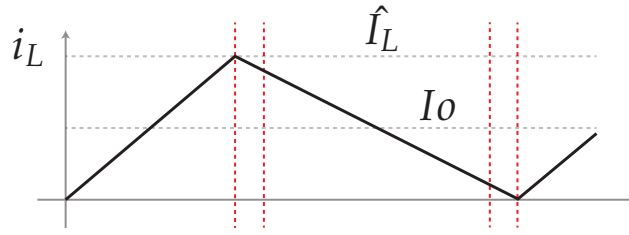


Figura 59: Corrente sull'induttanza al limite CCM/DCM.

e riprendendo la 24 risulta

$$L = 0.833 \text{ mH} \quad (30)$$

mentre

$$L I^2 \simeq 78 \text{ mJ} \quad (31)$$

Tale valore è comunque troppo elevato per la ferrite, ma consente di usare un nucleo toroidale in Kool-Mu 77616 le cui dimensioni sono accettabili. Il calcolo per l'induttanza si può quindi considerare concluso; vale però la pena notare che i valori di $L I^2$ in gioco sono piuttosto elevati e sarebbe opportuno ridurli ulteriormente, valutando sistemi con più di due fasi. Tuttavia, questo porterebbe all'utilizzo di un numero ancora maggiore di componenti.

4.3 PROGETTO CONVERTITORE CON $I_{L\min}$ NULLA

Nel capitolo 3 è stato mostrato come, portando il convertitore a funzionare con $I_{L\min} = 0$, sia possibile evitare un *hard* turn-on di S1. Essendo disposti ad accettare un ripple molto elevato, tale soluzione risulta molto favorevole anche per il quanto riguarda il dimensionamento dell'induttanza.

Per iniziare il dimensionamento è opportuno analizzare la figura 59. La situazione rappresentata in figura è tipicamente detta caso limite CCM/DCM; tuttavia, nel caso del convertitore buck sincrono e data la bidirezionalità degli switch, il convertitore non può entrare in DCM. Ciononostante, per comodità di notazione, nel resto del documento verrà fatto più volte riferimento a questa condizione. Dalla figura 59 si nota che, al limite CCM/DCM, il ripple di corrente Δi_L coincide con la corrente di picco \hat{I}_L dell'induttanza; inoltre, la corrente media di uscita I_L è data

$$I_o = I_L = \frac{\hat{I}_L}{2}. \quad (32)$$

Appare quindi evidente che il ripple sull'induttanza sarà il doppio della corrente media in uscita e, con le grandezze viste nella sezione 4.1, la corrente massima in uscita è

$$I_{o\text{MAX}@V_{batt_MAX}} = 17 \text{ A} \quad (33)$$

e di conseguenza

$$\Delta i_L = \hat{I}_L = 2 \cdot I_{o\text{MAX}@V_{batt_MAX}} = 34 \text{ A} \quad (34)$$

4.3.1 Calcolo del valore di induttanza richiesto

Per dimensionare l'induttanza si parte dall'equazione 24 che al limite CCM/DCM diventa

$$\Delta i_L = \hat{I}_L = 2 \cdot I_L = \frac{V_{bus} \cdot d \cdot (1-d)}{f_s \cdot L} \quad (35)$$

dalla quale si nota subito che fissati f_s , L e d la corrente in uscita è univoca; quindi se si varia la corrente il sistema non lavora più al limite CCM/DCM. Da questa condizione nasce la necessità di creare un sistema a frequenza variabile in modo da poter mantenere il convertitore al limite CCM/DCM per un certo range di correnti.

La scelta del range di frequenza è determinata dalle condizioni viste nella sezione 4.2.1 e, per questo tipo di dimensionamento, si è scelto di usare frequenze che vanno da 50 kHz a 70 kHz. Le frequenze più basse corrispondono a periodi T_s più lunghi e quindi, a parità di duty-cycle, la fase di t_{on} è più lunga alle basse frequenze. Questo si traduce in un picco \hat{I}_L più elevato che comporta una corrente media più elevata.

Per calcolare il valore dell'induttanza L , si parte dalla relazione 35 dalla quale si può ricavare f_s e impostare la disequazione

$$f_{s_{min}} \leq \frac{V_{bus} \cdot d \cdot (1-d)}{2 \cdot L \cdot I_L} \quad (36)$$

che garantisce una frequenza di switching superiore alla frequenza minima scelta. Da quest'ultima relazione si può quindi ricavare il valore massimo di L consentito, ossia

$$L \leq \frac{V_{bus} \cdot d \cdot (1-d)}{2 \cdot f_{s_{min}} \cdot I_L} \quad (37)$$

Resta ora da capire quale valore di duty-cycle utilizzare e per farlo è utile il grafico in figura 60 dal quale si nota che la frequenza minima ha luogo quando $d = d_{MAX}$. Per quanto riguarda il valore di I_L è necessario utilizzare il massimo assoluto, ossia $I_L = 17$ A, altrimenti risulterebbe una L che non garantisce $f_s \geq f_{s_{min}}$ in tutto il range di d . Tuttavia, bisogna notare che questa scelta non è rappresentativa di un caso reale in quanto

$$I_{L_{MAX}} @ d_{MAX} = 13 \text{ A} \quad (38)$$

Infine, inserendo tutti i parametri nella relazione 37, si ottiene il massimo valore di L accettabile

$$L \leq \frac{V_{bus} \cdot d_{MAX} \cdot (1-d_{MAX})}{2 \cdot f_{s_{min}} \cdot I_{L@d_{MAX}}} = 55 \mu\text{H}. \quad (39)$$

Nota questo valore, è possibile tracciare una famiglia di curve che indicano come cambia la frequenza al variare del duty-cycle e della corrente erogata, il risultato è visibile in figura 61; le righe orizzontali tratteggiate rappresentano il minimo e il massimo della frequenza, mentre le righe verticali tratteggiate rappresentano i limiti del duty cycle.

4.3.2 Dimensionamento dell'induttanza

Riprendendo quanto è stato svolto nella sezione 4.2.3 è ora necessario calcolare l'indice $L I^2$ con il valore di \hat{I}_L indicato dalla reazione 34 che rappresenta il caso peggiore, svolgendo i calcoli si ottiene

$$L I^2 \simeq 63.6 \text{ mJ}. \quad (40)$$

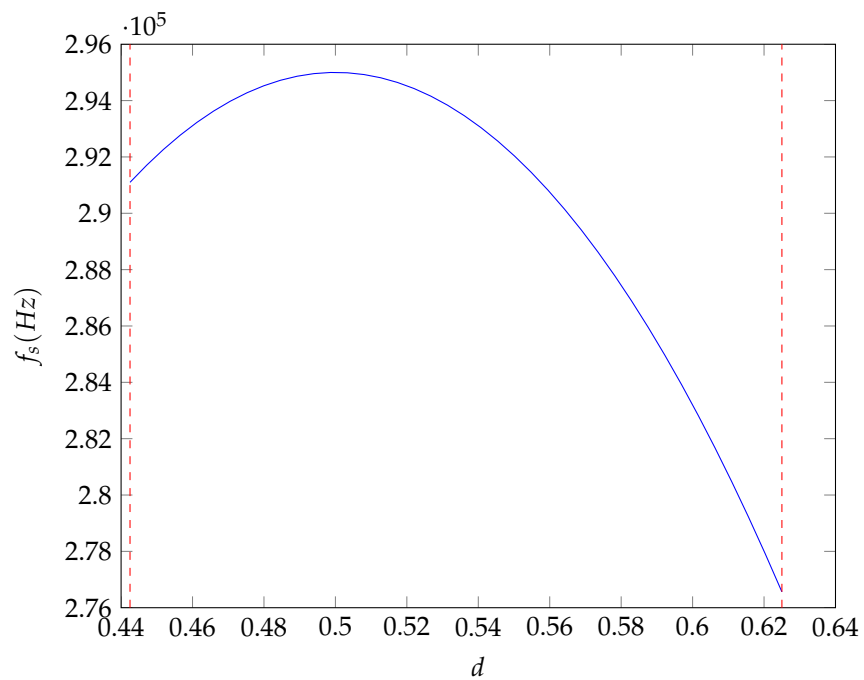


Figura 60: Andamento di f_s al variare di d con L e I_L arbitrari.

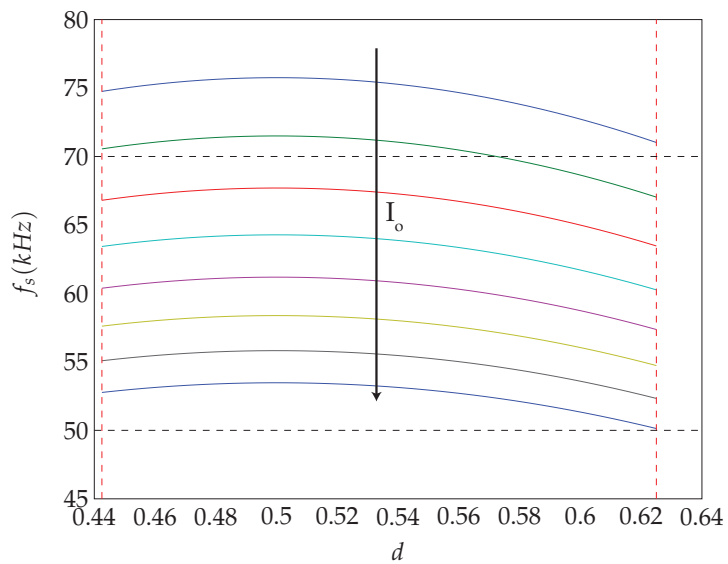


Figura 61: Andamento di I_L al variare di d .

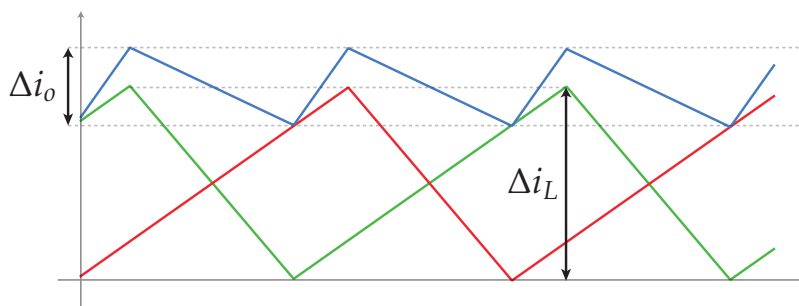


Figura 62: Andamento del convertitore in funzionamento al limite CCM/DCM.

Con questo valore di energia un'induttanza adeguata in ferrite potrebbe essere realizzata con un nucleo PQ 50/50 o un nucleo E 56/28/21, le cui dimensioni sono elevate, ma comunque accettabili. Passando a valutare i nuclei in polvere di ferro, una buona soluzione potrebbe essere rappresentata dal toroide in Kool-Mu 77212 con diametro esterno di 5.8 cm.

4.3.3 Soluzione multifase

Con il convertitore in funzionamento al limite CCM/DCM e l'elevato ripple che comporta questo utilizzo, appare ancora più evidente il vantaggio di realizzare un sistema multifase. In particolare, un sistema a due fasi con comandi sfasati di mezzo periodo consente di ottenere un ripple molto più contenuto. Il risultato è riportato figura 62. Per il calcolo del valore di induttanza si procede come fatto nella sezione 4.3.1, considerando però un valore di I_o dimezzato cioè

$$I_{oMAX}@V_{batt_MAX} = 8.5 \text{ A} \quad (41)$$

dal quale, riprendendo l'equazione 39, segue che

$$L \leq 110 \mu\text{H}. \quad (42)$$

Per quanto riguarda l'indice $L I^2$, dato che

$$\Delta i_L = \hat{I}_L = 2 \cdot I_{oMAX}@V_{batt_MAX} = 17 \text{ A} \quad (43)$$

risulta

$$L I^2 = 31.8 \text{ mJ}, \quad (44)$$

un valore molto più basso di quanto ottenuto in partenza, e addirittura 16 volte inferiore al risultato ottenuto con il convertitore in CCM a singola fase. Questo valore consente una maggior flessibilità nel dimensionamento dell'induttanza e lascia un certo margine di modifica per eventuali problemi che si possono riscontrare in fase progettuale. In prima approssimazione, andando a valutare i nuclei in ferrite, una soluzione potrebbe essere rappresentata dal nucleo PQ40/40 o in alternativa dal E43/21/15, entrambi di dimensioni contenute. Per quanto riguarda invece l'alternativa in polvere di ferro, un nucleo adeguato potrebbe essere il toroide in Kool-Mu 77095, il cui diametro è di circa 4.6 cm.

Tabella 6: Stress nelle switch per le varie configurazioni analizzare.

| Funzionamento | N.fasi | V_{sw_MAX} (V) | \hat{I}_L (A) |
|---------------|--------|----------------------|--------------------|
| CCM | 1 | 400 | 17.6 |
| CCM | 2 | 400 | 9.7 |
| CCM/DCM | 1 | 400 | 34 |
| CCM/DCM | 2 | 400 | 17 |

4.4 SCELTA DEGLI INTERRUITORI

Per la scelta degli switch è necessario riprendere l'analisi sugli stress fatta nel capitolo 3. Come si era visto, la tensione massima a cui sono sottoposti gli switch è

$$V_{sw_MAX} = V_{bus} = 400 \text{ V},$$

mentre la corrente massima che devono interrompere è la corrente di picco dell'induttanza. I valori ottenuti per i vari tipi di dimensionamento sono riassunti in tabella 6. Come si nota, la corrente di picco più elevata si ha con un convertitore a singola fase in funzionamento al limite CCM/DCM. Con le grandezze in gioco descritte, si tratta di scegliere tra MOSFET e IGBT e, volendo riassumere le differenze principali tra i due tipi di dispositivi, si può dire che [5, 9]:

- le perdite di conduzione del MOSFET dipendono dalla sua resistenza interna e quindi aumentano ad aumentare della corrente, mentre nell'IGBT sono causate da una caduta di tensione che non varia con la corrente;
- gli IGBT sono in genere più adatti a gestire tensioni e correnti più elevate dei MOSFET;
- gli IGBT hanno perdite di commutazione maggiori dei MOSFET, in particolare nel turn-off a causa del cosiddetto current-tail;
- gli IGBT non hanno il diodo tra body e drain tipico del MOSFET e che può essere usato come diodo di freewheeling;
- il MOSFET è più costoso dell'IGBT.

Di fatto, concentrandosi sul caso a due fasi, le potenze in gioco è di circa 1.5 kW per fase e, con queste potenze, la scelta è dettata più da preferenze ed esperienza che da motivi precisi; si è quindi scelto di utilizzare il MOSFET Infineon *IPW65R041CFD*. Si tratta di un MOSFET di ultima generazione, abbastanza costoso, ma con caratteristiche molto buone; infatti, è in grado di gestire tensioni di 650 V e correnti fino a 43 A, con una resistenza interna $R_{DS_on} = 96 \text{ m}\Omega @ T_j = 150^\circ\text{C}$ [17].

4.5 STIMA DELLE PERDITE

Il passo successivo del progetto riguarda la stima delle perdite e del rendimento del convertitore nelle varie configurazioni, valutando sia le perdite in conduzione che quelle in commutazione. Al fine di ottenere un buon

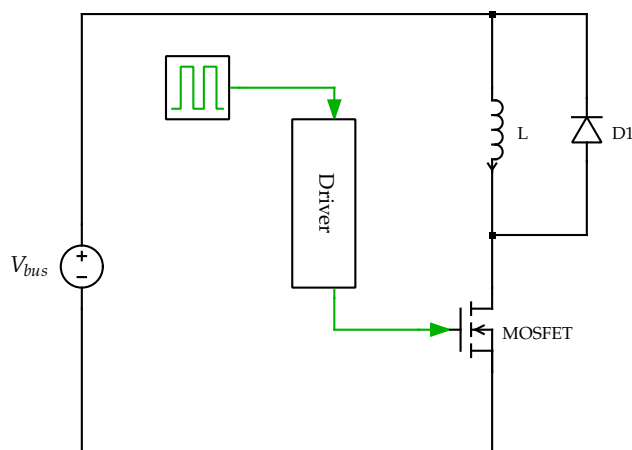


Figura 63: Circuito per la misura delle perdite di *turn-off*.

risultato, si è optato per la misura diretta delle perdite in commutazione utilizzando un circuito di test che simula le condizioni di funzionamento reali. Una volta effettuate le misure, verrà illustrato come i risultati ottenuti possano essere utilizzati nei moderni strumenti di simulazione per modellare l'andamento delle perdite di commutazione. Per quanto riguarda le perdite di conduzione verranno quantificate come descritto nel capitolo 3.

4.5.1 Misura delle perdite di *turn-off*

Per la misura delle perdite di *turn-off* è stato usato il circuito visibile in figura 63. Lo scopo dell'induttanza è quello di simulare un generatore ideale di corrente, mentre il diodo consente il ricircolo delle corrente nel momento in cui il MOSFET comincia a spegnersi. Per quanto riguarda il segnale di comando, si tratta di un'onda quadra con frequenza di circa 1 Hz e duty-cycle variabile. L'utilizzo di una frequenza molto bassa consente di evitare il surriscaldamento del componente mentre invece il duty-cycle variabile consente di variare la corrente raggiunta dall'induttanza, che coincide con la corrente circolante nel MOSFET prima dello spegnimento. Il driver è invece costituito dal circuito in figura 64, dove è evidenziato il percorso della corrente di scarica delle capacità parassite intrinseche del MOSFET. La resistenza R_{g_off} può essere variata in modo da mettersi in condizioni simili al caso reale e si è quindi scelto un valore di 7.5Ω . Tale valore, oltre ad essere realistico, fa in modo che il circuito non oscilli in maniera eccessiva rendendo difficoltosa la misura. Un esempio del risultato ottenuto è visibile in figura 65. Per misurare la corrente (curva verde in figura 65), alterando il circuito il meno possibile, è stato usato un toroide molto piccolo con avvolte 10 spire, all'interno del quale viene inserito il pin di drain del MOSFET e per il calcolo dell'area si sono sfruttate le funzioni matematiche dell'oscilloscopio (curva rossa in figura 65). La misura delle perdite è stata eseguita per vari valori di corrente in modo da avere un numero sufficiente di punti per effettuare un'interpolazione. Questo ci consente di calcolare le perdite nelle varie condizioni di carico del convertitore. Inoltre, è stata effettuata anche una prova in temperatura così da poter valutare l'eventuale peggioramento di performance dovuto al surriscaldamento del componente. I risultati sono riportati in tabella 7.

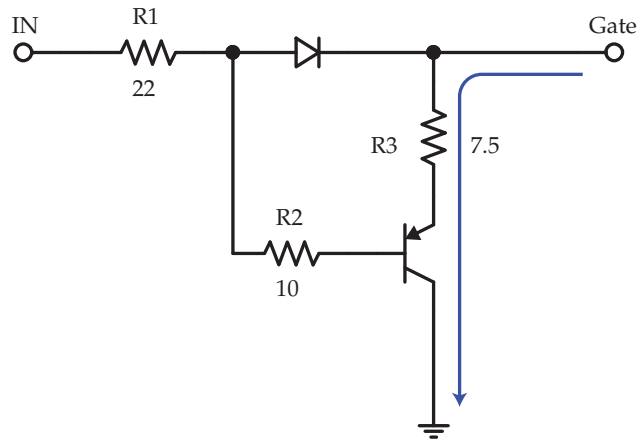


Figura 64: Percorso della corrente nel driver durante lo spegnimento.

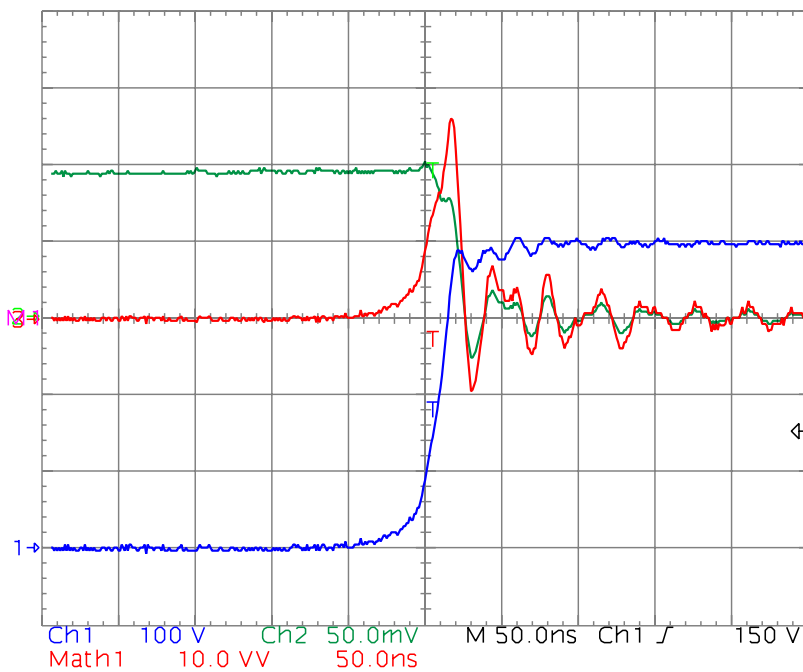


Figura 65: Misura delle perdite di *turn-off*.

Tabella 7: Risultati delle misure per le perdite in *turn-off*.

| i_d (A) | W_{off} @ 26.5 °C (μ J) | W_{off} @ 100 °C (μ J) |
|--------------|-----------------------------------|----------------------------------|
| 1.4 | | 33 |
| 2 | 33.8 | 34.4 |
| 4 | | 38.5 |
| 4.5 | 40 | |
| 6 | 45 | 42.5 |
| 8 | 52.3 | 45.4 |
| 10 | 62.4 | 53 |
| 12 | 84 | 82.6 |
| 14 | 100 | 104 |
| 16 | 140 | 138 |

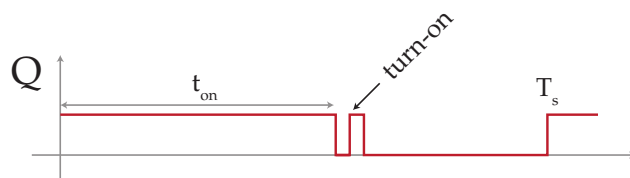


Figura 66: Segnale di comando per la misura delle perdite di *turn-on*.

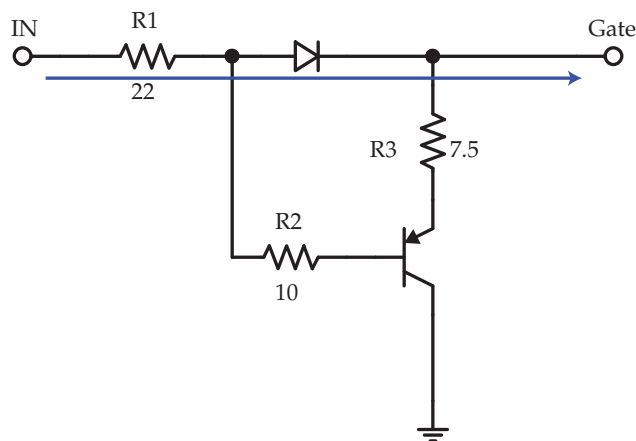


Figura 67: Percorso della corrente nel driver durante l'accensione.

4.5.2 Misura delle perdite di turn-on

Il circuito per la misura delle perdite durante la fase di accensione dello switch è uguale a quello in figura 63; ad essere leggermente più complicato è il segnale di comando. È infatti necessario che l'induttanza sia carica al valore di corrente desiderato un istante prima dell'accensione del MOSFET. Per farlo si applica allo switch un comando come quello rappresentato in figura 66. Come si può notare, dopo la fase di carica dell'induttanza c'è un piccolo impulso di dimensioni sufficienti per misurare il transitorio di accensione, ma sufficientemente corto da non alterare significativamente la corrente sull'induttanza. In questo, come nel caso precedente, la corrente è determinata dal duty-cycle e la variazione della corrente indotta dall'impulso di comando per la misura del *turn-on* può considerarsi trascurabile. Per quanto riguarda il driver, è stato usato il circuito visto precedentemente, soltanto che durante la fase di accensione la corrente segue il percorso evidenziato in figura 67, dando luogo così ad una R_{g_on} di $22\ \Omega$, un valore realistico e che consente di effettuare le misure evitando oscillazioni eccessive. Le curve ottenute durante le misure sono del tipo riportato in figura 68, mentre i risultati ottenuti sono visibili in tabella 8.

4.5.3 Calcolo delle perdite sugli switch

Si procede ora al calcolo numerico delle perdite per le varie modalità di funzionamento. Per la configurazione limite CCM/DCM multifase verranno illustrati in dettaglio i passaggi, mentre per le altre verranno riportati solo i risultati finali in tabella 9.

Utilizzando i risultati ottenuti dalle misure si può effettuare una stima numerica delle perdite del convertitore. Ponendosi nel caso a corrente mas-

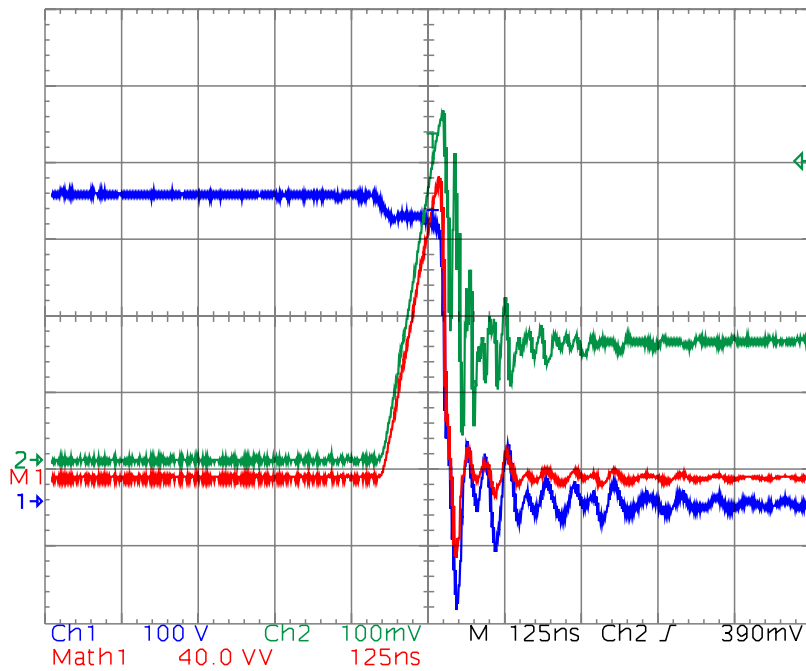


Figura 68: Misura delle perdite di *turn-on*.

Tabella 8: Risultati delle misure per le perdite in *turn-on*.

| i_d (A) | W_{on} @ 26.5 °C (μ J) | W_{on} @ 100 °C (μ J) |
|--------------|----------------------------------|---------------------------------|
| 6 | 430 | 472 |
| 8 | 520 | 577 |
| 10 | 590 | 690 |
| 12 | 680 | 790 |
| 14 | 790 | 900 |
| 16 | 890 | 1020 |

Tabella 9: Stress nelle switch per le varie configurazioni analizzare.

| Funzion. | N. fasi | hard <i>turn-on</i> | hard <i>turn-off</i> | P_{sw} (W) | P_{cond} (W) | P_{tot} (W) |
|----------|---------|---------------------|----------------------|--------------|----------------|---------------|
| CCM | 1 | 1 | 1 | 60.1 | 27.8 | 87.8 |
| CCM | 2 | 2 | 2 | 59.5 | 7 | 73.5 |
| CCM/DCM | 1 | 0 | 1 | 32.5 | 37 | 69.4 |
| CCM/DCM | 2 | 0 | 2 | 15.3 | 9.2 | 33.8 |

sima, si ha $\hat{I}_L = 17 \text{ A}$ e, riprendendo le relazioni ricavate nel capitolo 3 per le perdite di commutazione, si ricava che

$$\begin{aligned} P_{sw_on} @ 100^\circ\text{C} &= W_{on} \cdot f_{s_{min}} \simeq 53.5 \text{ W} \\ P_{sw_off} @ 100^\circ\text{C} &= W_{off} \cdot f_{s_{min}} \simeq 7.6 \text{ W}, \end{aligned} \quad (45)$$

dove per ricavare il valore esatto di W_{on} e W_{off} , è stata effettuata un'interpolazione usando una funzione di secondo grado. Noti questi valori, facendo riferimento allo studio sulle commutazioni riportato nel capitolo 3, avendo solo un *turn-off* hard, il totale delle perdite per commutazione è

$$P_{sw} = 7.6 \text{ W} \quad (46)$$

Per il calcolo delle perdite in conduzione sono stati usati i dati riportati nel datasheet del costruttore e quindi

$$\begin{aligned} P_{cond_s1} @ 150^\circ\text{C} &= R_{DS_on} \cdot I_{L_rms}^2 \cdot d \simeq 4.1 \text{ W} \\ P_{cond_s2} @ 150^\circ\text{C} &= R_{DS_on} \cdot I_{L_rms}^2 \cdot (1 - d) \simeq 5.2 \text{ W}, \end{aligned} \quad (47)$$

dove il valore I_{L_rms} è stato calcolato con la relazione

$$I_{L_rms} = \sqrt{I_L^2 + \frac{\Delta i_L^2}{12}}. \quad (48)$$

Il totale delle perdite sugli switch, dato dalla somma di perdite in conduzione e perdite per commutazione, è riportato in tabella 9 insieme ai risultati delle altre configurazioni. Come si può notare la configurazione al limite CCM/DCM a due fasi garantisce le perdite minori con una notevole differenza rispetto agli altri casi analizzati.

4.5.4 Simulazione delle perdite di commutazione

I moderni strumenti di simulazione circuitale oltre ad essere in grado di simulare il comportamento del circuito di potenza possono anche effettuare una stima delle perdite per commutazione. Questi strumenti software sono in grado di individuare le commutazioni che avvengono nel circuito e, sfruttando un modello del componente, possono indicare quant'è la potenza dissipata su ogni singolo componente, oltre che l'energia persa in ogni singola commutazione.

Si è quindi scelto di utilizzare PLECS per verificare i risultati ottenuti nella sezione precedente. Una volta disegnato il circuito sono stati inseriti i dati all'interno di quello che viene chiamato *modello termico* del componente. Il modello termico non è altro che una tabella dove vengono riportati i valori di energia dissipata nelle varie condizioni di tensione, corrente e temperatura la cui rappresentazione grafica è visibile in figura 69. Sfruttando i punti

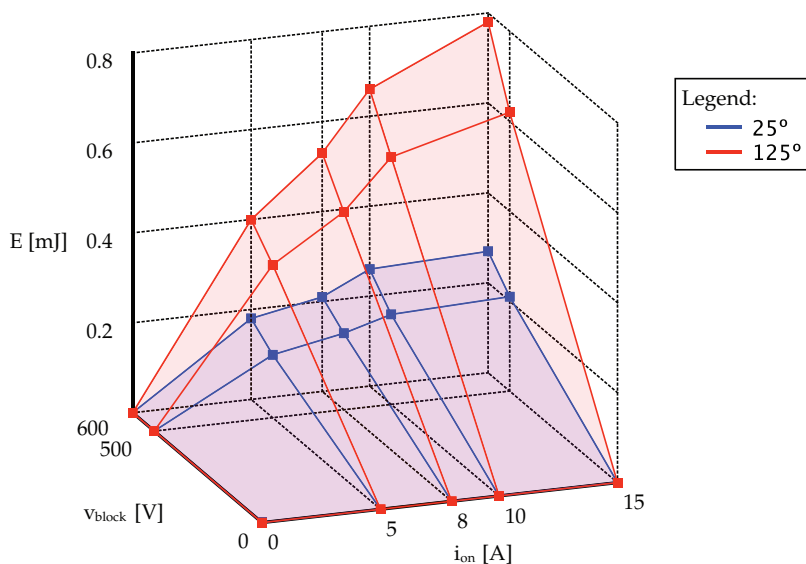


Figura 69: Rappresentazione grafica del modello termico di uno switch.

inseriti, il sistema è in grado di fare un'interpolazione in tre dimensioni così da ricavare l'energia dissipata nelle varie condizioni di funzionamento che hanno luogo nel circuito. Una volta lanciata la simulazione, il software assegna un valore di energia per ogni commutazione, come riportato in figura 70, e, mediando questi valori, si ottiene la potenza dissipata dal componente durante l'andamento temporale. Il risultato è visibile in figura 71 e, come si vede, la potenza dissipata sullo switch S1 di una singola fase è all'incirca 8 W, ovvero un valore coerente con quanto ottenuto analiticamente.

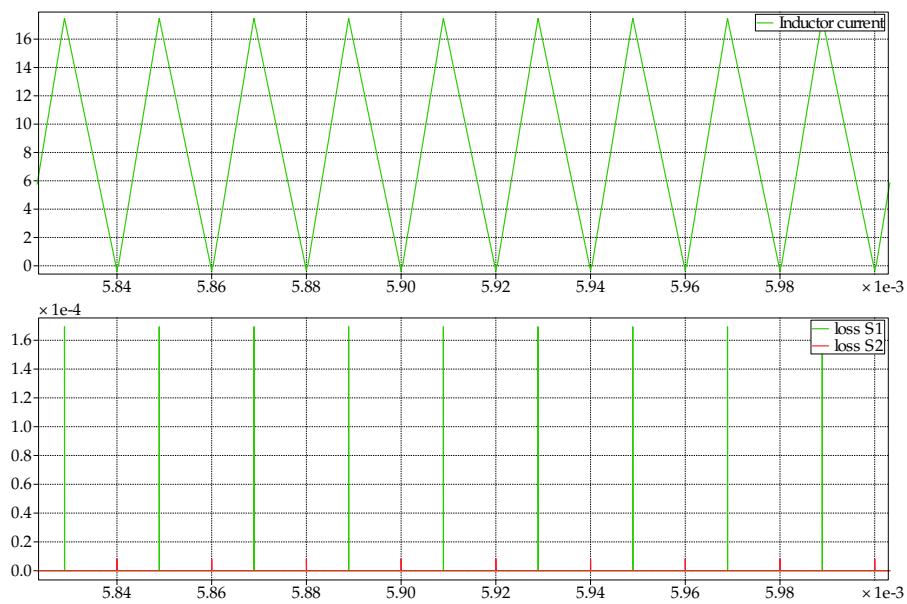


Figura 70: Valori istantanei di energia dissipata durante le commutazioni.

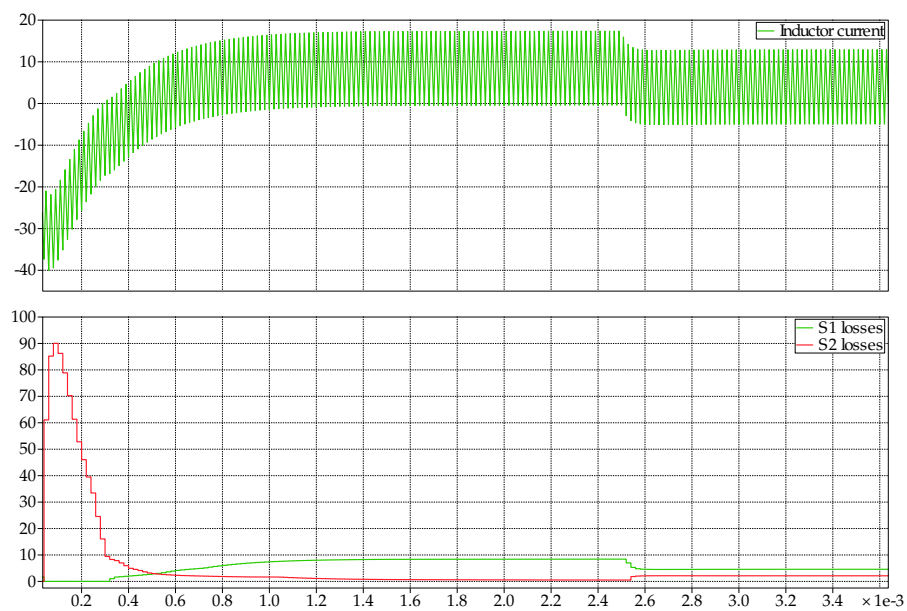


Figura 71: Valore medio della potenza dissipata dalle commutazioni.

5

RISULTATI SPERIMENTALI

5.1 DESCRIZIONE DEL PROTOTIPO E DEL BANCO DI MISURA

Nel capitolo 4 si è mostrato come la soluzione bifase al limite CCM/DCM abbia dato i risultati migliori in termini di perdite sugli interruttori. Allo stesso modo, dal punto di vista delle dimensioni dell'induttanza (vedi sezione 4.3.3) è risultata la soluzione migliore. Si è quindi scelto di realizzare un prototipo del convertitore in grado di lavorare in questa condizione, per verificare le effettive performance e valutare la presenza di eventuali fenomeni non considerati in fase di progetto.

Al fine di facilitare e velocizzare la fase di prototipazione sono state fatte alcune modifiche rispetto al progetto originale:

- realizzazione di una sola fase;
- test solo in modalità buck con trasferimento di potenza dal bus alla batteria;
- test ad anello aperto;
- $I_{O_{MAX}} \simeq 6.5 \text{ A}$ per la singola fase che corrispondono a circa 1.5 kW alla tensione nominale;

Partendo da queste ipotesi e applicando nuovamente la procedura vista nella sezione 4.3.3, dall'equazione 39 risulta

$$L \leq 144 \mu\text{H}, \quad (49)$$

dal quale deriva

$$L I^2 \simeq 24 \text{ mJ}, \quad (50)$$

che porta alla scelta del toroide in Kool-Mu 77438, già disponibile in laboratorio.

Dal lato pratico, il prototipo è stato realizzando montando 2 MOSFET *IPW65R041CFD* su un PCB già esistente (vedi figura 72) e ottimizzato per ridurre al minimo capacità ed induttanze parassite. Le resistenze dei driver sono state modificate in modo da avere un circuito il più possibile simile a quello utilizzato per effettuate le misure delle perdite di commutazione. Inoltre, sul PCB di potenza era presente un banco di condensatori per mantenere costante la tensione del bus. Per evitare il surriscaldamento dei MOSFET, è stato installato un dissipatore in alluminio di dimensioni notevoli, che garantiva un temperatura dei componenti pressoché costante. Per i segnali di comando si è utilizzata una scheda con DSP (vedi figura 73) opportunamente programmata in modo da fornire le seguenti funzionalità:

- $f_s = 50 \text{ kHz}$;
- duty-cycle regolabile tramite potenziometro;
- tempo morto regolabile tramite potenziometro;

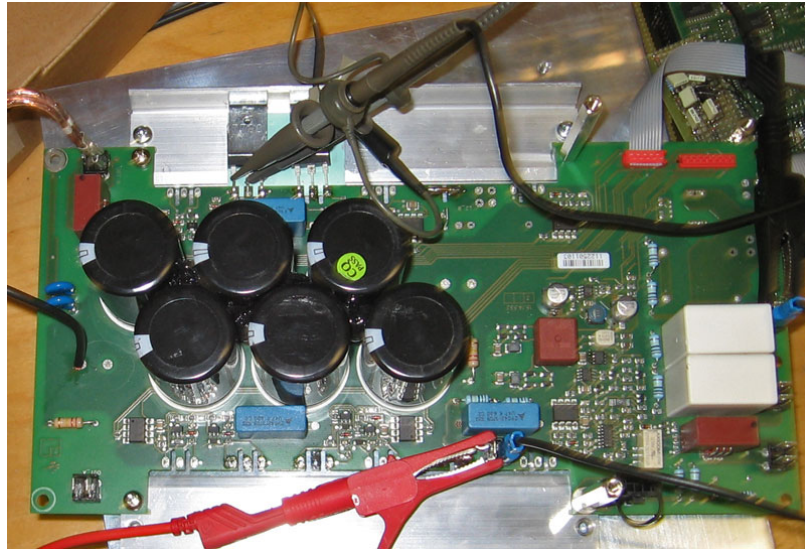


Figura 72: PCB di potenza usato per realizzare il prototipo.

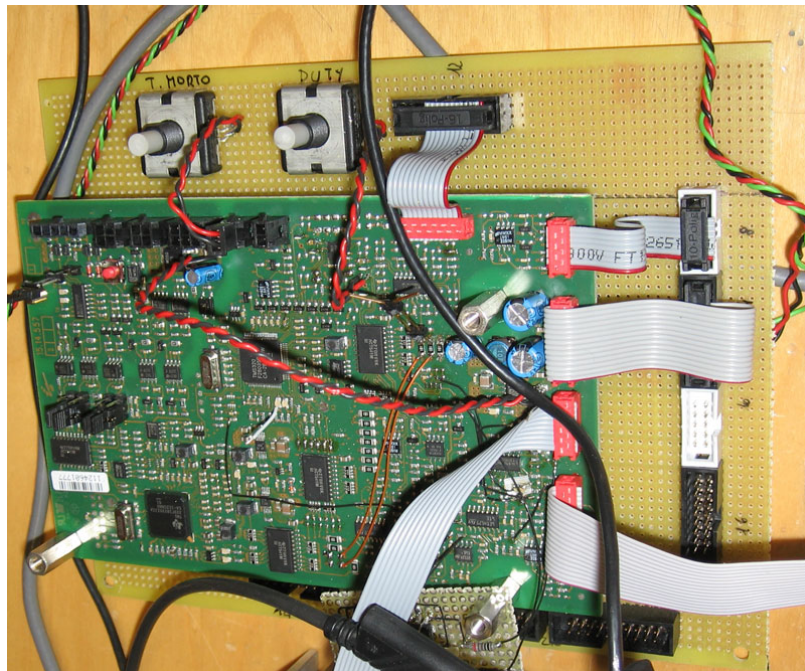


Figura 73: Scheda con DSP usata per realizzare il prototipo.

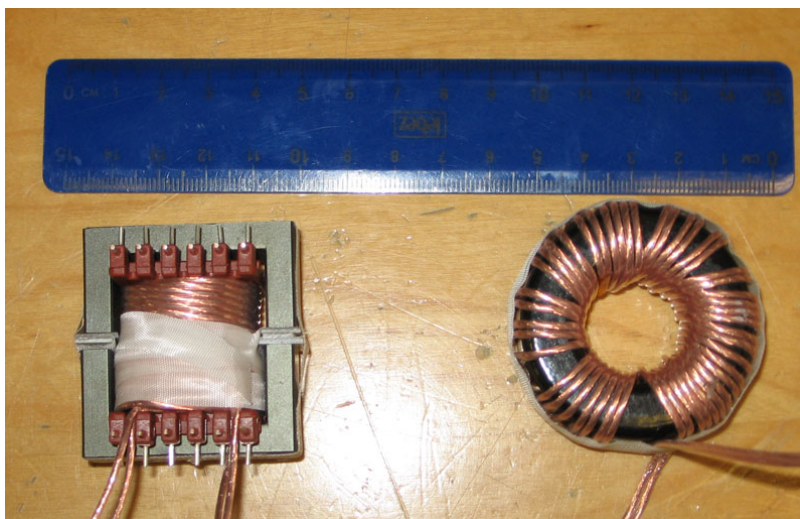


Figura 74: Induttanze avvolte su nucleo ad E in ferrite e su toroide in Kool-Mu .

- tempo morto minimo di 100 ns (per evitare il corto circuito del bus).

Per simulare il carico, si è fatto uso di tre resistenze da $100\ \Omega$ ciascuna che, collegate in parallelo, fornivano un carico da $33\ \Omega$. Date le potenze in gioco, le resistenze erano opportunamente ventilate per evitare problemi di surriscaldamento. Il bus è invece stato simulato usando un variac seguito da ponte raddrizzatore e banco di condensatori.

Per quanto riguarda l'induttanza, inizialmente si è usata un induttanza realizzata con un toroide in Kool-Mu 77438 (a destra in figura 74) sul quale sono state avvolte 23 spire con due fili litz $100 \times 0.1\ \text{mm}$ in parallelo, il cui valore misurato era di $150\ \mu\text{H}$.

Per le misure sono stati utilizzati due multimetri per misurare tensione di ingresso ed uscita del convertitore, oscilloscopio con due sonde di tensione collegate a *gate* e *drain* del MOSFET S2 e una sonda di corrente per misurare la corrente sull' induttanza; inoltre, è stato di fondamentale importanza per misurare il rendimento il wattmetro digitale Yokogawa WT500 visibile in figura 75.

5.2 MISURE E PROVE EFFETTUATE

All'inizio dei test il convertitore è stato alimentato con una tensione molto bassa e lentamente si è saliti a valori di circa $70\ \text{V}$, con lo scopo di verificare che tutto funzionasse come previsto e che non ci fossero condizioni critiche tali da danneggiare il prototipo. Purtroppo, si riscontra fin da subito un problema nel *turn-on* dello switch S1; come si vede dalla figura 76, la commutazione oscilla molto e il MOSFET si accende e spegne ripetutamente a frequenze molto elevate, anziché passare velocemente da spento ad acceso.

5.2.1 Riduzione della resistenza del driver

Per cercare di ovviare a questo problema si è sostituita la R_{g_off} passando da $6.8\ \Omega$ a $2.2\ \Omega$. Tuttavia, in queste condizioni, la commutazione da luogo ad un picco di tensione molto elevato (vedi figura 77) sul source dello



Figura 75: Wattmetro digitale WT500.

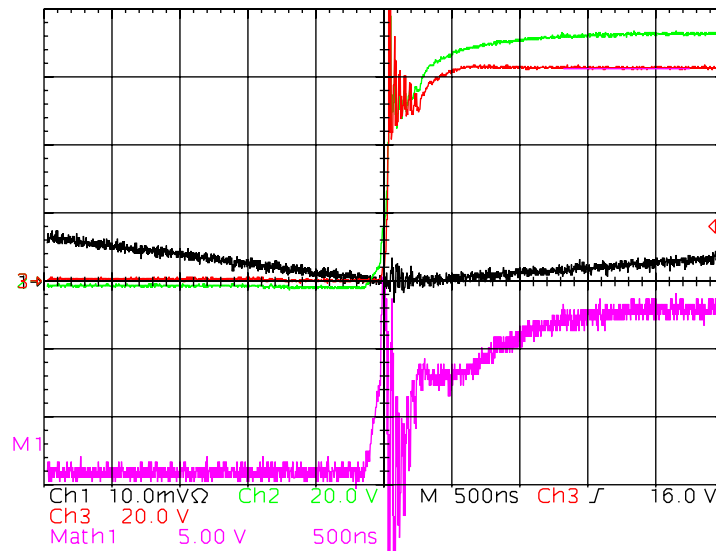


Figura 76: Accensione di S1 molto sporca.

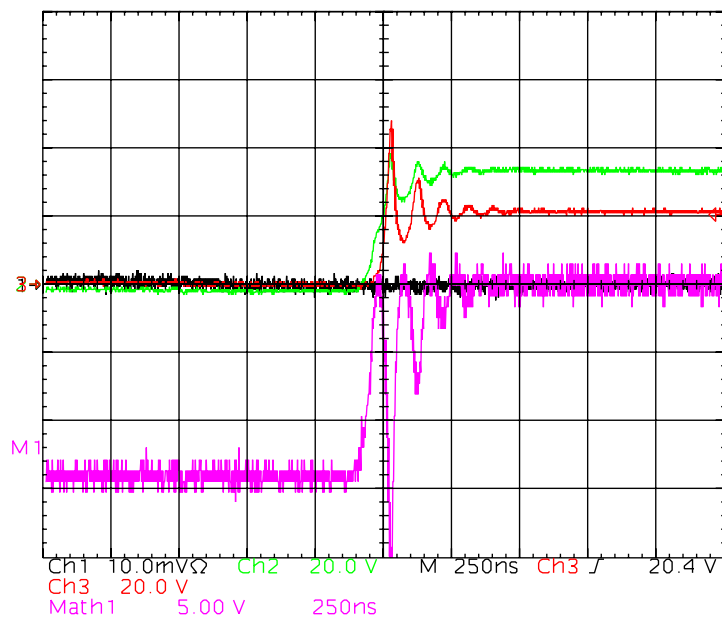


Figura 77: Accensione di S1 con picco di tensione molto elevato sul source.

switch S1. Alla tensione nominale questo picco raggiungerebbe livelli tali da rompere il dispositivo per sovratensione. Inoltre, c'è il rischio che S2 si accenda a causa della corrente che scorre sulla capacità parassita C_{gd} e questo causerebbe un corto circuito del bus.

5.2.2 Aumento della resistenza del driver

A fronte del risultato negativo ottenuto diminuendo la R_{g_off} si decide di aumentarla fino al valore di $100\ \Omega$ e questo porta finalmente ad una commutazione più pulita e comunque abbastanza veloce. Il risultato ottenuto è visibile in figura 78. Si procede quindi aumentando la tensione del bus fino al valore di $260\ \text{V}$ (vedi figura 79); in queste condizioni vengono raccolti i seguenti dati:

- $V_{in} = 260\ \text{V}$, $V_{out} = 150\ \text{V}$, $d = 0.575$;
- $P_{in} = 702\ \text{W}$, $P_{out} = 679\ \text{W}$, $\eta = 96.8\%$;
- $\hat{I}_L \simeq 9\ \text{A}$.

Un'ulteriore cosa interessante che si nota dalla figura 79, è la pendenza della corrente sull'induttanza. Teoricamente, la corrente dovrebbe salire linearmente; invece, si nota un andamento leggermente parabolico che è tanto più accentuato quanto più alta è la corrente. Questo effetto dipende dal materiale di cui è costituito il nucleo, nel nostro caso si tratta di Kool-Mu, ma questo tipo di andamento è tipico di tutti i nuclei a traferro distribuito. In questi materiali, proprio a causa della loro struttura, la saturazione del flusso avviene gradualmente; iniziano a saturare prima le regioni con poco traferro e quando una regione di traferro satura c'è una perdita di induttanza. In questo modo, all'aumentare del flusso l'induttanza L tende a diminuire. Al contrario, le induttanze avvolte su nuclei in ferrite tendono ad avere un comportamento molto più costante al variare della corrente; come contro, però, saturano molto bruscamente ed è quindi necessario mantenere un adeguato margine dalla saturazione. Per capire meglio le differenze tra

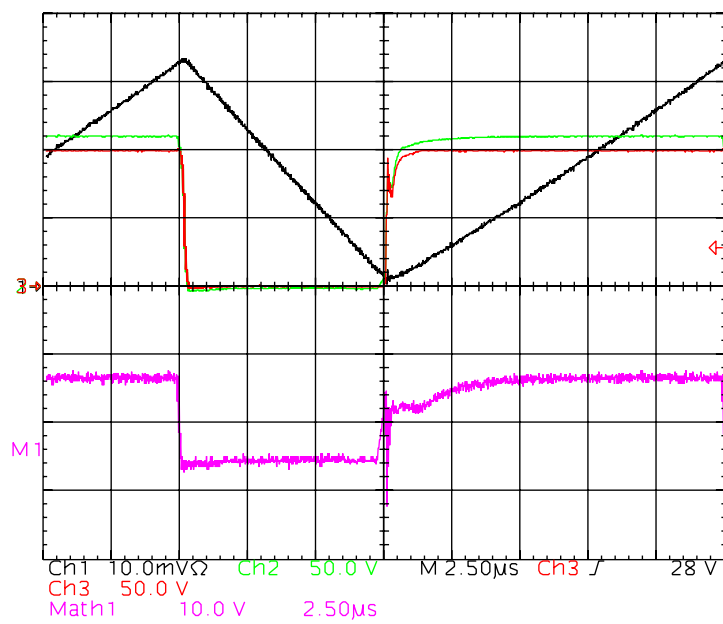


Figura 78: Accensione di S1 con R_{g_off} elevata.

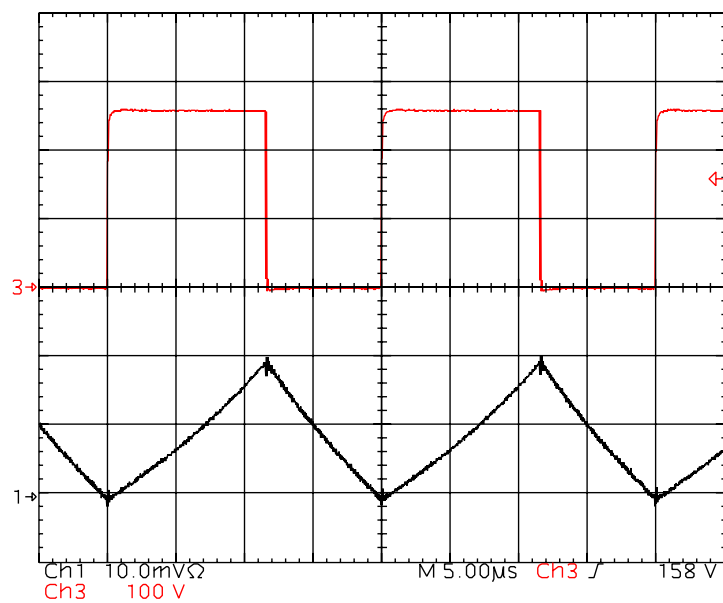


Figura 79: Andamento della corrente con $V_{in} = 260$ V.

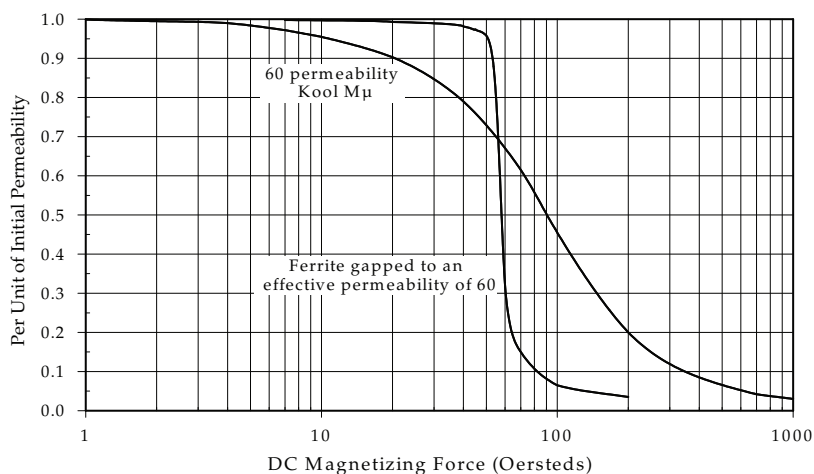


Figura 80: Variazione della permeabilità in funzione della corrente per ferrite e polvere di ferro [23].

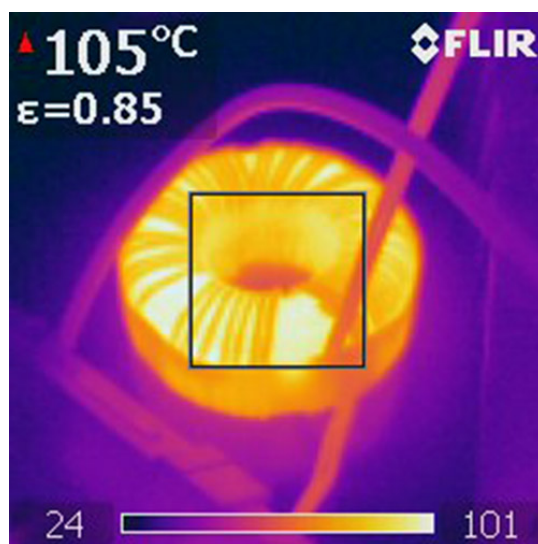


Figura 81: Immagine dell'induttanza vista con la termocamera.

questi due materiali è utile analizzare il grafico di figura 80 dove è riportato l'andamento della permeabilità magnetica all'aumentare del campo H . Come si può vedere, nella ferrite la permeabilità è pressoché costante fino al raggiungimento della corrente critica, dove c'è un brusco calo, mentre nella polvere di ferro la permeabilità inizia a calare molto presto. Accettando questo effetto, si può usare con correnti più elevate della ferrite.

5.2.3 Surriscaldamento induttanza Kool-Mu

Durante il test alla tensione di 260 V è emersa una ulteriore criticità legata al surriscaldamento dell'induttanza. In particolare, a circa metà della potenza massima, la temperatura raggiunta era di circa 100 °C. La situazione riscontrata è visibile in figura 81 dove è riportata l'immagine ottenuta con la termocamera. Il motivo del surriscaldamento è dovuto alle perdite per iste-

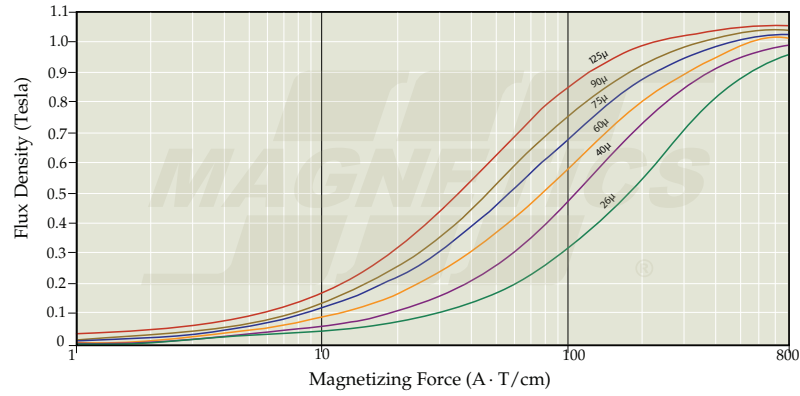


Figura 82: Curva di magnetizzazione per il Kool-Mu [21].

resi che rappresentano un punto critico dei nuclei in polvere di ferro. Per quantificare la potenza dissipata si è usata la relazione

$$P_L = a \cdot B_{pk}^b \cdot f_s^c, \quad (51)$$

indicata nel datasheet del produttore del nucleo, dove P_L è la densità di potenza dissipata nel nucleo e

$$B_{pk} = \frac{1}{2} \Delta B, \quad (52)$$

con il termine ΔB che indica la variazione di flusso tra $I_{L \min}$ e $I_{L \max}$. Il valore ΔB si ricava dalla curva di magnetizzazione riportata in figura 82 dove

$$\begin{aligned} H_{MAX} &= \frac{N}{l_e} \cdot I_{L \max}, \\ H_{min} &= \frac{N}{l_e} \cdot I_{L \min}. \end{aligned} \quad (53)$$

Si ottiene quindi

$$B_{pk} = 0.15 \text{ T}, \quad (54)$$

da cui segue

$$P_L = 91.58 \cdot 0.15^{2.2} \cdot 50^{1.63} = 829 \text{ mW/cm}^3, \quad (55)$$

e, moltiplicando per le dimensioni fisiche, si ottiene

$$P_{fe} = P_L \cdot l_e \cdot A_e = 17.6 \text{ W}, \quad (56)$$

ovvero un valore molto elevato per la dimensione del nucleo. Infatti, usando la relazione fornita dal produttore del nucleo per la stima dell'aumento della temperatura si ottiene

$$\Delta T = \left(\frac{P_{fe}(\text{mW})}{\text{Surface Area}(\text{cm}^2)} \right)^{0.833} = 75 \text{ }^\circ\text{C} \quad (57)$$

un valore coerente con quanto misurato dalla termocamera.

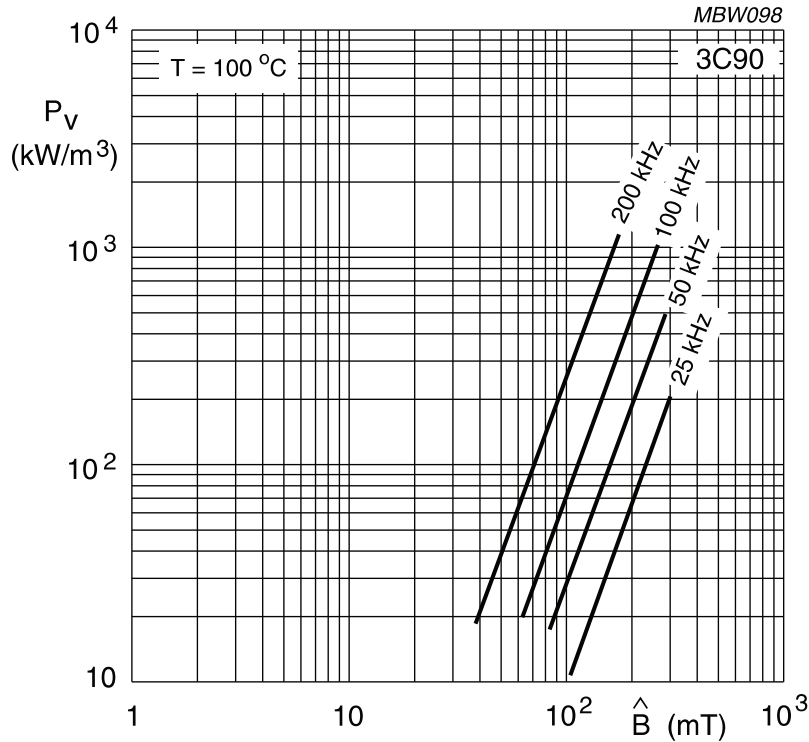


Figura 83: Perdite per isteresi nel nucleo in ferrite 3C90.

5.2.4 Sostituzione con induttanza in ferrite

Per ovviare al problema delle perdite nel nucleo si sceglie di usare un nucleo in ferrite e si opta per un nucleo ad E 4221 15 con ferrite 3C90, già disponibile in laboratorio, sul quale vengono avvolte 33 spire con due fili litz da 100×0.1 mm. Viene poi realizzato il traferro fino ad ottenere un valore di circa $150 \mu\text{H}$.

Una prima stima delle perdite nel nucleo si può ottenere usando i grafici forniti dal costruttore riportati in figura 83, dove il valore di B_{pk} si ricava dalla relazione

$$B_{pk} = \frac{\Delta B}{2} = \frac{L \hat{I}_L}{2NS} = 0.166 \text{ T}, \quad (58)$$

ottenendo che

$$P_L \simeq 120 \text{ kW/m}^3, \quad (59)$$

ed essendo

$$V_e \simeq 17300 \text{ mm}^3, \quad (60)$$

le perdite nel nucleo risultano essere

$$P_{fe} = P_L \cdot V_e \simeq 2 \text{ W}. \quad (61)$$

Come si nota, usando la ferrite, le perdite per isteresi sono molto ridotte e quindi le perdite nel rame ora non sono più trascurabili. Quest'ultime, in prima approssimazione, si possono calcolare dalla relazione

$$P_{cu} = \frac{\rho l}{s} \cdot I_{L_rms}^2 = 1.4 \text{ W} \quad (62)$$

dove l è la lunghezza dell'avvolgimento, s la sezione del conduttore e ρ la resistività del rame. Avendo stimato una considerevole riduzione delle

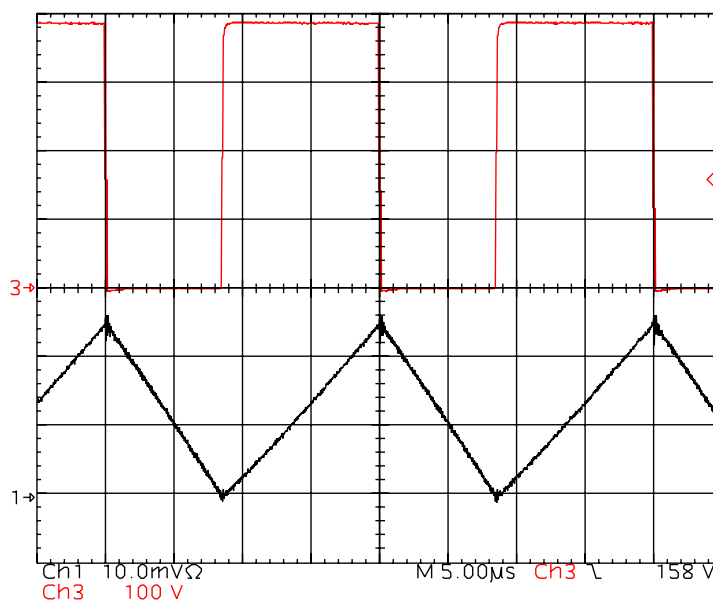


Figura 84: Andamento della corrente nell'induttanza con nucleo in ferrite.

perdite totali sull'induttanza realizzata con nucleo in ferrite si può quindi alimentare il prototipo con la tensione massima consentita dall'alimentatore, cioè 390 V. In queste condizioni vengono raccolti i seguenti dati:

- $V_{in} = 390 \text{ V}$, $V_{out} = 223 \text{ V}$, $d = 0.575$;
- $P_{in} = 1514 \text{ W}$, $P_{out} = 1484 \text{ W}$, $\eta = 98\%$;
- $\hat{I}_L \simeq 12.5 \text{ A}$.
- $T_{dead} \simeq 1.16 \mu\text{s} \simeq 5.8\%$

La figura 84 mostra l'andamento della corrente con in nucleo in ferrite; come si nota, è perfettamente lineare, al contrario di quanto accadeva in figura 79. Per quanto riguarda le temperature, in figura 85 è visibile la temperatura dell'induttanza mentre in figura 86 è riportata la temperatura dello switch S1.

5.2.5 Considerazioni sulle perdite

La misura della temperatura su S1 porta a formulare alcune considerazioni sulla quantità di perdite associate a questo switch. Facendo una stima con i metodi visti nel capitolo 3 si dovrebbero avere circa 10 W di perdite totali sugli switch, mentre dalle misura risulta

$$P_{tot} = P_{in} - P_{out} = 30 \text{ W}. \quad (63)$$

Anche considerando che un po' di potenza è dissipata sull'induttanza, la differenza tra stima e risultato reale è troppo grande ed è quindi evidente che il circuito non sta funzionando come previsto. Per escludere totalmente l'influenza dell'induttanza nelle perdite si decide di fare un prova con una induttanza dello stesso valore, ma avvolta su un nucleo E 65 31 26 in ferrite, con filo litz da 6 mm^2 . Utilizzando questa induttanza sovradimensionata le perdite nel ferro e nel rame sono minime e quindi trascurabili rispetto alle

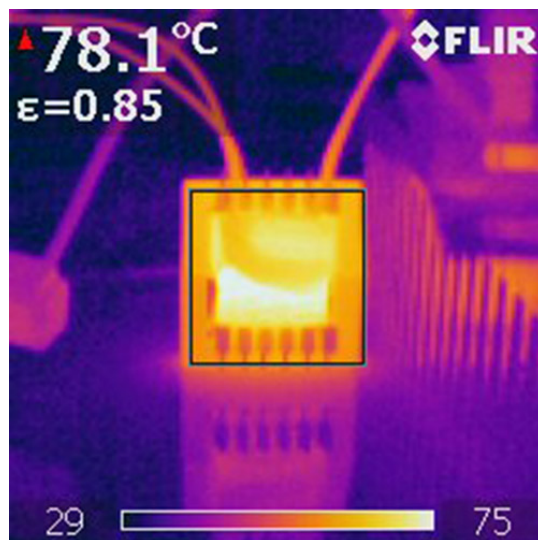


Figura 85: Temperatura dell'induttanza con nucleo in ferrite.

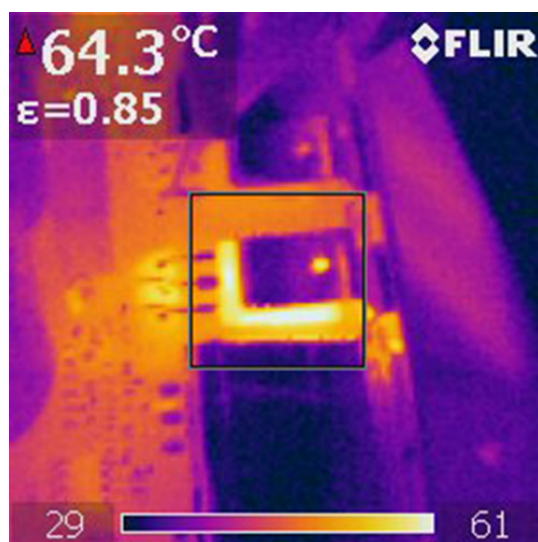


Figura 86: Temperatura dello switch S1.

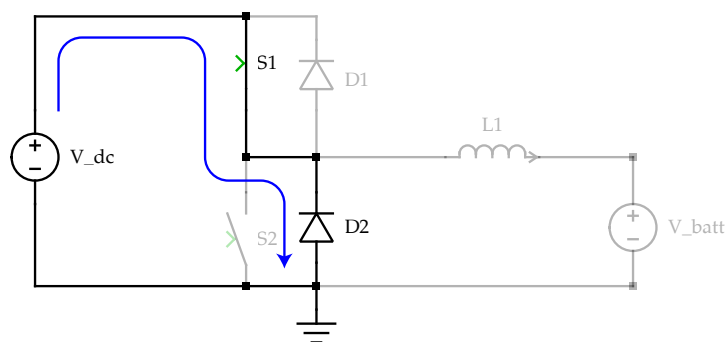


Figura 87: Reverse recovery di D2 attraverso S1.

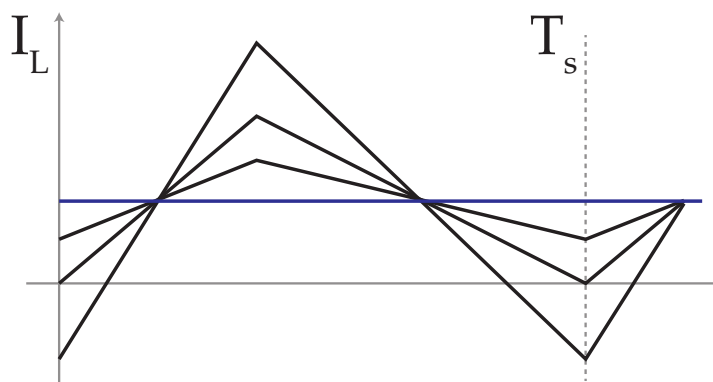


Figura 88: Variazione del ripple al variare di L con I_L costante.

perdite sugli switch. Nella successiva misura non si riscontrano sostanziali cambiamenti e questo conferma che ci sono circa 30 W di perdite sugli switch.

Dopo un'attenta analisi emerge che se $I_{L\min}$ è maggiore di zero, durante l'accensione dello switch S1 si verifica il *reverse recovery* del diodo D2 e questo potrebbe dar luogo a una dissipazione di potenza non considerata nello studio teorico. Il fenomeno è rappresentato in figura 87. Ci sono tre elementi che contribuiscono a far pensare che questo fenomeno sia alla base delle perdite inaspettatamente elevate:

- il *reverse recovery* introduce un elemento di perdita non considerato;
- la corrente di recovery del diodo D2 viene fornita da S1 che si accende in maniera relativamente lenta e quindi dissipa molta potenza perché non è completamente acceso;
- il diodo D2 è il diodo parassita del MOSFET quindi presenta una Q_{rr} elevata.

Per verificare che il problema sia effettivamente questo, è sufficiente usare un induttanza leggermente più piccola, così da avere un ripple più grande (vedi figura 88) mantenendo comunque costante il valore di I_L che, avendo un carico resistivo, è dettato dalla tensione d'uscita e dal valore della resistenza di carico.

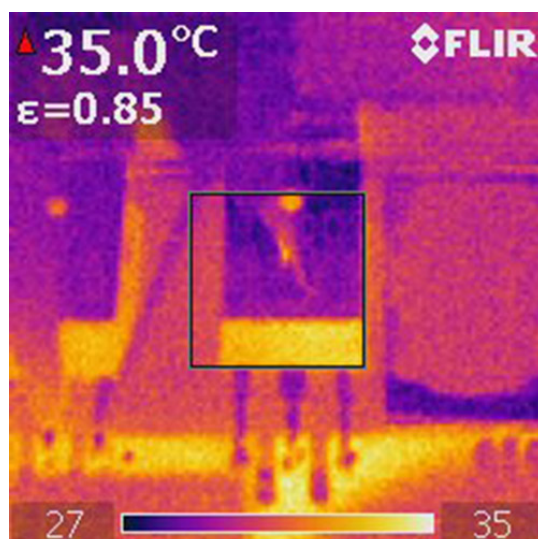


Figura 89: Temperatura dello switch $S1$ con I_{Lmin} inferiore a zero.

5.2.6 Test con I_{Lmin} leggermente inferiore a zero

La configurazione appena descritta viene realizzata togliendo del traferro all'induttanza su nucleo $E/65/31/26$, fino ad ottenere il valore di $L = 115 \mu\text{H}$. In queste condizioni viene effettuata la misura che riporta i seguenti risultati:

- $V_{in} = 390 \text{ V}$, $V_{out} = 223 \text{ V}$, $d = 0.575$;
- $P_{in} = 1472 \text{ W}$, $P_{out} = 1458 \text{ W}$, $P_{tot} = 14 \text{ W}$, $\eta = 99\%$;
- $I_{Lmin} \simeq -2 \text{ A}$.

Il periodo visto all'oscilloscopio è riportato in figura 90, dove si nota che la corrente minima è leggermente inferiore allo zero. Dai dati raccolti si vede che le perdite misurate sono sostanzialmente dimezzate, questo dimostra che il problema era effettivamente nel *reverse recovery* di $D2$, che in queste condizioni si spegne da solo quando la corrente si annulla. Andando ora a misurare la temperatura sulla switch $S1$ si vede che lavora ad una temperatura di circa 35°C cioè circa 30°C in meno della situazione precedente, il risultato è visibile in figura 89.

Ritornando ad utilizzare l'induttanza avvolta su nucleo $E 42 21 15$, anche in questo caso, diminuendo il traferro si riesce ad ottenere un valore di circa $120 \mu\text{H}$ e, ripetendo la misura, si ottiene:

- $V_{in} = 390 \text{ V}$, $V_{out} = 224 \text{ V}$, $d = 0.575$;
- $P_{in} = 1507 \text{ W}$, $P_{out} = 1490 \text{ W}$, $P_{tot} = 17 \text{ W}$, $\eta = 98.8\%$;
- $I_{Lmin} \simeq -2 \text{ A}$.

Le perdite con questa induttanza sono leggermente superiori; ci sono circa 3 W che andranno a dissiparsi sull'induttanza per perdite nel ferro e nel rame, un valore del tutto accettabile viste le potenze in gioco.

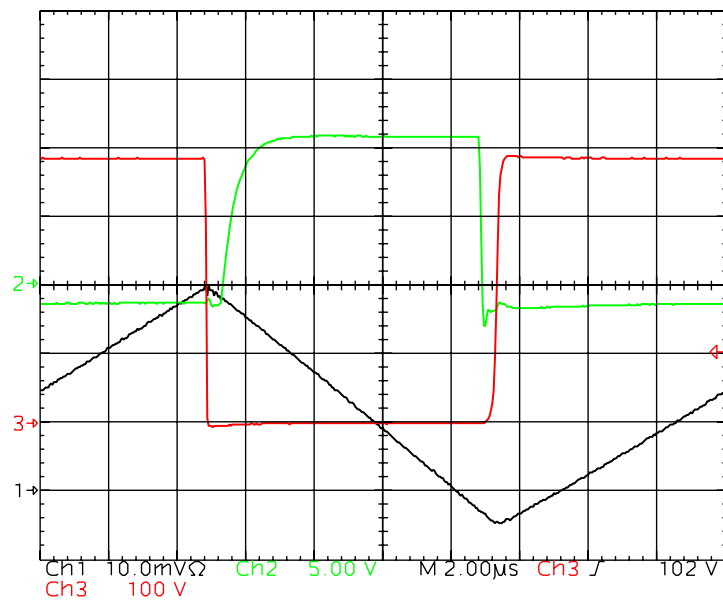


Figura 90: Commutazioni con $I_{L\min} < 0$.

CONCLUSIONI

Lo studio svolto in questo documento ha consentito di porre le basi per l'integrazione di un accumulo energetico all'interno degli impianti fotovoltaici domestici. Dopo aver analizzato le diverse soluzioni utilizzabili come elemento di accumulo, si è visto quali sono le topologie di convertitore più adatte. Infine, con i vari test effettuati, si è riusciti ad avere un primo riscontro pratico sul funzionamento del convertitore. La serie di prove effettuate ha consentito di scoprire e risolvere problemi che non erano stati considerati nello studio teorico, riuscendo così ad ottenere un'efficienza molto elevata. Inoltre, le soluzioni adottate per risolvere i problemi riscontrati sono state molto semplici e non hanno comportato l'introduzione di componenti aggiuntivi, evitando così di complicare il circuito e il suo funzionamento. Si è anche dimostrato come l'uso dei MOSFET risulti adeguato per la realizzazione del convertitore, un risultato per nulla scontato, visto che spesso quando si usano dei MOSFET come switch è necessario l'uso di snubber per ridurre le oscillazioni generate dalle commutazioni e, in tale situazione, potrebbe risultare più conveniente usare un IGBT, piuttosto che complicare eccessivamente il circuito. Nonostante i buoni risultati ottenuti, resta però da valutare il comportamento del convertitore in modalità *boost*, cioè alimentandolo dal lato batteria e considerando come uscita il lato bus. Dopodiché, per avere il riscontro delle performance del convertitore completo è necessario valutare l'efficienza con entrambe le fasi e in vari punti di lavoro. Per farlo è necessario dedicare del tempo alla realizzazione del controllo del sistema, andando a creare l'algoritmo per il funzionamento a frequenza variabile e il controllo di corrente su entrambe le fasi.

ACRONIMI

| | |
|--------------|---------------------------------|
| FIT | Feed-In Tariff |
| FLA | Flooded Lead-Acid |
| VRLA | Valve-Regulated Lead-Acid |
| NI-CD | Nickel-Cadmium |
| SOC | State Of Charge |
| DOD | Depth Of Discharge |
| SLI | Starting, Lighting and Ignition |
| MPPT | Maximum Power Point Tracking |
| PV | PhotoVoltaic |
| PCB | Printed Circuit Board |
| DAB | Dual Active Bridge |
| CCM | Continuous Conduction Mode |
| DCM | Discontinuous Conduction Mode |
| ZVS | Zero Voltage Switching |
| ZCS | Zero Current Switching |
| DSM | Demand-Side Managment |
| ADSM | Active Demand-Side Managment |
| NSC | Natural Self-Consumption |
| PSOC | Partial State of Charge |

BIBLIOGRAFIA

- [1] Jan Appen, Armin U Schmiegel e Martin Braun. "Impact of PV storage systems on low voltage grids - a study on the influence of PV storage systems on the voltage symmetry of the grid". In: *Proceedings of the 27th Photovoltaic and Solar energy conference*. 2012. DOI: [10.4229/27thEUPVSEC2012-5C0.8.4](https://doi.org/10.4229/27thEUPVSEC2012-5C0.8.4) (cit. a p. 44).
- [2] P. Atkins e J. de Paula. *Atkins' Physical Chemistry*. OUP Oxford, 2009. ISBN: 9780199543373. URL: http://books.google.it/books?id=nQx%5C_LgEACAAJ (cit. a p. 19).
- [3] H. Bai e C. Mi. *Transients of Modern Power Electronics*. Wiley, 2011. ISBN: 9781119972761. URL: <http://books.google.it/books?id=teK2ANgzQ04C> (cit. a p. 37).
- [4] W. F. Bentley. "Cell balancing considerations for lithium-ion battery systems". In: *Proc. Twelfth Annual Battery Conf. Applications and Advances*. 1997, pp. 223–226. DOI: [10.1109/BCAA.1997.574107](https://doi.org/10.1109/BCAA.1997.574107). URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=574107> (cit. a p. 41).
- [5] Carl Blake, Chris Bull e International Rectifier. *IGBT or MOSFET : Choose Wisely*. 2000 (cit. a p. 67).
- [6] DJL Brett et al. "Concept and system design for a ZEBRA battery–intermediate temperature solid oxide fuel cell hybrid vehicle". In: *Journal of power sources* 157.2 (2006), pp. 782–798. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775306000516> (cit. a p. 34).
- [7] Y. Brunet. *Energy Storage*. ISTE. Wiley, 2013. ISBN: 9781118622544. URL: <http://books.google.it/books?id=FoYvNfZWD1wC> (cit. a p. 36).
- [8] *Developing Affordable Mixed-Signal Power Systems for Battery Charger Applications*. Microchip (cit. a p. 40).
- [9] Renesas Electronics. *IGBT vs . MOSFET : Which Device to Select ?* 2012 (cit. a p. 67).
- [10] *End-use metering campaign in 400 households of the European Community*. 2002. URL: http://www.eerg.it/index.php?p=Progetti_-_MICENE (cit. a p. 3).
- [11] Andrea Danese Franco Di Andrea. *Misure dei consumi di energia elettrica nel settore domestico. Risultati delle campagne di rilevamento dei consumi elettrici presso 110 abitazioni in Italia*. 2004 (cit. a p. 3).
- [12] GSE. *Rapporto statistico 2012*. 2011 (cit. a p. 2).
- [13] A.P. Haytema. *The solution to managing unpredictable renewable energy sources*. A cura di Nedap. 2009 (cit. a p. 17).
- [14] Qin Hengsi. "Dual Active Bridge converters in solid state transformers". Tesi di dott. Missouri University of Science e Technology, 2012 (cit. a p. 47).

- [15] C.A. Hill et al. "Battery Energy Storage for Enabling Integration of Distributed Solar Power Generation". In: *Smart Grid, IEEE Transactions on* 3.2 (2012), pp. 850–857. ISSN: 1949-3053. DOI: [10.1109/TSG.2012.2190113](https://doi.org/10.1109/TSG.2012.2190113) (cit. a p. 8).
- [16] W. G. Hurley e W. H. Wölfle. *Transformers and inductors for power electronics*. Wiley, 2013. ISBN: 9781119950578.
- [17] Infineon. *CoolMOS™ CFD2 650V - IPW65R041CFD*. 2011 (cit. a p. 67).
- [18] J.A. Jardini et al. "Daily load profiles for residential, commercial and industrial low voltage consumers". In: *Power Delivery, IEEE Transactions on* 15.1 (Jan), pp. 375–380. ISSN: 0885-8977. DOI: [10.1109/61.847276](https://doi.org/10.1109/61.847276) (cit. a p. 3).
- [19] E. Matallanas M. Castillo-Cagigal E. Caamano-Martin. "PV self-consumption optimization with storage and Active DSM for the residential sector". In: *Solar Energy* 85.9 (2011), pp. 2338–2348. ISSN: 0038-092X. DOI: [10.1016/j.solener.2011.06.028](https://doi.org/10.1016/j.solener.2011.06.028). URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0038092X11002404> (cit. alle pp. 6–8, 11, 12).
- [20] Magnetic Inc. *Ferrite core catalog*. 2013 (cit. a p. 60).
- [21] Magnetic Inc. *Powder core catalog*. 2012 (cit. alle pp. 61, 82).
- [22] Magnetics Inc. *Comparison of Ferrites with Other Magnetic Materials*. 2000.
- [23] Magnetics Inc. *Inductor Cores – Material and Shape Choices*. 2007 (cit. a p. 81).
- [24] Magnetics Inc. *Magnetic Cores For Switching Power Supplies*. 2001.
- [25] Midac. *OPzS Datasheet*. 2011 (cit. a p. 27).
- [26] Stephen W Moore e Peter J Schneider. "A review of cell equalization methods for lithium ion and lithium polymer battery systems". In: *SAE Publication* (2001), pp. 01–0959 (cit. a p. 41).
- [27] Grietus Mulder, Fjo De Ridder e Daan Six. "Electricity storage for grid-connected household dwellings with PV panels". In: *Solar Energy* 84.7 (2010), pp. 1284–1293. ISSN: 0038-092X. DOI: [10.1016/j.solener.2010.04.005](https://doi.org/10.1016/j.solener.2010.04.005). URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0038092X10001519> (cit. alle pp. 12, 13).
- [28] NEDAP. *Power Router-Installation manual*. 2012 (cit. a p. 16).
- [29] C.D. Rahn e C.Y. Wang. *Battery Systems Engineering*. Wiley, 2012. ISBN: 9781118517062. URL: <http://books.google.it/books?id=acLS2BrfMVgC> (cit. a p. 37).
- [30] T. Reddy e D. Linden. *Linden's Handbook of Batteries, 4/e (SET 2)*. McGraw-Hill Education, 2010. ISBN: 9780071624190 (cit. alle pp. 21–24, 26, 29, 37, 38, 40).
- [31] RudolfSimon. *Molten Salt Secondary Battery*. 2012. URL: [https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Molten_Salt_Battery_\(Zebra\).JPG](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Molten_Salt_Battery_(Zebra).JPG) (cit. a p. 34).
- [32] Carl Johan Rydh e Björn A. Sandén. "Energy analysis of batteries in photovoltaic systems. Part I: Performance and energy requirements". In: *Energy Conversion and Management* 46.11–12 (2005), pp. 1957–1979. ISSN: 0196-8904. DOI: [10.1016/j.enconman.2004.10.003](https://doi.org/10.1016/j.enconman.2004.10.003). URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0196890404002407> (cit. a p. 29).

- [33] S. Filippeschi S. Barsali P. Di Marco. *Dimostratore di casa attiva*. 2011 (cit. a p. 4).
- [34] M. Fatigati S. Sibilio A. D'Agostino e M. Citterio. *Valutazione dei consumi nell'edilizia esistente e benchmark mediante codici semplificati: analisi di edifici residenziali*. 2009 (cit. a p. 3).
- [35] SAFT. *Synerion 48E - Datasheet* (cit. alle pp. 17, 18).
- [36] SAFT. *VL 45 E cell datasheet*. 2005 (cit. a p. 33).
- [37] SBS. *Stationary product catalog*. 2013 (cit. alle pp. 30, 31).
- [38] AU Schmiegel et al. "The Sol-ion system: a stationary PV battery system". In: *conference proceedings of the 5th International Renewable Energy Storage Conference (IRES 2010)* (cit. a p. 18).
- [39] SMA. *Decentralized battery storage ad a solution*. 2012. URL: <http://en.sma-sunny.com/2012/06/23/decentralized-battery-storage-as-a-solution/> (cit. a p. 9).
- [40] SMA. *Ottimizzazione dell'autoconsumo* (cit. alle pp. 7, 11, 12).
- [41] SMA. *SUNNY BACKUP-SET S*. URL: http://files.sma.de/dl/7919/SBU2200_Eigv-TB-en-12.pdf (cit. a p. 15).
- [42] Texas Instruments. *Magnetic Core Characteristics*. 2001.
- [43] Battery University. *Charging Lithium-ion*. URL: http://batteryuniversity.com/learn/article/charging_lithium_ion_batteries (cit. alle pp. 36, 40).
- [44] Voltwerk. *Voltwerk VS 5 Hybrid - Datasheet* (cit. alle pp. 17, 18).
- [45] SMA Website. *Newsroom*. URL: <http://www.sma.de/en/newsroom/overview.html> (cit. a p. 16).
- [46] Ahmed Faheem Zobaa. *Energy storage – technologies and applications*. A cura di intechopen.com. 2013 (cit. a p. 32).