

Scuola di Dottorato in Ingegneria "Leonardo Da Vinci"
Programma di Veicoli Terrestri e Sistemi di Trasporto

XXV Ciclo

2010-2012

Settore scientifico-disciplinare ING-INF/01

Tesi di dottorato

SISTEMI DI GESTIONE DI BATTERIE AL LITIO PER LA TRAZIONE ELETTRICA

Candidato:
Gabriele Fantechi

Tutori:
Prof. Roberto Roncella
Prof. Roberto Saletti

UNIVERSITÀ DI PISA
FACOLTÀ DI INGEGNERIA

Tesi redatta nel Gennaio 2013

*A Letizia
e al nostro futuro*

Indice

1	Trazione elettrica e accumulo di energia	1
1.1	Accumulatori per veicoli elettrici	2
1.2	Caratteristiche di una batteria	4
1.3	Verso l'utilizzo di batterie al litio	6
2	Stato di carica delle celle al litio	9
2.1	Modello elettrico di cella	12
2.2	Circuito elettrico equivalente	12
2.3	Setup sperimentale	14
2.4	Procedura per l'estrazione dei parametri	17
2.5	Validazione del modello	20
2.6	Stimatore di SoC <i>mix-algorithm</i>	23
3	Equalizzazione della carica	37
3.1	Il problema dello sbilanciamento	37
3.2	Equalizzazione della carica	39
3.3	Equalizzatore attivo ad alta efficienza	42
3.4	Modellazione dell'equalizzatore	45
3.5	Misura dell'efficienza di equalizzazione	51
4	Progetto di BMS per veicolo ibrido	59
4.1	BMS ad architettura gerarchica	59
4.2	Scenario	59
4.3	Progetto della batteria	60
4.4	Cell Monitoring Unit	62
4.5	Module Bypass Switch	69
4.6	Module Management Unit	77
4.7	Pack Management Unit	86
4.8	Prototipo di modulo	89
5	Conclusioni	99
	Bibliografia	103
	Pubblicazioni su riviste internazionali	111
	Pubblicazioni in conferenze internazionali	113

1

Trazione elettrica e accumulo di energia

Il termine *auto elettrica* è spesso associato ad una tecnologia innovativa e futuristica, spesso dimenticando che la storia delle automobili elettriche inizia molto addietro nel tempo. Le prime auto elettriche destinate all'utilizzo di massa furono infatti prodotte e commercializzate già nell'ultima decade del XIX secolo. La prima commercializzazione di automobili elettriche risale al 1897, quando la città di New York fu dotata per la prima volta di una flotta di taxi elettrici. Nei primi anni del secolo successivo diversi costruttori scelsero di produrre questo tipo di veicoli negli Stati Uniti.

Nonostante non riuscissero a raggiungere velocità molto elevate, le automobili elettriche offrivano numerosi vantaggi rispetto alle concorrenti alimentate a benzina: assenza di rumore, di vibrazioni e di gas di scarico. Le auto elettriche non richiedevano l'uso del cambio di velocità che nelle sue prime realizzazioni era un dispositivo meccanico molto più difficile da utilizzare rispetto a quelli che vengono impiegati oggi. L'avviamento dei motori a combustione interna dell'epoca era inoltre un'operazione macchinosa, che richiedeva un certo sforzo fisico per azionare la manovella di messa in moto. Le auto elettriche trovarono pertanto diffusione come auto da città, dove la limitata autonomia non creava troppi problemi, ed erano apprezzate in particolar modo dalle donne proprio per la facilità di utilizzo [1].

A partire dalla seconda decade del XX secolo, i progressi tecnologici dei motori a combustione interna, e principalmente l'introduzione dell'avviamento elettrico, promossero l'espansione del mercato delle auto con motore a scoppio, mettendone in luce diversi vantaggi, come autonomia elevata e tempi di rifornimento molto brevi. La produzione in catena di montaggio di queste automobili, avviata dalla Ford Motor Company, permise di ridurne sensibilmente il costo rendendo, dagli anni '30, l'auto con motore a scoppio di fatto vincente sull'auto elettrica.

L'interesse verso le automobili elettriche si è ravvivato alla fine del secolo scorso in seguito ad una sempre maggior sensibilità su tematiche legate alla salvaguardia dell'ambiente e alla riduzione delle emissioni inquinanti. Questo fatto, unito all'instabilità del prezzo dei combustibili fossili, ha spinto praticamente tutti i maggiori produttori di automobili a rispolverare il concetto di auto elettrica, e a proporre negli ultimi anni diversi prodotti sul mercato.

Mentre la maggior parte dei progressi tecnologici delle auto con motore a combustione interna sono legati al miglioramento delle prestazioni del propulsore, sul fronte dell'auto elettrica grande attenzione è riservata al *serbatoio* di energia, ossia l'accumulatore che eroga energia elettrica al motore durante la guida. È infatti



Figura 1.1: Thomas Edison con una Detroit Electric, prodotta dalla Anderson Electric Car Company.

questo il componente che limita l'autonomia del veicolo, attualmente di gran lunga minore di quella di un'auto con motore a combustione interna, e che ne frena la diffusione su larga scala.

1.1 Accumulatori per veicoli elettrici

Le auto elettriche circolanti nei primi anni del XX secolo erano dotate di batterie al piombo-acido. Questo tipo di accumulatori è ancora oggi usato in un vasto campo di applicazioni poichè essi sono relativamente economici e sono in grado di erogare potenze significative (potenza specifica elevata). Tuttavia l'energia che può essere immagazzinata nelle batterie al piombo acido per unità di peso (energia specifica) è piuttosto bassa, limitando quindi l'autonomia del veicolo. I tempi di ricarica di questi accumulatori sono inoltre molto lunghi (circa dieci ore). Attualmente sono impiegati su veicoli da lavoro (es. muletti, falcierba) destinati a percorrere brevi tragitti, e in alcuni mezzi pubblici (es. autobus) dove è disponibile spazio sufficiente per immagazzinare un grande numero di batterie. Una classica applicazione nella quale le batterie al piombo-acido sono ancora largamente impiegate è l'avviamento del motore a combustione interna.

A partire dagli anni 90 sono state proposte soluzioni per l'accumulo di energia sui veicoli, alternative al piombo-acido, quali batterie al Nichel-Cadmio (Ni-Cd) e al Nichel-Metalidrato (Ni-MH). Entrambe le famiglie consentono una ricarica molto più veloce rispetto alle batterie al piombo. L'energia specifica delle batterie Ni-Cd è paragonabile a quella delle batterie al piombo, anche leggermente più alta quella delle Ni-MH. Le batterie Ni-Cd possono essere impiegate per un grande numero di

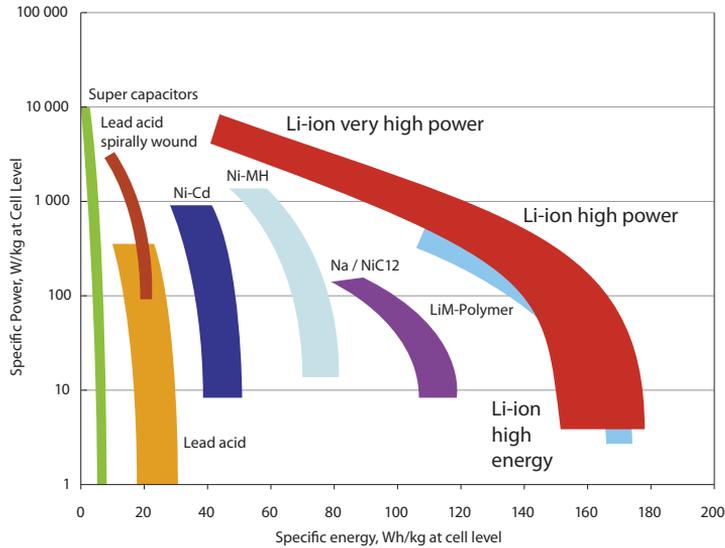


Figura 1.2: Energia specifica e potenza specifica di diversi tipi di batterie [2].

cicli di carica-scarica completi e sopportano bene gli stress meccanici e termici ma soffrono di *effetto memoria* (riduzione dell'energia immagazzinabile nella batteria in seguito a scarica parziale della stessa). Questo effetto è meno rilevante per le Ni-MH che tuttavia risultano avere un'autoscarica più veloce (l'energia immagazzinata nella batteria decresce nel tempo anche se la batteria rimane inutilizzata) e un numero di cicli di vita minore.

Nel 1991 Sony, assieme ad Asahi Kasei, ha presentato sul mercato la prima batteria ricaricabile agli ioni di litio (Li-ion). Questo tipo di batteria ha da subito dimostrato ottime potenzialità, e in pochi anni è stata impiegata in moltissime applicazioni. Potenza ed energia specifica sono eccellenti, non è presente effetto memoria, l'autoscarica è molto bassa e il numero di cicli di utilizzo superiore alle batterie trattate in precedenza. La tensione nominale di cella è più elevata (3,5 V) rispetto alle altre batterie (dove è inferiore ai 2 V): questo permette di realizzare batterie (ossia gruppi di celle elementari connesse in serie) utilizzando un numero inferiore di celle a parità tensione nominale di batteria. Per poter approfittare di queste ottime caratteristiche è però necessario scontrarsi con la fragilità delle batterie al litio, la cui vita media può ridursi sensibilmente se le batterie vengono trattate in maniera impropria e vengono utilizzate al di fuori dei propri range operativi di tensione o di temperatura. Negli ultimi anni sono state proposte sul mercato diverse varianti di batterie basate sugli ioni di litio (litio-polimeri, litio-nanofosfati, litio-ferro-fosfato, litio-titanio): le caratteristiche (energia e potenza specifica, tensione nominale, ecc.) di queste famiglie variano soltanto leggermente per adattarsi ad applicazioni specifiche. Sono indubbiamente batterie appetibili per essere utilizzate come dispositivi di accumulo di energia su veicoli a trazione elettrica, siano essi ibridi (con motore elettrico affiancato da motore a combustione

Tabella 1.1: Caratteristiche salienti di diverse famiglie di celle elettrochimiche.

Chemistry	Nominal Operative Voltage [V]	Energy density [Wh/kg]	Cycle life	Self- discharge rate
Lead-Acid	2	30-40	500-2000	3-20 %/month
Ni-Mh	1.2	65-70	500-800	30 %/month
Li-ion	3.7	100-150	1000-1200	8 %/month
LiPo	3.7	130-200	800-1200	5 %/month
LiFePO4	3.2	90-160	1500-3000	< 3 %/month
LiTi	2.3	70-100	>4000	<3 %/month

interna) o puramente elettrici.

Nella Tabella 1.1 sono riassunte le caratteristiche principali degli accumulatori trattati.

1.2 Caratteristiche di una batteria

Prima di approfondire la trattazione è utile richiamare quelli che sono i parametri utilizzati per caratterizzare una batteria. Per far ciò è utile effettuare una distinzione tra i termini *batteria* e *cella*, che nell'uso quotidiano sono spesso usati indistintamente per riferirsi ad accumulatori elettrochimici.

Con il termine **cella elettrochimica** (in seguito *cella*) si identifica un dispositivo a due terminali capace di trasformare energia chimica in energia elettrica mediante reazioni chimiche di ossido-riduzione che avvengono al suo interno. L'energia chimica immagazzinata all'interno della cella può essere erogata come energia elettrica. Alcuni tipi di cella possono anche assorbire energia elettrica immagazzinandola in energia chimica. Queste celle vengono chiamate *celle secondarie* o *ricaricabili* per distinguerle da quelle *primarie* che invece non possono essere ricaricate.

Sebbene le celle elettrochimiche siano propriamente dei serbatoi di energia, spesso nella trattazione si parlerà di *carica* immagazzinata nella cella. Si ricorda che qualsiasi cella elettrochimica ha sempre carica netta nulla. Tale espressione è tuttavia molto usata poichè richiama naturalmente il concetto delle cariche che fluiscono da/verso la cella riempiendola o svuotandola ed è quindi, seppur non troppo corretta, universalmente accettata anche in campo scientifico.

Una **batteria** è costituita da due o più *celle*, distinte l'una dall'altra. Esse sono elettricamente connesse tra di loro in serie, in parallelo, o in configurazioni miste.

Le celle elettrochimiche vengono comunemente caratterizzate utilizzando alcuni parametri:

- **Tensione nominale**, V_n — È la tensione che si misura ai terminali di una cella mediamente carica, quando in essa non scorre corrente. In prima approssimazione una cella può essere schematizzata come un generatore di tensione di valore pari alla sua tensione nominale.
- **Capacità nominale**, C_n — Indica la carica che può attraversare il terminale positivo di una cella carica prima che questa si scarichi completamente. Solitamente viene espressa in Ah o mAh.
- **Massima corrente di scarica/carica** — La massima corrente che può attraversare la cella senza che essa si danneggi è solitamente maggiore in scarica piuttosto che in carica. Si noti che la corrente che attraversa una cella viene comunemente indicata normalizzandola rispetto alla corrente che scaricherebbe la stessa cella in un'ora. Tale corrente viene indicata come $1C$. Poiché C indica la capacità della cella, e quindi è dimensionalmente una carica, sarebbe più corretto utilizzare C/h per riferirsi ad una corrente, tuttavia l'uso improprio dell'unità C è universalmente accettato e sarà adottato anche in questo elaborato.
- **Autoscarica** — L'energia che può essere estratta da una cella decresce nel tempo anche se nessuna corrente scorre attraverso i terminali. Tale decrescita, solitamente molto lenta, può essere indicata in modi diversi: comunemente viene espressa come una riduzione percentuale della carica per unità di tempo (per esempio %/mese), ma talvolta si indica anche con I_{sd} la *corrente di autoscarica*, ossia la corrente che dovrebbe scorrere tra gli elettrodi per ottenere la stessa velocità di scarica della cella.

La tensione ai capi di una singola cella elettrochimica è dell'ordine di qualche Volt (Tabella 1.1) e pertanto troppo bassa per l'alimentazione di sistemi di alta potenza come la trazione elettrica. In tutte le applicazioni pratiche si ha la necessità di lavorare con tensioni ben più alte che vanno dalle decine alle centinaia di Volt. Per questo motivo numerose celle vengono connesse in serie in modo da sommare le loro tensioni ed ottenere la tensione nominale di batteria adeguata all'applicazione. Analogamente, una batteria di capacità elevata può essere ottenuta dalla connessione di più celle in parallelo. Se si considera, per il momento, la tensione ai capi delle celle costante con lo stato di carica, è possibile scrivere l'energia E_n come

$$E_n = (pC_n) \cdot (sV_n) \quad (1.1)$$

ossia l'energia immagazzinabile in una batteria di celle (connesse in serie a gruppi di s elementi e in parallelo a gruppi di p elementi) è data dal prodotto della tensione per la capacità nominali di ogni cella. La stessa quantità di energia è immagazzinata in una batteria formata da $s \cdot p$ celle, indipendentemente dal modo in cui esse

sono connesse tra loro. Si possono così avere batterie formate da gruppi di celle connesse in parallelo, quindi questi gruppi vengono connessi in serie. Altrimenti si utilizzando celle di grande capacità connesse direttamente in serie. L'uso di celle connesse prima in serie, quindi in parallelo, è abbastanza inusuale in quanto rende più difficile effettuare l'operazione di *bilanciamento della carica* all'interno della batteria (tale argomento sarà trattato approfonditamente nei capitoli successivi).

Mentre i parametri elencati precedentemente dipendono esclusivamente dalla chimica e la taglia della cella in esame, esistono altri parametri usati per definire lo stato corrente della cella stessa. Tali parametri, elencati di seguito, variano durante la vita operativa della cella.

- **Stato di carica (*State of Charge, SoC*)** — Viene indicato in percentuale (da 0—100 %) della capacità nominale della cella e misura la quantità di carica attualmente immagazzinata nella cella.
- **Tensione ai terminali** — La tensione misurata sugli elettrodi della cella non mantiene un valore costante ma dipende innanzitutto dallo stato di carica della cella stessa. Anche la corrente che scorre nella cella, così come la temperatura, influenzano la tensione misurata.
- **Stato di salute (*State of Health, SoH*)** — Indica la capacità effettiva della cella, normalizzata alla capacità nominale. In caso di invecchiamento, guasti o esercizio a temperatura elevata, la capacità effettiva della cella tende a ridursi, e così lo stato di salute.
- **Temperatura** — Si tratta di un parametro importante poichè influenza direttamente la quantità di energia che può essere estratta dalla cella (ad esempio, nelle celle al litio essa decresce fortemente con l'abbassarsi della temperatura, divenendo quasi nulla sotto gli 0 °C).
- **Numero di cicli** — Misura il numero di cicli di carica e scarica alla quale la cella è stata soggetta da quando è stata prodotta. Talvolta si utilizzando più indici per contare i cicli di carica/scarica completa e i cicli parziali (o micro-cicli).
- **Età** — La capacità effettiva aumenta (*allenamento*) e successivamente si riduce (*invecchiamento*) col passare del tempo. La conoscenza dell'età e del numero di (micro)cicli aiuta a stimare lo stato di salute della cella.

Non tutti i parametri appena elencati possono essere apprezzati misurando semplicemente le grandezze fisiche della cella. Alcuni di essi possono essere altresì ricavati utilizzando opportuni modelli matematici. Questo argomento sarà trattato approfonditamente nel Capitolo 2.

1.3 Verso l'utilizzo di batterie al litio

La Tabella 1.2 riassume quelli che sono i punti di forza e le debolezze delle batterie di celle basate sulla chimica del litio.

Alcune tra le limitazioni legate all'impiego di queste batterie possono essere superate semplicemente monitorando, durante l'utilizzo, i parametri fisici delle celle

Tabella 1.2: Vantaggi e svantaggi delle celle al litio.

Pro	Contro
Alta efficienza energetica	Necessità di un circuito di gestione
Basso invecchiamento dovuto ai cicli di utilizzo	Perdita di capacità e rischio di fuga termica con sovraccarica
Assenza di effetto memoria	Degrado alle alte temperature
Alti valori di densità di energia	Possibilità di rotture o fuga termica se batteria sottoposta a pressioni eccessive
Bassa auto-scarica	Generazione gas infiammabili e rischio esplosione con sovrascarica

(in particolare tensione e temperatura). In questo modo è possibile verificare che esse lavorino all'interno dei loro limiti operativi. Qualora ciò non fosse verificato è necessario interrompere la carica o la scarica della batteria per evitare di danneggiare le celle o il sistema stesso [3,4]. Quindi, se necessario, debbono essere attuate delle operazioni per far sì che tutte le celle della batteria ritornino nei propri range operativi (es. ricarica delle celle eccessivamente scariche, scarica di quelle troppo cariche, raffreddamento della batteria se la temperatura delle celle è aumentata eccessivamente). Un intervento di questo tipo (effettuato anche manualmente) può essere sufficiente ai fini della protezione della batteria e del sistema da essa alimentato. Una strategia del genere non è tuttavia applicabile a batterie che devono essere utilizzate per lungo tempo e non devono richiedere interventi dall'esterno, come ad esempio a bordo di veicoli. Oltretutto le grandezze misurabili direttamente sulle celle della batteria non danno un quadro completo sullo stato della cella poiché parametri quale, ad esempio, lo stato di carica devono essere calcolati mettendo insieme più informazioni (Sezione 1.2).

Il problema descritto viene comunemente affrontato affiancando la batteria al litio, in qualunque applicazione essa venga impiegata, con un sistema elettronico che effettua automaticamente le operazioni sopra descritte. Sistemi di questo tipo vengono denominati *Battery Management Systems (BMSs)*. Compito fondamentale di un BMS è quello di raccogliere informazioni sulle condizioni di lavoro delle varie celle della batteria, segnalare situazioni anomale o, nel caso di dispositivi più avanzati, agire autonomamente per risolverle.

Oltre ad osservare quelle grandezze fisiche delle celle che sono direttamente misurabili dall'esterno, il BMS può ricavare ulteriori informazioni (es. SoC, SoH) mediante calcolo numerico. Perché ciò sia possibile è necessario che il BMS conosca il comportamento tipico delle celle che sta monitorando, oppure sia in grado di apprenderlo durante la vita operativa della batteria.

La ricerca svolta dal candidato nel triennio 2010-2012 si inserisce direttamente in questo settore e si propone di sviluppare e validare architetture ed algoritmi di gestione di batterie al litio. Nel prossimo capitolo sarà presentato un metodo per

l'estrazione e la caratterizzazione sperimentale di un modello elettrico di celle al litio. Questo sarà quindi impiegato per effettuare la stima dello stato di carica di celle al litio. Il terzo capitolo affronta il problema dello sbilanciamento della carica in batterie al litio composte da celle connesse in serie, e ne propone una soluzione. Nel quarto capitolo sarà quindi trattato lo sviluppo del BMS vero e proprio, discutendo il progetto di hardware, firmware, software di due diversi BMS, entrambi orientati alla gestione di batterie per trazione elettrica.

2

Stato di carica delle celle al litio

La stima dello stato di carica delle celle (State of Charge, SoC) è una importante funzione che un BMS deve svolgere a bordo di un veicolo. Questi indici sono essenziali per stimare l'autonomia residua del veicolo e quindi fornire all'utente un'informazione analoga a quella che l'indicatore del carburante dà sulle auto tradizionali (Figura 2.1). Allo stesso tempo questi indici possono aiutare ad individuare comportamenti anomali della batteria, dovuti ad un malfunzionamento oppure al naturale invecchiamento della stessa.

La stima dello stato di carica a bordo di un veicolo da parte del BMS è un'operazione piuttosto complessa poichè lo stimatore ha a disposizione informazioni su corrente, tensione, temperatura, misurate a bordo del veicolo e quindi tipicamente rumorose e non accurate [5]. Allo stesso tempo, le risorse in termini di potenza di calcolo necessarie per eseguire i calcoli sono comunque limitate, poichè sono quelle disponibili in un sistema integrato, solitamente basato su microcontrollore o DSP.

Lo Stato di Carica è definito come il rapporto tra la carica presente in una cella in un certo istante e la sua capacità nominale, ossia la quantità di carica immagazzinata nella cella quando è completamente carica.

Questa definizione è esatta solo all'inizio della vita operativa della cella poichè la capacità reale decresce gradualmente nel tempo. Questo aspetto deve esse-

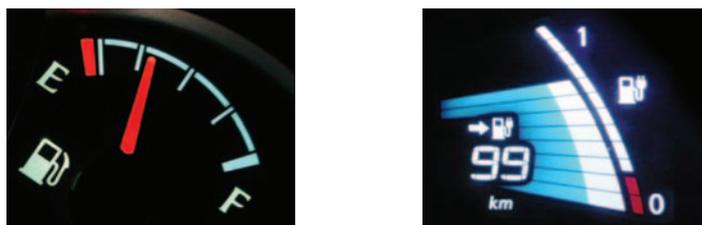


Figura 2.1: Il tradizionale indicatore del carburante (a sinistra) è sostituito, sui veicoli elettrici, da un indicatore dello stato di carica della batteria, ed è di solito accompagnato dall'indicazione dell'autonomia residua. A destra, un particolare del cruscotto della Nissan Leaf.

re considerato quando il SoC è utilizzato per calcolare l'autonomia di un veicolo elettrico.

Assumendo che il valore iniziale $SoC(0)$ sia noto, $SoC(t)$ può essere calcolato integrando il valore della corrente che scorre nella cella I_{cell} , per convenzione positiva quando la cella si scarica:

$$SoC(t) = SoC(0) - \frac{1}{C_n} \int_0^t I_{cell}(\tau) d\tau, \quad (2.1)$$

dove C_n è la capacità nominale della cella. Questa equazione fornisce un metodo molto semplice per la stima dello stato di carica, comunemente chiamato algoritmo *Coulomb counting*. Esso è tuttavia molto sensibile agli errori di misura, in particolare ad eventuali errori di offset della misura di corrente. Un errore costante viene infatti integrato nel tempo producendo una deriva del valore stimato, che quindi si allontana sempre più dal valore reale di SoC. Sebbene si possa pensare di tarare la misura in modo da ridurne l'offset, si deve tener presente che tale errore può variare nel tempo a causa, ad esempio, di variazioni della temperatura che influenzano il sensore di corrente utilizzato. L'algoritmo Coulomb counting richiede inoltre una corretta inizializzazione con il valore iniziale $SoC(0)$ che non sempre è disponibile. I valori di inizializzazione più semplici da calcolare sono quelli di $SoC = 0\%$ e $SoC = 100\%$ che corrispondono a batteria completamente scarica o carica. Purtroppo non sempre è possibile eseguire questo tipo di inizializzazione: ad esempio, nei veicoli elettrici ibridi, dove le batterie non vengono praticamente mai caricate o scaricate completamente, è impossibile effettuare una calibrazione di questo tipo.

Un'altra tecnica relativamente semplice per la stima dello stato di carica di una cella è quella che fa ricorso alla relazione tra SoC e tensione a vuoto della cella (*open circuit voltage - OCV*), ossia misurata quando la cella è rimasta a riposo, senza che vi scorresse corrente, per un tempo sufficiente ad esaurire tutti i transistori dovuti alle reazioni chimiche interne alla cella stessa. Questo tempo varia a seconda della chimica impiegata: possono bastare alcuni minuti o essere necessarie anche diverse ore. Questo approccio non è evidentemente adatto per effettuare la stima di stato di carica in tempo reale, ossia quando la batteria è continuamente caricata e scaricata, anche con alte correnti. Inoltre nelle celle al litio la dipendenza $OCV(SoC)$ è minima, soprattutto nell'intervallo compreso tra $SoC = 20\%$ e $SoC = 80\%$, pertanto sarebbe necessaria una misura molto accurata di OCV per ottenere una stima affidabile del SoC.

Tra gli altri metodi presentati in letteratura [6], come test di scarica, misura dell'impedenza interna, tecniche basate su reti neurali [7], si trovano algoritmi che sfruttano, al loro interno, un modello matematico della cella su cui si effettua la stima. Questi algoritmi, detti *model-based* (come quelli basati su filtri di Kalman [8], su Particle Filters [9], o su algoritmi misti [10]) sembrano essere i più adatti per la stima di SoC in tempo reale a bordo di veicoli elettrici, ibridi e non. Essi utilizzano le misure di tensione e corrente disponibili a bordo, anche se rumorose, e non richiedono lunghi tempi di inizializzazione o taratura (come nel caso degli algoritmi basati su reti neurali). Tuttavia gli algoritmi *model-based* necessitano di un modello che riproduca in maniera accurata il comportamento della cella in tutte le condizioni operative.

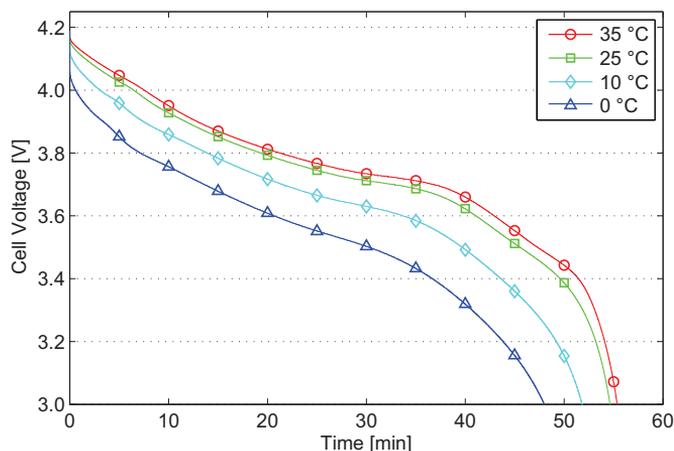


Figura 2.2: Scarica di una cella LiPo effettuata a corrente costante (1C) per a diverse temperature.

Per effettuare la stima, le misure di tensione, corrente, temperatura delle celle sono confrontate con i valori calcolati dal modello comportamentale di cella [10]: in base allo scostamento tra uscite del modello e misure vengono applicate correzioni all’algoritmo di stima in modo da ottenere una risposta della simulazione il più possibile coincidente con la realtà. Più il modello è accurato ed in grado di riprodurre fedelmente il comportamento della cella, più la stima del SoC risulterà precisa. Nell’ambito della ricerca qui presentata, il candidato si è confrontato con questo tipo di stima nell’ottica di migliorarne l’accuratezza, mediante lo sviluppo di un modello avanzato di cella litio-polimeri, in grado di seguire il comportamento della cella non soltanto in dipendenza di ingressi elettrici (come la corrente di carica/scarica) ma anche al variare della temperatura della cella stessa. Questo aspetto, trattato marginalmente dalla letteratura specializzata [10, 11], assume importanza rilevante per la stima di stato di carica [12–14], soprattutto in applicazioni veicolistiche, dove la batteria può trovarsi ad operare a temperature molto diverse (anche 50 °C di differenza tra un veicolo parcheggiato sotto il sole nei mesi estivi oppure durante una gelata invernale). La Figura 2.2 mostra ad esempio l’effetto della temperatura sul comportamento della cella in una condizione operativa tipica, ossia una scarica standard di una cella litio-polimeri con corrente 1C. La figura mostra chiaramente come la capacità utilizzabile della cella decresca con l’abbassarsi della temperatura.

Nelle sezioni successive viene pertanto presentato lo sviluppo e la validazione del modello elettrico di celle litio polimeri ponendo enfasi sulla campagna sperimentale per l’estrazione dei parametri che definiscono il modello stesso, nonché sullo studio dell’influenza che la temperatura della cella ha su questi parametri.

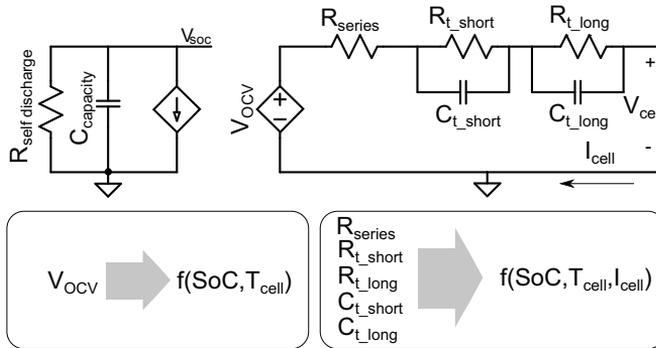


Figura 2.3: Modello elettrico a due costanti di tempo per celle al litio.

2.1 Modello elettrico di cella

Una stessa cella elettrochimica può essere descritta con modelli differenti, a seconda che si vogliano evidenziare determinati comportamenti e caratteristiche rispetto ad altre. Diverse tipologie di modelli di cella vengono tipicamente citati in letteratura, e sono riassunti di seguito [15]:

- **modelli elettrochimici:** le equazioni del modello si basano sulle reazioni chimiche che avvengono all'interno della cella. Nelle equazioni appaiono sia grandezze macroscopiche misurabili dall'esterno della cella (corrente e tensione) da grangezze microscopiche (relative ad esempio alle concentrazioni di ioni all'interno degli elettrodi). Questi modelli richiedono l'utilizzo di un elevato numero di equazioni e risultano pertanto molto complessi e, in termini di tempo di elaborazione, costosi.
- **modelli matematici:** usano equazioni empiriche per predire il comportamento della batteria. Queste equazioni non necessariamente derivano da relazioni chimico-fisiche e possono essere pertanto difficili da interpretare.
- **modelli elettrici:** usano dei circuiti equivalenti per descrivere il comportamento macroscopico delle batterie. Hanno il vantaggio di essere più intuitivi e facili da utilizzare, anche se la loro accuratezza è inferiore a quella dei modelli elettrochimici.

Nell'ambito della ricerca qui presentata è stato sviluppato un modello elettrico di cella litio polimero (LiPo), ritenendolo il miglior compromesso tra complessità, facilità di utilizzo e di implementazione su di un BMS.

2.2 Circuito elettrico equivalente

Il circuito equivalente utilizzato, ben noto in letteratura [15, 16], è riportato in Figura 2.3 e può essere analizzato in due sezioni distinte: sulla sinistra sono presenti una capacità (C_{capacity}), una resistenza ($R_{\text{self discharge}}$) e un generatore di corrente controllato in corrente vengono utilizzati per modellare l'energia immagazzinata

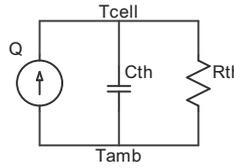


Figura 2.4: Semplice modello termico utilizzato per calcolare l'autoriscaldamento della cella.

nella cella. La tensione ai capi di C_{capacity} non corrisponde ad una tensione reale, ma è da interpretarsi come il valore normalizzato di SoC espresso in V. Nella sezione di destra di Figura 2.3 un generatore di tensione controllato dalla tensione V_{SOC} modella la relazione non lineare presente tra SoC e la tensione a vuoto della cella OCV .

L'impedenza interna della cella è invece rappresentata con le tre resistenze R_{series} , $R_{\text{t_long}}$ e $R_{\text{t_short}}$ e le due capacità $C_{\text{t_long}}$ e $C_{\text{t_short}}$. Con la presenza di questi ultimi due componenti si tiene conto del fatto che la tensione ai terminali V_{cell} dipende anche dalle condizioni in cui la cella si è trovata negli istanti precedenti, introducendo due costanti di tempo nelle equazioni che descrivono il modello.

La tensione V_{cell} misurata ai capi della cella è esprimibile nel dominio di Laplace s come

$$\begin{aligned}
 V_{\text{cell}}(s) = & V_{\text{OCV}}(\text{SoC}, T)(s) \\
 & - I_{\text{cell}} R_{\text{series}}(\text{SoC}, T, I)(s) \\
 & - I_{\text{cell}} Z_{\text{t_long}}(\text{SoC}, T, I)(s) \\
 & - I_{\text{cell}} Z_{\text{t_short}}(\text{SoC}, T, I)(s)
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

dove $Z_{\text{t_long}}$ e $Z_{\text{t_short}}$ rappresentano le impedenze dei due paralleli RC, SoC , T e I sono rispettivamente lo stato di carica, la temperatura e la corrente della cella. Sono stati presentati in letteratura modelli con un numero diverso di costanti di tempo, tuttavia i modelli ad una o due costanti di tempo sembrano essere il miglior compromesso tra prestazioni del modello e complessità di elaborazione [17].

I valori dei componenti appena descritti non possono essere determinati univocamente poichè variano al variare delle condizioni di lavoro della cella. È possibile tener conto di questa variabilità tramite funzioni analitiche o ricavando i parametri tramite interpolazione di valori tabulati. Come esplicitato nell'equazione 2.2, le grandezze che influenzano maggiormente i parametri del modello sono lo stato di carica della cella, la corrente istantanea che la attraversa e la sua temperatura. Mentre la dipendenza dalle prime due grandezze è stata diffusamente analizzata in studi precedenti [15, 18, 19], poche informazioni sono disponibili sull'influenza che la temperatura ha sul comportamento della cella.

Per ottenere queste informazioni è stato quindi messo a punto un setup sperimentale dedicato, descritto nei successivi paragrafi, per misurare i parametri che costituiscono il modello per diverse temperature [13].

Il modello elettrico proposto è stato inoltre arricchito con un semplice modello termico (Figura 2.4) per tener conto della generazione di calore interna alla cella, quando questa eroga o assorbe corrente [14]. In questo modo il modello, a questo

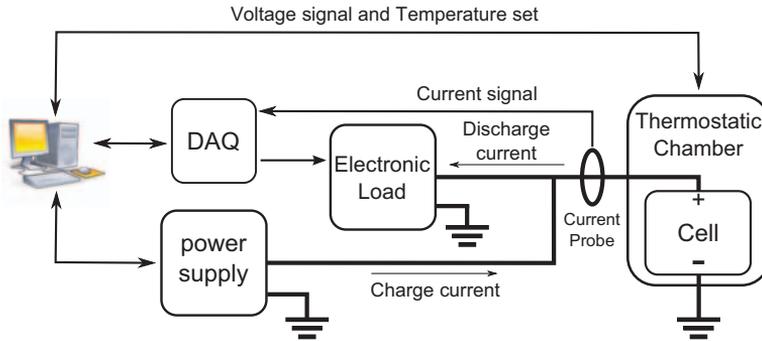


Figura 2.5: Test-bed sperimentale per l'estrazione dei parametri del modello elettrico.

punto elettrico e termico, può stimare l'andamento della temperatura della cella, e utilizzare questo dato per il calcolo dei parametri. Il modello termico implementato tiene conto della capacità termica della cella e della resistenza termica tra corpo della cella e ambiente. Si è scelto di utilizzare un modello del primo ordine per non aumentare eccessivamente la complessità del sistema.

Secondo quanto detto, la temperatura della cella può essere espressa come

$$T_{cell} = T_{amb} + \frac{1}{C_{th}} \int \left(Q - \frac{T_{cell} - T_{amb}}{R_{th}} \right) dt \quad (2.3)$$

dove Q rappresenta il calore generato dalla cella, valutato come la potenza dissipata sulla resistenza interna della cella:

$$Q = |V_{oc} - V_{cell}| I_{cell} \quad (2.4)$$

2.3 Setup sperimentale

Tutti i parametri del modello descritto sono stati estratti sperimentalmente effettuando appositi cicli di misura su celle LiPo. In questa fase della sperimentazione, in cui si vuole validare la procedura di estrazione dei parametri, si è scelto di utilizzare celle LiPo di piccola taglia Kokam SLPB723870H da 1,5 Ah, in quanto più facilmente gestibili con la strumentazione da laboratorio elettronico, non adatta a controllare e misurare correnti di entità elevata. La scelta di accumulatori di capacità ridotta permette inoltre di abbreviare i tempi necessari per effettuare l'estrazione dei parametri. Le metodologie descritte di seguito è tuttavia perfettamente scalabile e applicabile a celle di capacità maggiore, a patto di utilizzare strumentazione di taglia adeguata. Nel seguito della trattazione le correnti di carica e di scarica delle celle saranno infatti espresse in C-rate, normalizzandole quindi rispetto alla capacità della cella: si ricorda che il valore 1C indica la corrente in grado di caricare e/o scaricare una cella in 1 h.

L'estrazione dei parametri è stata eseguita utilizzando il setup sperimentale mostrato in Figura 2.5. Tralasciando per il momento la descrizione del termostato che controlla la temperatura della cella durante le misure (questo verrà descritto dettagliatamente nel paragrafo successivo), il banco di misura risulta composto da:

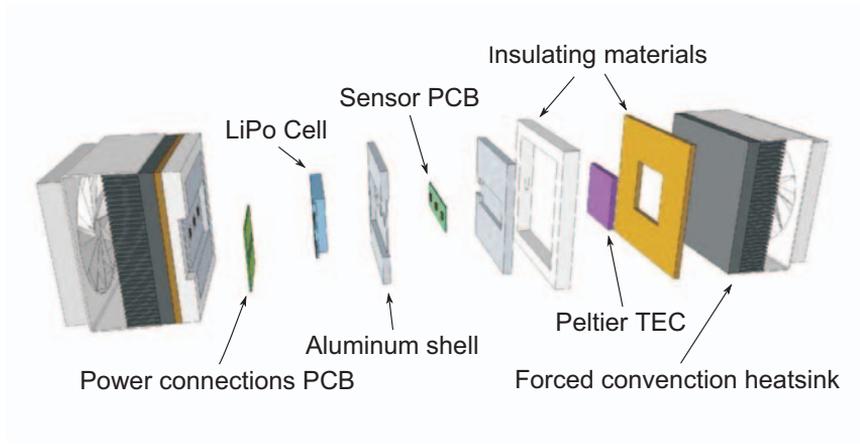


Figura 2.6: Esploso del termostato per celle LiPo.

- alimentatore TTi QL355TP, utilizzato per caricare la cella sotto misura;
- carico elettronico TTi LD300, utilizzato per scaricare la cella;
- sonda di corrente ad effetto Hall Agilent 1146A, per la misura della corrente che scorre nella cella;
- National Instruments NI-USB6008 DAQ, utilizzato per la lettura dell'output della sonda di corrente e per il controllo del carico elettronico (questo non dispone di interfaccia di comunicazione verso un PC ma può essere controllato esclusivamente con segnali analogici).

Tutti i dispositivi vengono controllati tramite PC, attraverso un software sviluppato in ambiente LabVIEW2009.

2.3.1 Termostato per celle LiPo

Per effettuare l'estrazione di parametri a diverse temperature di cella, è importante poter misurare, e soprattutto controllare, detta temperatura. Per far ciò, si è realizzata una camera termostatica, di cui in Figura 2.6 è riportata una vista esplosa. La camera consiste in un guscio di alluminio, la temperatura del quale viene regolata attraverso l'utilizzo di due pompe di calore ad effetto Peltier da 82 W ciascuna (ET-127-14-11-RS), che scambiano calore tra il guscio e due dissipatori, fissati al guscio stesso mediante delle viti in nylon. La cella sotto misura è posizionata all'interno della camera, dimensionata in modo da garantire un buon contatto termico con buona parte del corpo della cella. La camera termostata è racchiusa all'interno di strati di materiale isolante, che limitano lo scambio di calore con l'ambiente circostante, migliorando l'efficienza e la velocità della regolazione della temperatura.

Per monitorare la temperatura della cella all'interno del guscio di alluminio è stata inserita una matrice di 6 sensori di temperatura digitali TMP275 (Texas Instrument). I dati provenienti da questi sensori sono acquisiti insieme alle grandezze

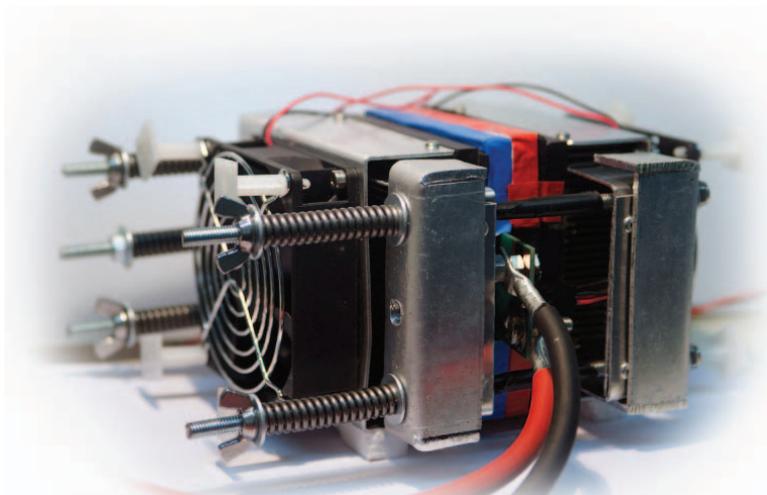


Figura 2.7: Fotografia del termostato impiegato in un ciclo di misura per l'estrazione dei parametri del modello.

elettriche della cella e sono inoltre utilizzati come input al sistema di controllo che regola la temperatura della camera.

Assieme ai sensori di temperatura è inserito un convertitore analogico-digitale (A/D) ADS1100 a 16 bit per il monitoraggio della tensione ai capi della cella. Sia i sensori di temperatura che il convertitore A/D comunicano mediante bus I²C con una scheda di interfaccia esterna al termostato. Questa impacchetta i dati acquisiti e li trasmette tramite USB al PC su cui gira il software LabVIEW che controlla gli strumenti e memorizza i dati su disco. I terminali della cella inserita nella camera sono contattati mediante una scheda a circuito stampato (PCB). Il prelievo della tensione misurata dal convertitore A/D è effettuato in prossimità dei terminali della cella in modo da ottenere un'accurata misura a 4 fili.

Lo stesso PC che controlla gli strumenti e acquisisce i dati della misura, esegue anche il controllo della temperatura del termostato, implementato sempre in ambiente LabVIEW mediante logica Fuzzy.

In Figura 2.7 è visibile il dispositivo assemblato. Per chiudere le due metà della camera termostatata, assicurando la corretta pressione sulle due celle di Peltier (parametro critico in quanto basse pressioni di serraggio riducono il rendimento del sistema, mentre pressioni eccessive provocano rottura dei dispositivi) si ricorre a un sistema di serraggio basato su molle calibrate.

L'impiego di un sistema termostatico come quello descritto permette di controllare con estrema precisione la temperatura della cella misurata, con accuratezza maggiore di quella che si ottiene con una camera climatica tradizionale, dove viene regolata la temperatura dell'ambiente che circonda la cella. In Figura 2.8 si osserva il comportamento di una cella LiPo sottoposta ad una scarica con corrente di 1,5 Ah a diverse temperature, impostate tramite il termostato appena descritto.

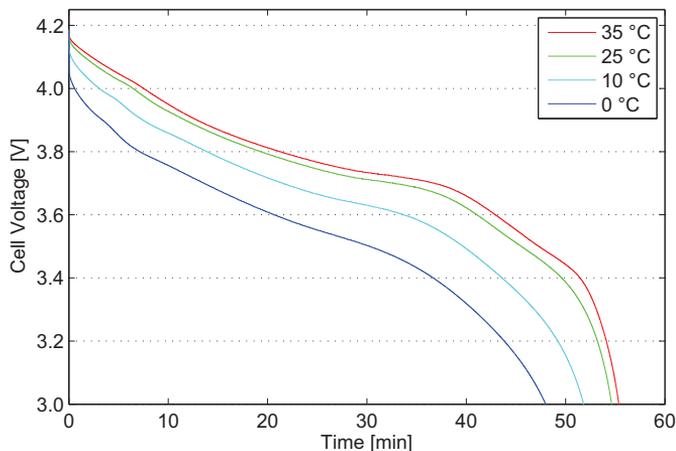


Figura 2.8: Scarica continua a 1C per diverse temperature.

2.4 Procedura per l'estrazione dei parametri

La procedura di test utilizzata per l'estrazione dei parametri del modello elettrico (derivata da quella presentata in [20]) è divisa in tre fasi distinte (Figura 2.9).

- **Inizializzazione:** in questa fase si effettua una carica completa a 1C, una pausa di 1 h e una scarica completa anch'essa a 1C. Questa fase è necessaria

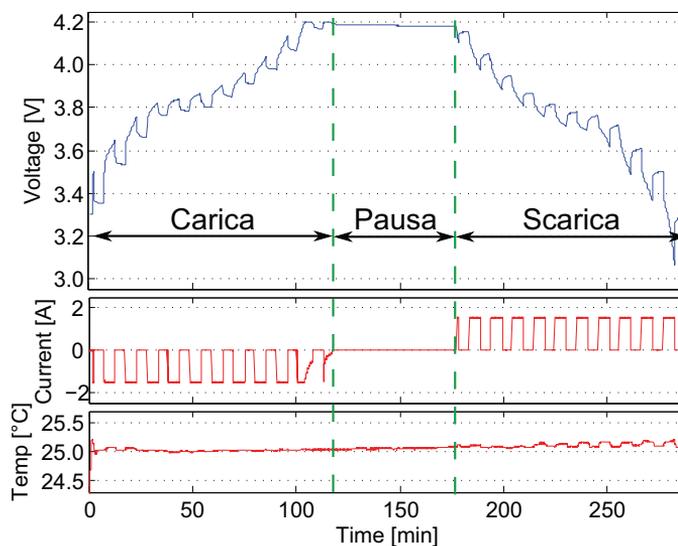


Figura 2.9: Test per l'estrazione dei parametri: carica e scarica a 1C a 25 °C.

per far sì che il test vero e proprio inizi da una condizione di SoC ben nota, nello specifico $SoC = 0\%$.

- **Pausa:** l'inizializzazione è seguita da una pausa di 1 h che garantisce che i transistori elettrici, dovuti alle reazioni chimiche interne alla cella, siano pressoché esauriti prima dell'inizio del test vero e proprio.
- **Fase di Test:** il ciclo di carica e scarica viene ripetuto una seconda volta, utilizzando la corrente di carica e scarica per la quale si vogliono estrarre i parametri e mantenendo la cella alla temperatura desiderata. La corrente viene quindi interrotta al raggiungimento del valore di SoC per il quale si vogliono estrarre i parametri del modello. La risposta transitoria della tensione ai terminali della cella permette di estrarre i parametri di interesse, come dettagliato nel seguito della trattazione. Dopo 5 min di pausa la carica (o scarica) viene ripresa con lo stesso valore di corrente applicato prima della pausa. L'interruzione viene ripetuta per tutti gli altri valori di SoC ai quali si desidera estrarre i parametri del modello. Questa fase è illustrata in Figura 2.9, dove si evidenzia anche la presenza di una pausa di 1 h tra il test in carica e quello in scarica.

L'intero processo (inclusa la fase di inizializzazione e di pausa) deve essere ripetuto per diversi valori di correnti di carica/scarica e di temperatura. Le celle da 1,5 Ah sono state testate a 10 °C, 25 °C e 35 °C, con correnti di carica di 0,5C e 1C, e correnti di scarica di 0,5C, 1C, 5C, 10C, 20C (trattando celle da 1,5 Ah, con 1C si indica una corrente di 1,5 A). Durante i test a 10 °C, le pause durante la fase di test sono state estese da 5 min a 10 min, tenendo conto dell'incremento delle costanti tempo dovuto alla riduzione della temperatura.

Conclusa la fase di test è possibile procedere con l'estrazione dei parametri, possibile analizzando l'andamento della tensione ai capi della cella durante le pause di 5 min che si susseguono durante la carica e la scarica della fase di test. All'inizio di ogni pausa si osserva una variazione istantanea della tensione ai terminali della cella, proporzionale alla resistenza serie R_{series} :

$$R_{series} = \frac{\Delta V_{cell}}{I} \quad (2.5)$$

Quindi si osserva un andamento esponenziale della tensione ai terminali della cella. Fittando questo transitorio con una funzione esponenziale a due costanti tempo (Figura 2.10) si ottengono i valori dei parametri riguardanti i due paralleli RC e la OCV. La tensione di cella può infatti essere espressa come

$$V_{cell} = IR_{t_long} e^{\frac{-t}{R_{t_long} C_{t_long}}} + IR_{t_short} e^{\frac{-t}{R_{t_short} C_{t_short}}} + V_{OCV} \quad (2.6)$$

I restanti due parametri del modello elettrico ($C_{capacity}$ e $R_{selfdischarge}$) sono invece estratti in maniera differente. $C_{capacity}$ viene valutata misurando la carica introdotta nella cella completamente scarica utilizzando una procedura di carica a 1C a 25 °C. $R_{selfdischarge}$ invece viene stimata considerando l'energia persa dalla cella durante un periodo di inutilizzo di 3 mesi.

Per quel che riguarda il modello termico, C_{th} e R_{th} sono stimati osservando l'andamento della temperatura sulla cella durante una scarica e una successiva

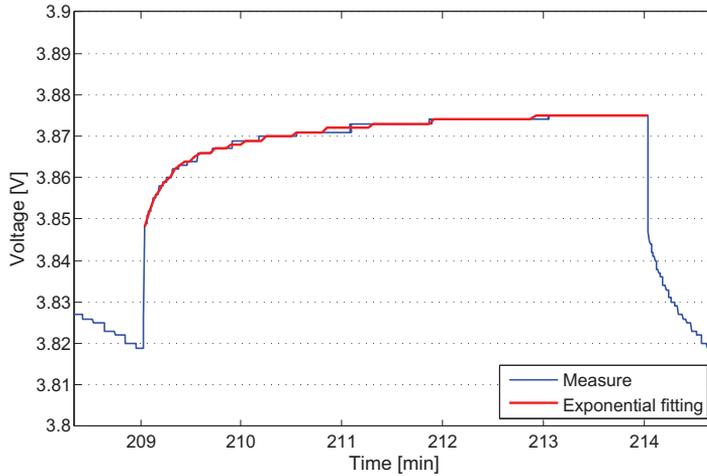


Figura 2.10: Esempio di fit esponenziale col quale vengono calcolati i parametri del modello di cella.

pausa. Il test è quindi ripetuto per differenti valori di corrente di scarica. Per questo tipo di test, la cella non viene inserita nella camera termostatica ma mantenuta in ambiente a temperatura controllata (camera climatica) [21, 22].

2.4.1 Risultati dell'estrazione dei parametri

La campagna sperimentale effettuata sulle celle Kokam da 1,5 Ah ha evidenziato una dipendenza dalla temperatura per tutti i parametri analizzati. Di seguito sono riportati alcuni esempi. In Figura 2.11 è riportato l'andamento di OCV a 25 °C. Le curve tratteggiate indicano il valore di SoC estratto in carica e scarica. Poiché la tensione a vuoto delle celle al litio è determinata non soltanto dallo stato di carica, ma anche dalla derivata di quest'ultimo negli istanti precedenti, è presente una fascia di isteresi. Questo fenomeno è più o meno marcato a seconda della chimica utilizzata: nelle celle LiPo la fascia di isteresi non è molto ampia (al massimo poche decine di mV), pertanto nel modello di cella si è scelto di adottare un unico valore di OCV sia in carica e scarica, indipendente dalla corrente che scorre sulle celle, e corrispondente al valore intermedio della fascia di isteresi (linea a tratto continuo in Figura 2.11). In altre famiglie di celle al litio, come ad esempio nelle LiFePO₄, l'effetto dell'isteresi risulta molto più rilevante.

In Figura 2.12 è graficata la dipendenza dell'OCV dalla temperatura. Tale dipendenza non appare molto marcata, mentre lo è per gli altri parametri del modello: si riporta in Figura 2.13 l'andamento della resistenza totale interna della cella R_{tot} , definita come

$$R_{tot} = R_{series} + R_{t_short} + R_{t_long} \quad (2.7)$$

I risultati sperimentali mostrano un aumento della componente resistiva al diminuire della temperatura e dello stato di carica.

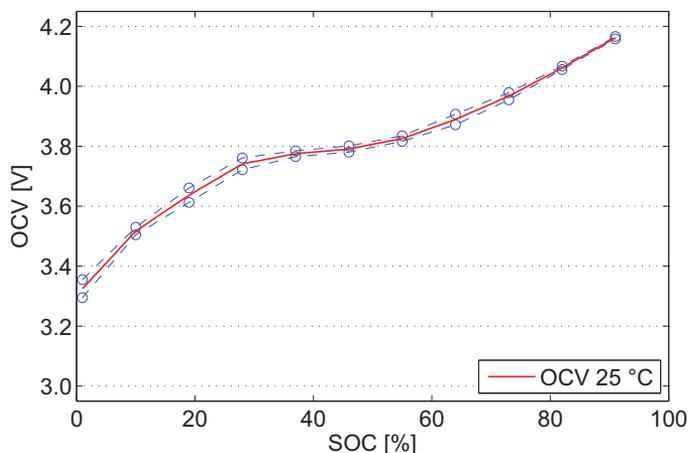


Figura 2.11: Isteresi su OCV della cella LiPo a 25 °C.

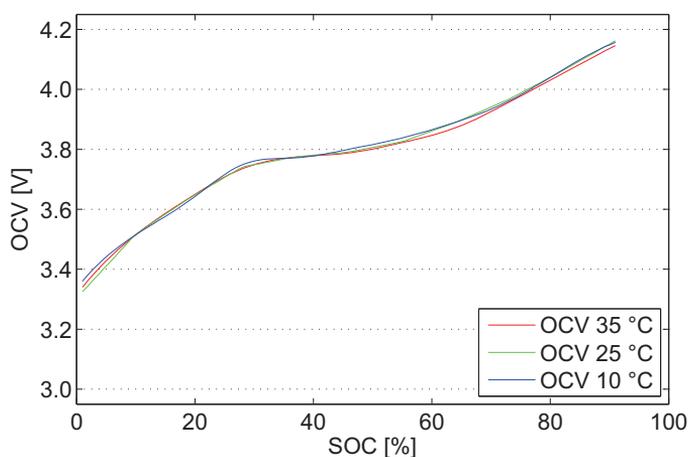


Figura 2.12: Caratteristica SoC-OCV della cella LiPo al variare della temperatura.

2.5 Validazione del modello

La validazione del modello di cella LiPo estratto, nel quale la temperatura di cella viene autodeterminata a partire da T_{amb} e dalla potenza dissipata sulla cella, è stata effettuata simulando la risposta della tensione di cella stimolata con due diversi profili di corrente. Il primo profilo (Figura 2.14) consiste in un test in cui la cella, partendo dallo 0% di SoC, viene completamente caricata a 1C. Dopo 1 h di pausa, la cella è scaricata a 5C. Nella fase di scarica l'alta corrente causa un deciso aumento della temperatura della cella ed è quindi possibile verificare il funzionamento del modello combinato (elettrico e termico). Con il secondo profilo di test si sottopone invece la cella ad un profilo di corrente costante a tratti, dove

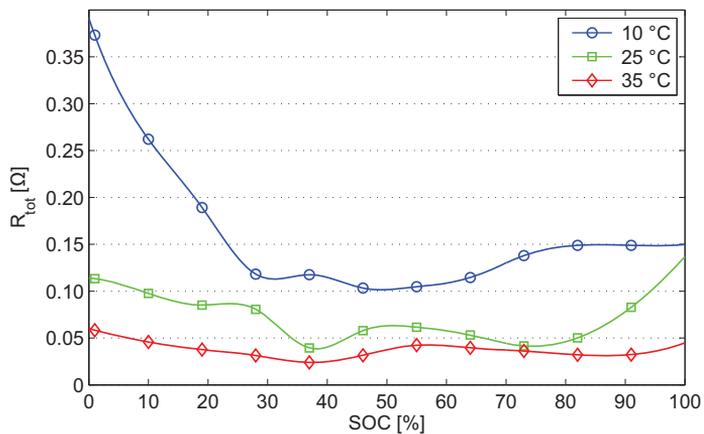


Figura 2.13: Resistenza serie R_{tot} in funzione dello stato di carica, al variare della temperatura.

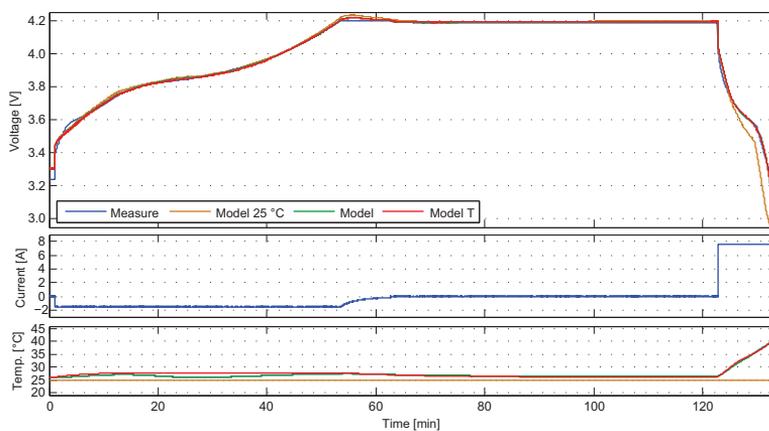


Figura 2.14: Test di carica a 1C seguita da scarica a 5C.

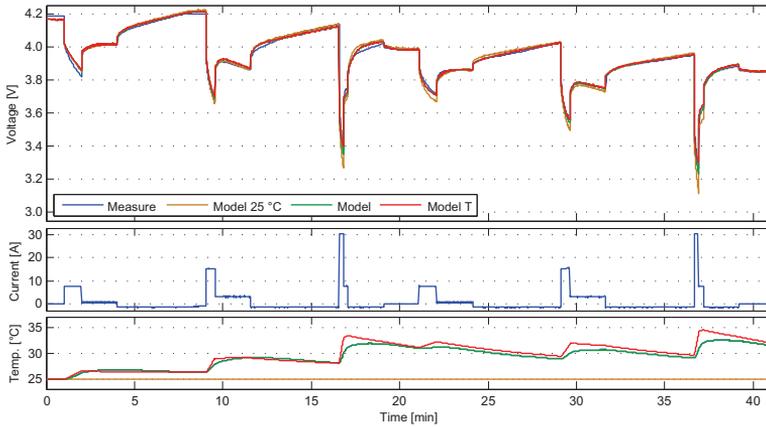


Figura 2.15: Test con profilo di corrente costante a tratti.

si susseguono cariche e scariche a differenti correnti (Figura 2.15).

I risultati delle simulazioni sono stati comparati con:

- il reale comportamento di una cella sottoposta agli stessi profili di corrente della simulazione;
- i risultati di un modello a temperatura fissata (25 °C);
- i risultati di un modello dipendente dalla temperatura, ma che si basa sulla T_{cell} misurata e non su quella autodeterminata;

I risultati del test sul primo profilo di corrente (Figura 2.14) dimostrano che la risposta del modello elettrico segue perfettamente il comportamento della cella reale (traccia *Measure*) fintanto che la temperatura della cella rimane prossima a 25 °C. Durante la fase di scarica a corrente elevata (5C, ovvero 7,5 A) la temperatura della cella aumenta e il solo modello elettrico non è più in grado di seguire il comportamento della cella. Il modello combinato (elettrico e termico, traccia *Model*), tenendo conto della generazione di calore e degli effetti della temperatura calcola una tensione prossima a quella della cella reale. Utilizzando come input del modello la reale temperatura della cella (anzichè la temperatura calcolata, traccia *Model T*) l'uscita rimane pressochè invariata e coincidente con le misure sulla cella reale, dimostrando la validità del modello termico.

Il test con profilo di corrente a gradini (Figura 2.15) evidenzia la risposta del modello combinato in presenza di corrente che varia nel tempo, raggiungendo valori in scarica fino a (30 A). Anche in questo caso si nota come la risposta del modello puramente elettrico non riesca a seguire il comportamento della cella reale (sogetta a variazioni di temperatura), mentre ottimi risultati si ottengono sia dal modello combinato che dal modello elettrico a cui è passata la temperatura misurata. Data l'estrema semplicità con cui si è rappresentato il modello termico della cella (singola costante di tempo), la simulazione della temperatura della cella (traccia rossa nell'ultimo grafico di Figura 2.15) non è particolarmente accurata. Tuttavia, errori dell'ordine di pochi gradi Celsius non si ripercuotono in maniera significativa sul calcolo dei parametri elettrici.

Tabella 2.1: Risultati della validazione del modello.

Test	Error	Model 25 °C		Model		Model T	
		Max	RMS	Max	RMS	Max	RMS
5C discharge	abs	398 mV	49 mV	181 mV	14 mV	181 mV	14 mV
	%	9,61 %	1,45 %	5,6 %	0,39 %	5,6 %	0,39 %
Step-wise	abs	521 mV	26 mV	478 mV	17 mV	486 mV	17 mV
	%	12,6 %	0,69 %	11,5 %	0,44 %	11,7 %	0,44 %

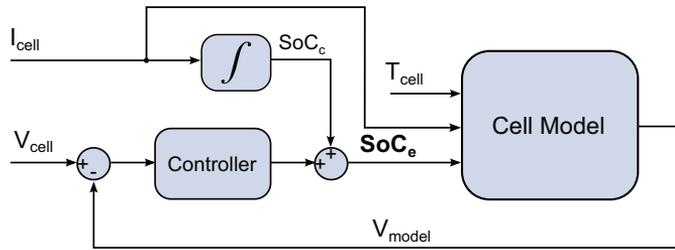


Figura 2.16: Schema a blocchi del mix-algorithm per la stima del SoC.

In Tabella 2.1 sono riportati alcuni indici che riassumono le prestazioni dei tre modelli utilizzati nei test appena descritti. Sono riportate la differenza massima e la media tra dati misurati e dati simulati, in termini di valore assoluto e valore percentuale.

2.6 Stimatore di SoC *mix-algorithmh*

Questo tipo di algoritmo di stima è stato presentato per la prima volta in [10] e in Figura 2.16 ne è riportato un diagramma a blocchi: la corrente misurata I_{cell} è integrata per ottenere SoC_c mediante Coulomb counting. L'uscita dell'integratore è poi sommata al segnale proveniente da un controllore, per ottenere la stima del SoC vera e propria SoC_e , che viene letta dal modello di cella. Il controllore è inserito in anello chiuso con il modello di cella in modo che l'uscita del modello V_{model} inseguia la tensione di cella misurata V_{cell} che agisce come ingresso di riferimento per il sistema retroazionato. Il controllore è implementato con un semplice controllo PI (proporzionale integrale). Questo algoritmo richiede meno risorse di calcolo se confrontato con altre tecniche model-based, come ad esempio quelle basate su filtri di Kalman [10]. Poiché l'algoritmo proposto sfrutta sia un modello di cella che l'integrazione Coulomb counting, viene spesso riferito come *mix-algorithmh* (algoritmo misto). Occorre notare che l'algoritmo, come descritto, non è direttamente implementabile poiché, in presenza di un errore costante (offset) nella misura di corrente, la reazione deve necessariamente seguire l'uscita dell'integratore di carica per mantenere costante il valore del SoC stimato, e quindi divergere. Una soluzione a questo problema sarà tuttavia presentata nel seguito della trattazione.

L'introduzione del modello di cella permette di correggere gli errori di offset della misura di corrente e le sue lente variazioni [11] e rende robusto l'algoritmo di Coulomb Counting rispetto a inizializzazione di SoC non accurata [10]. D'altro canto questo algoritmo non contribuisce a migliorare l'accuratezza della misura di tensione, nè a ridurre gli effetti degli errori di modellizzazione. L'introduzione del modello di cella permette di correggere gli errori di offset della misura di corrente e le sue lente variazioni [11] e rende robusto l'algoritmo di Coulomb Counting rispetto a inizializzazione di SoC non accurata [10]. D'altro canto questo algoritmo non contribuisce a migliorare l'accuratezza della misura di tensione, nè a ridurre gli effetti degli errori di modellizzazione. L'accuratezza finale della stima di SoC dipende strettamente dalla capacità del modello di descrivere il comportamento della cella in tutte le condizioni operative. A differenza di quanto riportato in [10] e in [11], questo modello tiene conto della temperatura della cella con l'obiettivo di produrre stime più accurate.

Lo stimatore di Figura 2.16 è stato implementato in ambiente MATLAB Simulink cui sono inviati in ingresso i dati (corrente, tensione e temperatura) ottenuti nei test sperimentali precedentemente descritti [13, 14]. Un rumore gaussiano bianco è stato sommato ai valori di corrente ottenuti da un sensore di corrente ad elevata accuratezza: con questo rumore si vuole simulare il comportamento di un sensore di corrente che potrebbe essere realmente impiegato in applicazioni veicolistiche, in cui le misure sono affette da rumore, da offset, e dalla sua deriva. I dati originali ottenuti dal sensore di corrente accurato sono invece utilizzati esclusivamente per calcolare il SoC di riferimento

In una fase preliminare il controllore PI è stato regolato, individuando i valori dei coefficienti dei termini proporzionale ed integrale che garantiscono la stabilità del sistema e una pronta risposta della stima. In Figura 2.17 si vede quanto l'algoritmo di stima sia abile a stimare lo stato di carica anche se viene inizializzato con un valore non corretto.

Per evidenziare i miglioramenti apportati con l'uso di un modello di cella dipendente dalla temperatura, la stima del SoC è stata eseguita in due casi diversi. Inizialmente sono stati inviati in ingresso al modello i valori di temperatura misurati sulla cella, quindi la simulazione è stata eseguita fissando la temperatura di ingresso del modello pari alla temperatura ambiente di 25 °C, che equivale a utilizzare un modello non dipendente dalla temperatura.

La Figura 2.18 mostra un esempio dei test appena descritti. Questi consistono in cicli di carica/scarica con corrente impulsata (1C) effettuati mantenendo la cella alla temperatura di 10 °C utilizzando l'apposito termostato [13]. Tre stime del CoC sono confrontate nello stesso grafico: SoC_C è la stima ottenuta applicando il Coulomb counting alla misura di corrente rumorosa, SoC_e 25 °C è la stima ottenuta dal mix algorithm col modello tradizionale non dipendente dalla temperatura, SoC_e è la stima ottenuta dal mix algorithm il cui modello dipende dalla temperatura. Come atteso, il mix algorithm riesce ad eliminare l'errore di offset nella misura di corrente in modo molto più efficace del semplice Coulomb counting. Il rumore gaussiano bianco sommato alla misura di corrente ha media pari a C/30 (50 mA) e deviazione standard pari a C/15 (100 mA). SoC_e è molto più vicino a SoC rispetto a SoC_e 25 °C, dal momento che la temperatura a cui è stato effettuato il test differisce sensibilmente dai 25 °C. Occorre notare che SoC_e 25 °C tende a SoC_e quando la corrente di cella è nulla. Questo è dovuto alla ridotta dipendenza

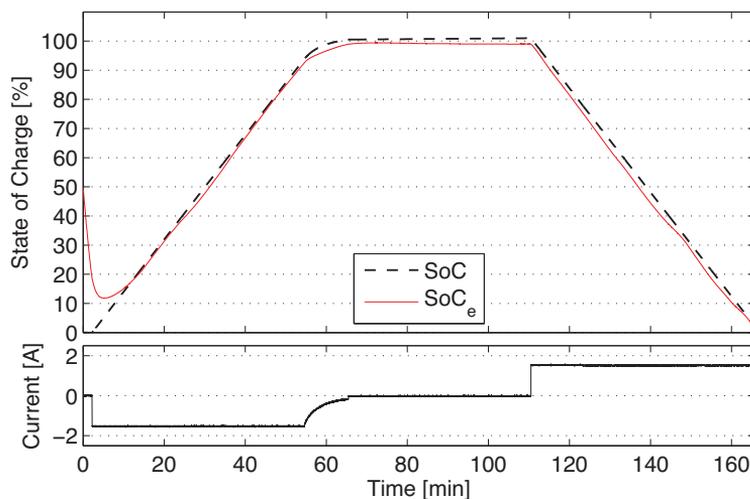


Figura 2.17: Stima dello stato di carica in un ciclo di carica e scarica con corrente costante 1C.

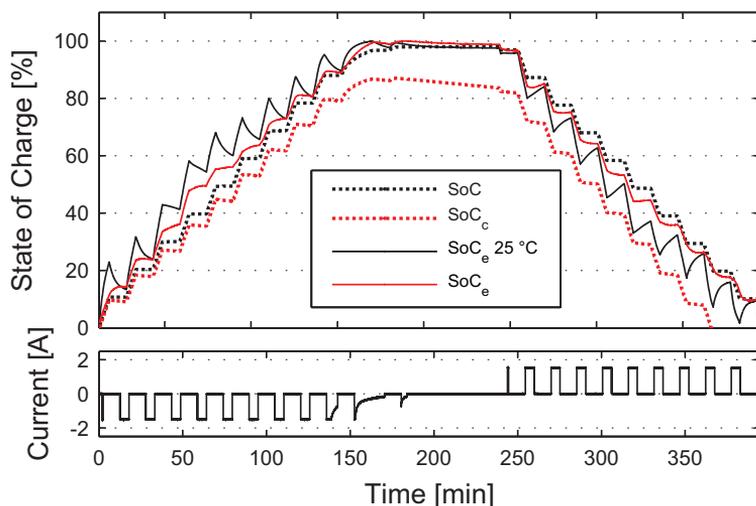


Figura 2.18: Confronto di stime del SoC. Durante questo test la cella reale è mantenuta alla temperatura di 10 °C.

della curva OVC-SoC dalla temperatura, mentre si riscontra una differenza molto più marcata tra la resistenza serie del modello a 10 °C rispetto a quella a 25 °C (Figura 2.13).

La Tabella 2.2 riassume le prestazioni del mix algorithm nelle due versioni (modello dipendente dalla temperatura o meno) in termini di errore massimo e RMS rispetto al riferimento SoC , per differenti condizioni di test. Le righe 1C e 5C si riferiscono a cicli di carica/scarica con profilo di corrente impulsato di ampiezza

Tabella 2.2: Errori di stima dello stato di carica basata su mix algorithm e modello di cella dipendente dalla temperatura.

	Mix-algorithm (25 °C)		Enhanced mix-algorithm	
	Max	RMS	Max	RMS
1C @ 10 °C	18.7	8.1	9.9	3.4
1C @ 25 °C	3.4	1.7	3.4	1.7
1C @ 35 °C	6.5	2.3	2.1	0.9
5C @ 10 °C	18.4	8.1	9.7	3.8
5C @ 25 °C	2.9	1.3	2.9	1.3
5C @ 35 °C	6.6	2.2	3.0	1.1
Stepwise	1.5	0.8	1.3	0.5

1C e 5C rispettivamente. Il profilo di corrente *stepwise* è invece mostrato in Figura 2.19. Questo test consiste in impulsi di scarica fino a 15C, alternati a ricariche a correnti più basse. Per questo test la cella è lasciata in ambiente a temperatura non controllata, in modo che la temperatura possa cambiare liberamente. Il mix algorithm con modello temperatura-dipendente si comporta meglio del semplice mix algorithm in tutte le condizioni testate. Quando la temperatura della cella è pari a 25 °C i due algoritmi si comportano nello stesso modo poiché i parametri usati nel modello non dipendente dalla temperatura sono stati estratti proprio a 25 °C.

2.6.1 Identificazione on-line dei parametri del modello

Sebbene il modello presentato risulti sufficientemente accurato per la stima dello stato di carica delle celle utilizzate per l'estrazione dei parametri, l'accuratezza si riduce sensibilmente utilizzando il modello per simulare il comportamento di una cella di taglia, tecnologia o produttore diverso. Questa è infatti una limitazione intrinseca dei modelli parametrici i cui parametri sono ottenuti da misure sperimentali e successivamente da interpolazione di look-up table: la stima risulta tanto più accurata quanto più i parametri del modello si avvicinano a quelli della cella reale.

Purtroppo anche i parametri di una stessa cella non sono costanti nel tempo: abbiamo visto che variano con la temperatura ma questo non è l'unico parametro che li influenza. Il numero di cicli di utilizzo, il tempo di vita totale, il tempo in cui una cella viene utilizzata al di fuori dei range nominali di tensione e temperatura vanno ad incidere sul comportamento della cella. Si capisce come sia praticamente impossibile modellizzare analiticamente o empiricamente questi effetti mediante equazioni e parametri ottenuti per interpolazione. In generale, l'utilizzo di un modello in cui i parametri utilizzati sono stabiliti a priori e rimangono fissi nel tempo causa inevitabili errori nella stima dello stato della cella.

Una possibile soluzione al problema è quella che prevede di affiancare il modello di cella con un identificatore on-line dei parametri del modello stesso (Figura 2.20).

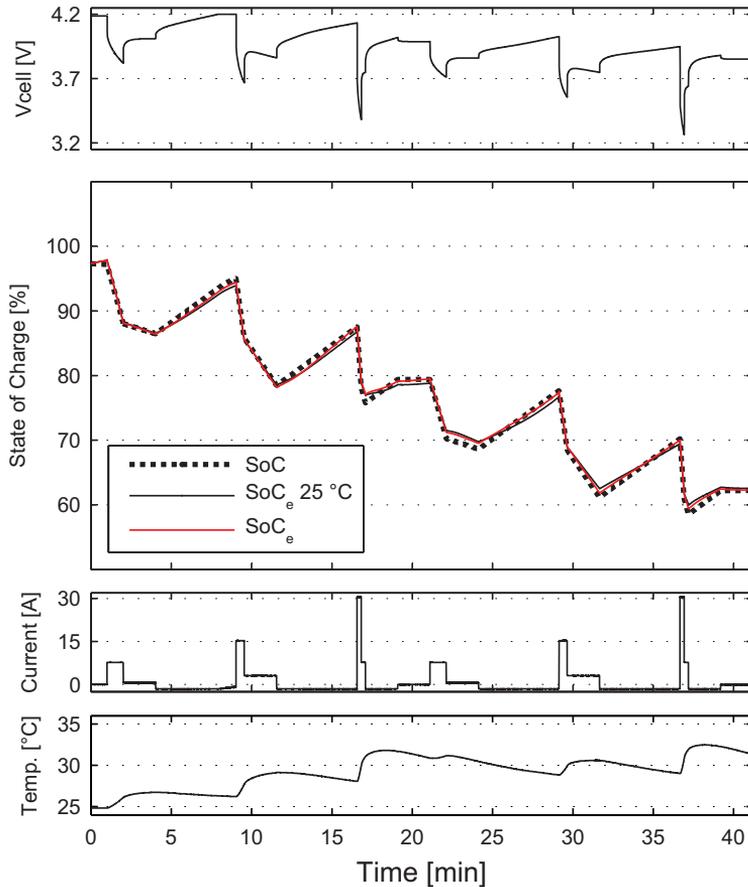


Figura 2.19: Stima dello stato di carica di una cella sollecitata con corrente a gradini.

L'identificatore di parametri stima, dall'analisi della risposta dinamica della cella, alcuni dei parametri che vengono poi usati all'interno del modello. A differenza di quanto solitamente presentato per l'algoritmo model-based classico (Figura 2.16) il segnale di errore filtrato dal controllore viene reintrodotta nel sistema a monte dell'integratore, anziché a valle. In questo modo l'uscita del controllore a regime manterrà un valore costante invece di divergere, e il controllore diverrà effettivamente implementabile. Inoltre quest'ultimo risulta semplificato in un puro proporzionale poichè la componente integrativa è data dall'integratore di carica stesso, spostato all'interno dell'anello di controllo.

Un metodo spesso usato per effettuare la stima dei parametri è basato sulla stima di modelli ARX (Auto Regressive with eXogenous input) mediante il metodo dei minimi quadrati (Least Square, LS) [23]. Tale tecnica sarà trattata più approfonditamente nel proseguo della trattazione.

Per disporre di un algoritmo di stima sufficientemente semplice da poter essere eseguito in un sistema integrato a bordo di un veicolo si è ritenuto opportuno

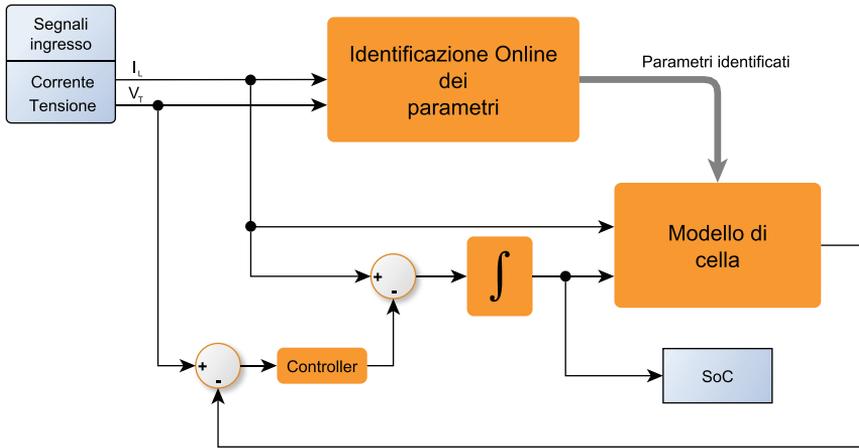


Figura 2.20: Schema a blocchi dello stimatore di SoC basato su mix algorithm e identificazione online dei parametri del modello di cella.

introdurre delle semplificazioni nel modello studiato fino a questo punto. E' stato scelto di considerare un modello con un'unica costante di tempo (Figura 2.21) anziché doppia. Sebbene in [15] si raccomandi l'uso di due costanti di tempo come miglior compromesso tra semplicità e accuratezza del modello, ci sono altri lavori [24, 25] che concludono che un unico gruppo RC è sufficiente per fornire risultati accurati per le stime a breve termine (secondi, minuti) tipiche delle applicazioni veicolistiche.

La relazione non lineare tra SoC e OCV è stata modellata in letteratura con diversi tipi di equazioni [26]. Alcune di queste prendono in considerazione anche l'effetto di isteresi. Il modello di cella qui utilizzato mantiene espressa la relazione non lineare tra SoC e OCV tramite look-up table. Tuttavia, per le piccole variazioni di SoC, la relazione può essere linearizzata intorno al punto di lavoro: questo equivale ad approssimare la relazione con una retta avente pendenza b_1 e punto di intersezione con l'asse y b_0 , entrambi dipendenti dal valore di SoC attorno al quale si effettua la linearizzazione. Questa approssimazione equivale a tradurre la look-up table SoC-OCV in due look-up table SoC- b_0 e SoC- b_1 . Considerando piccole variazioni di SoC è dunque possibile scrivere

$$OCV(t) = b_0 + b_1 SoC(t) \quad (2.8)$$

Con riferimento al modello di Figura 2.21, possono essere scritte le equazioni seguenti.

$$\begin{cases} \dot{SoC} = -\frac{I_L}{36Q_E} \end{cases} \quad (2.9)$$

$$\begin{cases} \dot{V}_{RC} = -\frac{V_{RC}}{RC} - \frac{I_L}{C} \end{cases} \quad (2.10)$$

$$\begin{cases} V_T = b_0 + b_1 SoC + V_{RC} - R_0 I_L \end{cases} \quad (2.11)$$

In queste equazioni il SoC della cella e la tensione ai capi del gruppo RC, V_{RC} , sono considerate variabili di stato del sistema. La corrente I_L e la tensione V_T sono

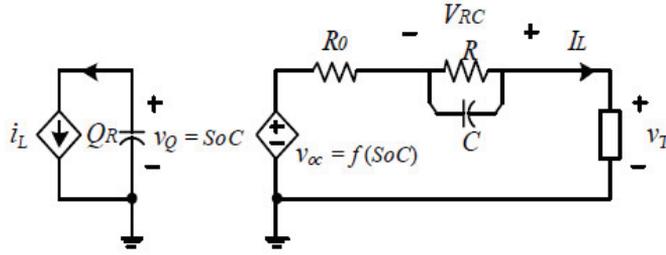


Figura 2.21: Modello di cella semplificato (singola costante di tempo), utilizzato per la stima di SoC con valutazione on-line dei parametri.

rispettivamente la corrente che scorre nella cella e la tensione ai capi. Entrambe sono note durante il processo di stima (misurate), e rappresentano le uniche due variabili accessibili del sistema. Q_R si considera nota (capacità nominale della cella). I parametri che devono essere identificati per poter effettuare la stima mediante mix algorithm, risultano quindi $b_0, b_1, R_0, R, C, SoC, V_{RC}$.

Per poter stimare questi parametri col metodo dei minimi quadrati, la relazione ingresso-uscita del sistema è descritta attraverso un modello ARX: le uscite correnti del sistema devono essere espresse come combinazione lineare degli ingressi e delle uscite agli istanti precedenti $q^{-1} \dots q^{-n}$.

$$A(q)y(q) = B(q)u(q) + e(q) \quad (2.12)$$

in cui

$$A(q) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_nq^{-n} \quad (2.13)$$

$$B(q) = b_0 + b_1q^{-1} + \dots + a_mq^{-m} \quad (2.14)$$

$$(2.15)$$

mentre $e(q)$ rappresenta un rumore bianco gaussiano a media nulla.

Poiché la stima viene eseguita online, ad ogni istante saranno disponibili nuovi valori di tensione e corrente su cui calcolare i parametri. Viene pertanto applicato il metodo dei minimi quadrati ma limitato ad una finestra temporale di ampiezza finita (moving-window LS). Dal momento che il processo di stima funziona bene solo se sono eccitati ingressi ed uscite del sistema, il calcolo dei minimi quadrati, viene applicato solo nelle finestre in cui si apprezzando variazioni dei segnali di ingresso e uscita, mentre l'ultima stima valida viene mantenuta quando questi segnali non sono eccitati. La lunghezza della finestra deve essere scelta in base alla dinamica degli stessi segnali di ingresso e di uscita per catturare correttamente la dinamica del sistema.

Per applicare l'algoritmo LS al modello ARX è necessario ricavare la funzione di trasferimento del sistema. Portando le equazioni 2.9, 2.10 e 2.11 nel dominio di Laplace si ottiene:

$$\begin{cases} sSoC = -\frac{I_L}{36Q_E} & (2.16) \\ sV_{RC} = -\frac{V_{RC}}{RC} - \frac{I_L}{C} & (2.17) \\ V_T = b_0 + b_1SoC + V_{RC} - R_0I_L & (2.18) \end{cases}$$

Manipolando questo sistema di equazioni, in cui SoC è espresso in valore percentuale, si giunge alla funzione di trasferimento

$$\frac{Y(s) - b_0}{U(s)} = \frac{-\frac{b_1s}{36Q_R} - \frac{b_1}{36Q_RRC} - \frac{s}{C} - R_0s^2 - \frac{R_0s}{RC}}{\left(s + \frac{1}{RC}\right)s} \quad (2.19)$$

da cui, applicando ad esempio la trasformazione bilineare ($s \rightarrow \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$) e arrangiando opportunamente i termini [27], si ottiene la funzione di trasferimento tempo-discreta nel dominio z nella forma

$$\frac{Y(z^{-1}) - b_0}{U(z^{-1})} = \frac{c_0 + c_1(z^{-1}) + c_2(z^{-2})}{1 + a_1(z^{-1}) + a_2(z^{-2})} \quad (2.20)$$

in cui c_0 , c_1 , c_2 , a_1 e a_2 sono combinazioni di T , R , C e Q_R . Le espressioni complete di questi parametri sono riportati di seguito.

$$c_0 = \frac{2b_1TRC - b_1T^2 + 72Q_RRT - 144Q_RR_0RC + 72Q_RR_0T}{72Q_RT + 144Q_RRC} \quad (2.21a)$$

$$c_1 = \frac{-2b_1T^2 + 288Q_RR_0RC}{72Q_RT + 144Q_RRC} \quad (2.21b)$$

$$c_2 = \frac{-2b_1TRC - b_1T^2 - 72Q_RRT - 144Q_RR_0RC - 72Q_RR_0T}{72Q_RT + 144Q_RRC} \quad (2.21c)$$

$$a_1 = \frac{-8Q_RRC}{4Q_RRC + 2Q_RT} \quad (2.21d)$$

$$a_2 = \frac{4Q_RRC - 2Q_RT}{4Q_RRC + 2Q_RT} \quad (2.21e)$$

L'uscita all'istante k -esimo può essere scritta come

$$\begin{aligned} y(k) = & -a_1y(k-1) - a_2y(k-2) + \\ & b_0(1 + a_1 + a_2) + c_0u(k) + c_1u(k-1) + c_2u(k-2) \end{aligned} \quad (2.22)$$

Risulta dalle Eq. 2.21 che $1 + a_1 + a_2 = 0$, ossia il valore di b_0 non ha alcun effetto sulla stima dell'uscita $y(k)$ nè degli altri parametri. In altre parole, b_0 influenza esclusivamente l'offset dell'uscita e non la risposta dinamica del sistema.

In definitiva l'algoritmo di identificazione dei parametri è in grado di fornire, quando si apprezzando variazioni dei segnali di tensione e corrente della cella, i valori di R_0 , R , C e b_1 . Questi vengono utilizzati per aggiornare il modello di cella utilizzato nel mix algorithm, come mostrato in Figura 2.20.

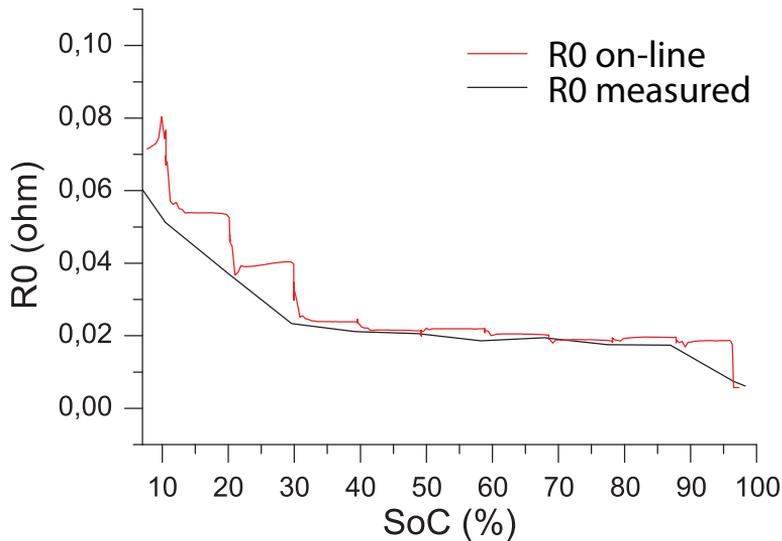


Figura 2.22: Confronto del parametro R_0 identificato dal metodo moving window least square, con il valore ottenuto nell'estrazione di parametri sperimentale descritta nella Sezione 2.1. Il valore del parametro viene aggiornato, durante un test impulsato, in corrispondenza delle variazioni dei segnali di ingresso e di uscita, mentre il valore rimane congelato durante pause e scariche a corrente costante.

In Figura 2.22 è mostrato il risultato dell'identificazione dei parametri applicata ai dati misurati nel test di Figura 2.9. Durante la fase di carica della cella i parametri sono identificati ogni volta che si registra una variazione della corrente. Nello stesso grafico i valori di R_0 stimati dall'algoritmo moving window least square sono confrontati con i valori estratti dall'interpolazione esponenziale dei transienti descritta nella Sezione 2.1.

2.6.2 Analisi della sensibilità agli errori

L'algoritmo di stima dello stato di carica presentato utilizza contemporaneamente i metodi Coulomb counting e model-based. Questi due metodi, presi singolarmente, presentano una serie di inconvenienti dovuti agli errori di misura e di inizializzazione. È interessante capire quindi come l'algoritmo proposto si comporta in presenza di tali errori. Per analizzare qualitativamente le prestazioni dell'algoritmo, è stata seguito l'approccio presentato in [11]. In accordo con il principio di sovrapposizione degli effetti (si sta lavorando con un sistema linearizzato), si valuta l'influenza di ciascun ingresso sulla stima del SoC separatamente. Si ricorda che, se per ciascun ingresso la funzione di trasferimento è asintoticamente stabile, allora l'algoritmo è asintoticamente stabile.

Per analizzare il contributo sul SoC dovuto alla sola tensione V_T (ponendo quindi $I_L = 0$) è necessario ricavare la funzione di trasferimento tra SoC e V_T . Analogamente la funzione di trasferimento tra SoC e I_L serve per l'analisi del contributo di I_L . Si riportano di seguito le due funzioni di trasferimento, omettendo

i passaggi di calcolo necessari ad ottenerli, che sono comunque riportati in [27].

$$\frac{\text{SoC}}{V_T} = \frac{K_{CC}K_P}{s + K_P K_{CC} b_1} \quad (2.23)$$

$$\frac{\text{SoC}}{I_L} = \frac{K_{CC}(K_P Z(s) - 1)}{s + K_P K_{CC} b_1} \quad (2.24)$$

Per entrambi gli ingressi, la stabilità dipende dal segno dei termini K_P , K_{CC} e b_1 . Ricordando che $b_1 > 0$, dalla definizione della caratteristica linearizzata della $V_{OC} - \text{SoC}$, e $K_{CC} > 0$ in quanto la capacità Q_R è una quantità positiva, si conclude che la stabilità dipende esclusivamente dal segno di K_P . Se $K_P = 0$ l'algoritmo coincide con quello del Coulomb-Counting in quanto l'anello attorno al modello di batteria risulta essere aperto. Quindi il sistema è semplicemente stabile allo stesso modo del Coulomb-Counting. Se invece $K_P > 0$, che rappresenta il tipico caso in cui viene utilizzato l'algoritmo, entrambe le funzioni di trasferimento sono asintoticamente stabili. Il parametro con cui sono valutate le prestazioni dell'algoritmo è il cosiddetto *errore di stima*, che è definito come:

$$E_{\text{SoC}}(t) = \left(\text{SoC}_{\text{true}} - \hat{\text{SoC}} \right) \quad (2.25)$$

dove SoC_{true} rappresenta il valore dello stato di carica reale mentre $\hat{\text{SoC}}$ è il valore stimato. Per valutare come ciascun errore di misura incida sull'errore di stima si ricorre al *teorema del valore finale*:

$$f(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sF(s) \quad (2.26)$$

L'errore di stima in conseguenza di un errore sulla misura di tensione pari a \bar{V}_{err} è dato da:

$$E_{\text{SoC}}^{V_{\text{err}}} = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\bar{V}_{\text{err}}}{s} \frac{K_{CC}K_P}{s + K_P K_{CC} b_1} = \frac{\bar{V}_{\text{err}}}{b_1} \quad (2.27)$$

L'errore a regime dovuto alle misurazioni di tensione non dipende da K_P . Questo implica che, come ci si aspettava, l'algoritmo non è in grado di correggere tale errore.

Applicando invece in ingresso al sistema un gradino di ampiezza \bar{I}_{err} , si ottiene l'espressione dell'errore di stima dovuto ad un errore sulla misura di corrente:

$$E_{\text{SoC}}^{I_{\text{err}}} = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\bar{I}_{\text{err}}}{s} \frac{K_{CC}(K_P Z(s) - 1)}{s + K_P K_{CC} b_1} = \bar{I}_{\text{err}} \frac{(K_P Z(0) - 1)}{K_P b_1} \quad (2.28)$$

dove $Z(0) = R_0 + R$. L'effetto sull'errore di misura di corrente sulla stima del SoC dipende in questo caso da K_P . In particolare si possono evidenziare due situazioni limite, $K_P = 0$ e $K_P = \infty$, che identificano rispettivamente il caso in cui l'anello è aperto (Coulomb-Counting) ed il caso in cui il contributo del Coulomb-Counting non influenza la stima (Model-Based). Poichè nei due casi si ottengono valori dell'errore a regime discordi, necessariamente esiste un valore di K_P che annulla l'errore a regime.

È interessante discutere anche l'influenza di un'errata inizializzazione dell'integratore di carica. Sempre in [27] sono riportati i passaggi con cui si ottiene la funzione di trasferimento

$$\frac{S\hat{o}C}{SoC_{\text{init err}}} = \frac{s}{s + K_P K_{CC} b_1} \quad (2.29)$$

Applicando il teorema del valore finale anche a questa funzione di trasferimento si ottiene

$$E_{SoC}^{\text{init err}} = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{SoC_{\text{init err}}}{s} \frac{s}{s + K_P K_{CC} b_1} = 0 \quad (2.30)$$

ossia l'algoritmo proposto compensa totalmente l'errore dovuto ad un valore non corretto dello stato di carica iniziale. In particolare la compensazione ha andamento esponenziale con costante di tempo pari a $K_P K_{CC} b_1$.

Riassumendo il comportamento dell'algoritmo in presenza di errori di misura ed inizializzazione:

- un errore dovuto alla misura di tensione non può essere corretto;
- un errore generato da un'inizializzazione poco accurata dello stato di carica viene corretto completamente;
- un errore sulla misura di corrente può essere compensato più o meno bene, dipendentemente dalla scelta della costante proporzionale K_P .

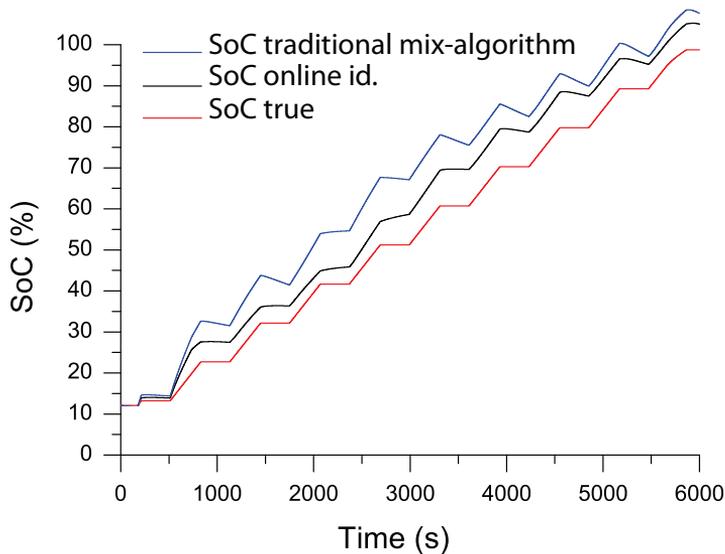


Figura 2.23: Confronto tra stima mediante mix-algorithmh con parametri fissati e mix-algorithm con parametri identificati in tempo reale.

Imponendo nell'Eq. 2.28 che $E_{\text{SoC}}^{\text{Ierr}} \leq \pm \varepsilon_{\text{max}} \leq |\varepsilon_{\text{max}}|$ si ottiene

$$\varepsilon_{\text{max}} \geq \left| \bar{I}_{\text{err}} \frac{(K_{\text{P}}Z(0) - 1)}{K_{\text{P}}b_1} \right| \quad (2.31)$$

dalla quale, una volta definita la massima entità dell'errore di offset sulla di misura sulla corrente \bar{I}_{err} , dipendente dal tipo di sensore utilizzato), è possibile ricavare il valore ottimo della guadagno sull'anello di reazione. Rimandando a [27] per lo svolgimento dei calcoli, è tuttavia utile riportare il valore ottimo di tale guadagno, che risulta pari a

$$K_{\text{Popt}} = \frac{1}{Z(0)} \quad (2.32)$$

Tale valore della costante proporzionale permette di eliminare, a regime, l'errore si stima legato a errori sulla misura di corrente. Poiché $Z(0) = R_0 + R$, il valore K_{Popt} non è una quantità costante: nello stimatore proposto i parametri R_0 ed R vengono dunque aggiornati continuamente dall'identificatore on-line, e il valore del guadagno sull'anello di reazione viene adattato dinamicamente ai parametri identificati.

2.6.3 Confronto tra gli stimatori di SoC proposti

In Figura 2.23 è riportata la stima del SoC ottenuta con l'algoritmo dotato di identificazione online e adattamento dinamico del guadagno dell'anello di reazione K_{Popt} . Questa è confrontata con la stima effettuata utilizzando il l'algoritmo che utilizza il modello con parametri fissati. In Figura 2.24 sono invece riportati i gli errori tra la stima e il SoC effettivo. L'accuratezza della stima con identificazione

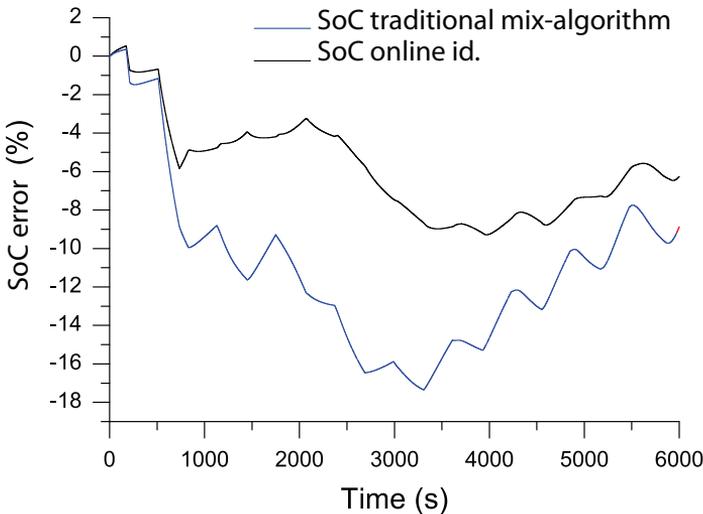


Figura 2.24: Errore di stima degli algoritmi confrontati in Figura 2.23.

online dei parametri risulta decisamente migliore di quella ottenuta dello stimatore mix-algorithm tradizionale.

La causa dell'errore residuo nella stima è da ricercarsi, come anticipato, negli errori sulla misura di tensione che questa famiglia di stimatori non è in grado di mitigare. Tra questi errori ricadono anche quelli presenti durante la fase di estrazione della tabella di interpolazione dei parametri b_0 e b_1 , ad esempio legati alla presenza di isteresi nel comportamento della cella, effetto attualmente non considerato. Utilizzando tabelle diverse per effettuare la stima di fasi di carica e scarica si può migliorare l'accuratezza della stima, tuttavia tale metodo è difficilmente applicabile nei casi reali in cui raramente si effettuano cariche o scariche complete, ma piuttosto cicli e microcicli in cui non è banale individuare il punto di lavoro della cella all'interno della propria fascia di isteresi. Una modellizzazione più accurata di tale fenomeno è senz'altro auspicabile, soprattutto nell'ottica di applicare l'algoritmo di stima a tipi di celle al litio in cui gli effetti dell'isteresi risultano molto marcati come, ad esempio, per le celle LiFePO_4 .

3

Equalizzazione della carica

3.1 Il problema dello sbilanciamento

I parametri della batteria che il BMS deve monitorare per garantire un livello minimo di protezione sono:

- Tensione delle celle
- Temperatura delle celle
- Corrente di batteria

Semplicemente comparando questi valori con delle soglie predeterminate, il BMS è in grado di decidere se la batteria si trova nei propri range operativi. In caso contrario il BMS deve mettere in atto delle operazioni per risolvere il problema o quantomeno limitarlo disconnettendo la batteria dal carico. Questa semplice funzione di protezione è comunemente impiegata per applicazioni di bassa potenza ma non è sufficiente per l'impiego a bordo di veicoli e comunque dove la batteria eroga potenze elevate e una disconnessione dal carico provoca l'interruzione del servizio (il veicolo non è più in grado di muoversi) e quindi disagio per l'utente. Questa criticità richiede quindi l'impiego di BMS più avanzati, in grado di prevedere e prevenire il verificarsi di guasti, nonché di garantire un livello minimo di servizio della batteria per il tempo necessario perchè il veicolo possa raggiungere, ad esempio, un officina.

La connessione in serie di celle elementari, inevitabile per ottenere batterie di tensione adeguata all'impiego nella trazione elettrica, si porta dietro l'inevitabile problema dello sbilanciamento della carica [28]. Poichè su celle connesse in serie scorre la stessa corrente, quando la batteria eroga energia, ugual quantità di carica viene estratta da tutte le celle nell'unità di tempo. Se le celle non si trovano nello stesso stato di carica, inevitabilmente la cella che si trovava inizialmente con lo stato di carica più basso raggiungerà la condizione di scarica completa prima delle altre. Da questo momento non è più possibile estrarre ulteriore energia dalla batteria, anche se le altre celle non sono completamente scariche, a meno di non danneggiare la cella più scarica. La violazione dei limiti di tensione può portare al danneggiamento della cella, della batteria o anche, nei casi più gravi, del veicolo [18, 29]. Lo stesso problema si riscontra quando si carica la batteria e una cella

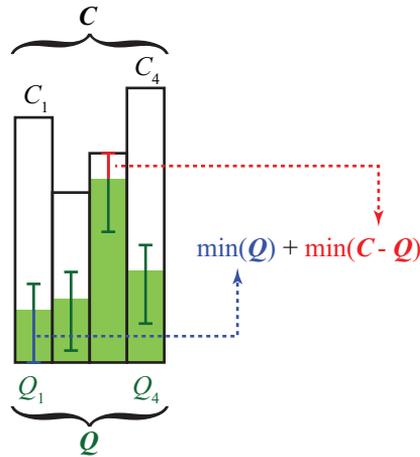


Figura 3.1: Calcolo della capacità effettiva di una batteria squilibrata.

della stringa raggiunge la carica completa prima delle altre. Una batteria le cui celle non si trovano allo stesso stato di carica viene detto *squilibrata*.

Questa problematica esiste anche per batterie basate su chimica diversa dal litio (ad esempio, batterie al piombo) ma in in questo caso è facilmente risolvibile poiché la sovraccarica di una cella non ne causa immediatamente un danneggiamento e l'energia in eccesso viene naturalmente dissipata sotto forma di calore e reazioni chimiche (ad esempio, elettrolisi): continuando a caricare una batteria al piombo in cui una cella ha raggiunto la massima carica, questa non assorbe più energia mentre le altre celle continuano a caricarsi.

Questa strategia non può purtroppo essere applicata alle batterie al litio in quanto, continuando a caricare le celle cariche, esse non dissipano energia ma continuano ad immagazzinarla, uscendo dal proprio range operativo di tensione.

L'interruzione della carica (o della scarica) quando una cella raggiunge la massima (o minima) tensione di esercizio riduce la capacità totale della batteria, che idealmente è pari a $C_{\text{bat}} = n \cdot C_n$, dove n è il numero di celle della batteria e C_n è capacità nominale di una cella. In un caso reale la capacità effettiva C_{eff} della batteria risulta essere

$$C_{\text{eff}} = n \cdot [\min(\mathbf{Q}) + \min(\mathbf{C} - \mathbf{Q})] \quad (3.1)$$

dove \mathbf{Q} è il vettore della carica immagazzinata in ciascuna cella della batteria, mentre il vettore \mathbf{C} è formato dai valori di capacità effettiva di ciascuna cella. La Figura 3.1 aiuta a comprendere la precedente espressione: le barre verdi rappresentano la carica contenuta nelle celle di capacità effettiva diversa (rettangoli con bordo nero); i segmenti in verde scuro (tutti di uguale lunghezza) mostrano la possibile escursione della carica di ciascuna cella; tale escursione è limitata dai segmenti blu e rosso che rappresentano rispettivamente la carica che può essere estratta dalla cella più scarica e quella che può essere immessa nella cella che ha lo "spazio disponibile" minore; nella parte destra della figura le due lunghezze sono tradotte in espressione matematica.

L'equazione 3.1 evidenzia che la riduzione di capacità effettiva della batteria è causata da due distinti fenomeni:

- differenza delle capacità delle celle che costituiscono la batteria (C_i);
- stato di carica delle celle non uniforme (SoC_i/C_i);

Entrambi i fenomeni sono legati alla variabilità del processo produttivo con cui le celle sono costruite: questo influenza infatti la capacità della cella e la corrente di autoscarica della cella, che col tempo modifica lo stato di carica di una cella anche se questa non viene utilizzata [30].

3.2 Equalizzazione della carica

Per calcolare la riduzione di C_{eff} dovuta alla non-uniformità degli stati di carica delle celle. Si suppone di poter agire arbitrariamente sulla carica delle celle senza però modificarne le capacità C_i . Poiché il valore di C_{eff} non dipende dallo stato di carica della batteria (ossia non varia se il vettore \mathbf{Q} viene traslato rigidamente di $\pm\Delta Q$) è utile, per calcolare il massimo di C_{eff} , porsi nella condizione in cui la cella più scarica non contiene alcuna carica, in modo da annullare il primo termine dell'equazione. Quindi, per massimizzare C_{eff} occorre massimizzare $\min(\mathbf{C} - \mathbf{Q})$. Questo termine non può assumere valore maggiore di $\min(\mathbf{C})$ poiché la carica nelle celle non può assumere valore negativo. Ne risulta che il massimo valore di C_{eff} ottenibile per una batteria di celle con capacità diverse è $n \cdot \min(\mathbf{C})$, ossia la stessa di una batteria con celle tutte di capacità uguale a quella di capacità minima. Possibili distribuzioni di \mathbf{Q} che permettono di ottenere tale capacità effettiva sono quella in cui tutti i valori $SoC_i = Q_i/C_i$ sono identici. Sono tra queste configurazioni quelle in cui si hanno tutte le celle scariche quando la batteria è scarica oppure tutte le celle completamente cariche quando la batteria è completamente carica.

Una batteria squilibrata può essere portata in una delle condizioni appena descritte effettuando un'operazione di *equalizzazione* (anche *riequilibrio* o *bilanciamento*), una tecnica che permette rendere gli stati di carica di tutte le celle della batteria uguali tra loro. Si potrebbe pensare che, una volta effettuata l'operazione di equalizzazione, la batteria rimanga bilanciata per tempo indefinito, dal momento che tutte le celle, connesse in serie, si caricano e si scaricano con la stessa corrente. Occorre però ricordare che lo stato di carica di una cella decresce nel tempo, seppur lentamente, a causa dell'autoscarica (si veda la Sezione 1.2). L'entità della corrente di autoscarica, come tutti gli altri parametri, è influenzata dal processo produttivo e non è uguale per tutte le celle. Questo significa che una batteria bilanciata non rimarrà tale per sempre, ma si sbilancerà anche se disconnessa da qualsiasi carico. La procedura di riequilibrio dovrà quindi essere reiterata periodicamente per mantenere la batteria bilanciata.

Le tecniche di equalizzazione possono essere classificate in due categorie:

- bilanciamento passivo (o dissipativo) - la carica delle celle è modificata dissipando sotto forma di calore l'energia contenuta nelle celle più cariche;

- bilanciamento attivo (o non dissipativo) - la carica viene ridistribuita tra le celle in modo che, alla fine del processo, tutte si trovino nello stesso stato di carica.

Il bilanciamento passivo è effettuato per mezzo di resistori che vengono connessi, per mezzo di relè o transistori, in parallelo alle celle più cariche, per scaricarle, trasformando l'energia chimica in calore per effetto Joule. Il bilanciamento attivo può essere effettuato con metodi diversi: si possono avere ad esempio trasferimenti di carica dalla batteria ad una singola cella [31], dalla singola cella alla batteria, da una cella ad un'altra cella [32]. È evidente che queste ultime soluzioni richiedono circuiti più complessi e costosi rispetto ai quelli utilizzati per il bilanciamento passivo. La Tabella 3.1 riassume le tecniche di equalizzazione più conosciute.

Anche se a prima vista il bilanciamento attivo può sembrare più vantaggioso in termini energetici (idealmente non c'è dissipazione in calore), in realtà occorre tenere conto dell'efficienza non unitaria dei trasferimenti di energia (si pensi alle non idealità intrinsecamente presenti nei sistemi che spostano la carica tra le celle, così come del consumo proprio del sistema di controllo).

Poichè l'effetto netto dell'equalizzazione è quello di annullare gli effetti delle differenze delle correnti di autoscarica, l'entità delle correnti di equalizzazione può essere stimata con l'equazione seguente:

$$\delta_{\text{equ}} \approx \frac{\Delta I_{\text{sd}}}{I_{\text{equ}}} \quad (3.2)$$

dove δ_{equ} è il duty-cycle con cui l'equalizzatore viene periodicamente attivato, ΔI_{sd} è una stima della massima dispersione delle correnti di autoscarica, I_{equ} è l'entità delle correnti di equalizzazione. È utile ottenere una stima con un caso numerico: si supponga di volere equalizzare una batteria al litio composta da celle di 30 Ah attivando l'equalizzatore una volta al mese per 10 ore (durante, ad esempio, la sosta notturna del veicolo), e si stimano le correnti di autoscarica della batteria pari al 3%/mese, con una dispersione del 10% attorno a questo valore. Questo significa che le correnti di autoscarica hanno un valor medio di 1,25 mA con uno scostamento massimo di 125 μA . Applicando l'eq. 3.2 si ottiene una corrente di equalizzazione di 9 mA.

Se volessimo non soltanto limitare gli effetti di una non uniforme distribuzione di carica tra le celle ma anche incrementare la capacità effettiva C_{eff} della batteria, occorre approcciare il problema in maniera diversa. La carica deve essere infatti trasferita da una cella all'altra anche durante l'utilizzo della batteria, per far sì che nessuna cella si venga mai a trovare in condizioni limite prima delle altre. Ad esempio, in fase di scarica della batteria la cella più scarica può essere ricaricata con energia estratta dalle altre celle. Quando la batteria viene caricata si può invece estrarre energia dalla cella più carica, riversandola sulle altre. Questa tecnica, nota come *ridistribuzione online della carica*, può essere utilizzata per sfruttare la capacità della batteria fino a quando tutte le celle sono completamente cariche (o scariche). La capacità effettiva della batteria risulta in questo caso essere pari alla somma delle capacità delle singole celle.

$$C_{\text{eff}} = \sum_{i=1}^n C_i \quad (3.3)$$

Tabella 3.1: Confronto delle più comuni tecniche di equalizzazione di carica

Tipo	Pro	Contro	Rif.
Passivo	PARALLELO (un resistore per cella)	Efficienza 0% Lento	[33]
	CONDIVISO (unico resistore)		[34]
Attivo	da Batteria a Cella	Semplice Buona efficienza Veloce	[17, 31, 35, 36]
	Celle adiacenti	Moderata efficienza Moderata velocità	[37]
	da Cella a Cella		
Bypass di Cella	Qualunque coppia	Alta efficienza Veloce	[38–40]
		Bassa efficienza Commutazione di alte correnti	[41]

Per calcolare l'entità della corrente con cui la carica deve essere ridistribuita tra le celle è utile analizzare il caso di una scarica completa della batteria che si trova inizialmente con tutte le celle completamente cariche.

$$\frac{C_i}{I_{\text{load}} + I_{ri}} = t_d, \forall i \in [1; n] \quad (3.4)$$

L'equazione 3.4 impone la scarica contemporanea di ogni cella di capacità C_i : questa, attraversata da una corrente pari alla somma della corrente che scorre nel carico I_{load} e della corrente di ridistribuzione I_{ri} , deve scaricarsi nel tempo t_d , comune per tutte le celle. Sostituendo $C_i = C_n + \Delta C_i$ si ottiene

$$I_{ri} = \frac{C_n + \Delta C_i}{t_d} - I_{\text{load}} \quad (3.5)$$

Ipotizzando di non ridistribuire carica tra le celle di capacità uguale a quella nominale ($C_n/t_d = I_{\text{load}}$) risulta che la corrente da fornire ad ogni cella per effettuare la ridistribuzione di carica è proporzionale alla differenza tra la capacità effettiva e quella nominale. Si evince inoltre che il rapporto tra la capacità nominale e lo scostamento da essa è dello stesso ordine di grandezza del rapporto tra la corrente che scorre sul carico e la corrente di ridistribuzione di carica. Per ridistribuire la carica in una batteria di celle che hanno uno scostamento massimo dalla capacità nominale del 5%, è necessario fornire (o estrarre) dalle celle fino al 5% della corrente erogata dalla batteria. Questo calcolo, seppure approssimativo, evidenzia le difficoltà pratiche nel mettere in atto un'efficiente tecnica di ridistribuzione di carica in batterie per applicazioni di potenza: per sfruttare la massima capacità di una batteria capace di erogare, ad esempio, 500 A occorre controllare individualmente correnti di ridistribuzione di decine di Ampere. Tale valore si contrappone alla valore di 9 mA calcolato nel caso di equalizzazione della carica: una tecnica di ridistribuzione della carica è nettamente più complessa da attuare poiché la complessità del sistema aumenta in maniera più che proporzionale con l'intensità della corrente che viene inviata sulle singole celle. Allo stesso tempo le perdite energetiche dovute alla non idealità dei dispositivi di controllo della corrente non possono essere trascurate: dipendentemente dalla loro entità è possibile che l'efficacia del sistema di ridistribuzione della carica sia completamente vanificata, ossia l'energia immagazzinata nella capacità guadagnata con la ridistribuzione potrebbe essere dissipata dallo stesso sistema di ridistribuzione. Non per ultimo, il costo di un tale sistema può non essere giustificato dall'esiguo guadagno in capacità, che potrebbe essere ottenuto a minor prezzo impiegando celle di capacità maggiore (seppur continuando a non sfruttarle a pieno). Per tutti i motivi sopracitati, ad oggi le tecniche di ridistribuzione della carica sono raramente utilizzate in applicazioni di potenza elevata. L'equalizzazione degli stati di carica, effettuata indipendentemente dalla corrente erogata dalla batteria (magari quando il carico è disconnesso), è solitamente ritenuta sufficiente a garantire le buone prestazioni della batteria.

3.3 Equalizzatore attivo ad alta efficienza

Un innovativo equalizzatore ad alta efficienza è stato sviluppato nell'ambito dell'attività di ricerca svolta dal candidato. Questo estrae energia da una cella della

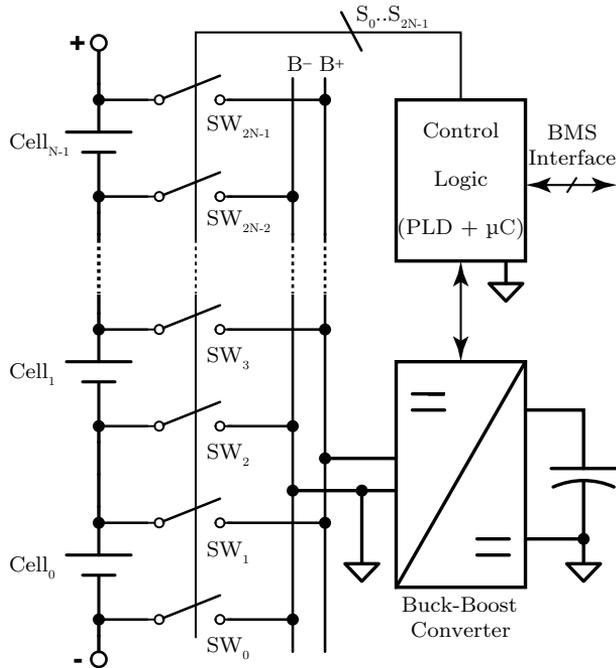


Figura 3.2: Matrice di interruttori pilotata dalla logica di controllo. Il convertitore switching è connesso alla i esima cella $Cell_i$ chiudendo due interruttori adiacenti SW_{2i} e SW_{2i+1} .

batteria spostandola temporaneamente in un supercondensatore, quindi questa è riversata in un'altra cella. Per eseguire queste operazioni l'equalizzatore si connette alle varie celle della batteria mediante una matrice di interruttori: una coppia di interruttori viene chiusa per connettere un convertitore buck-boost alla cella da scaricare/caricare, come mostrato in Figura 3.2. Ogni interruttore è progettato in modo da sopportare la tensione di batteria ad interruttore aperto e la corrente di bilanciamento ad interruttore chiuso. Una logica di controllo pilota gli interruttori ed il convertitore secondo le istruzioni ricevute dal BMS, il quale esegue l'algoritmo di bilanciamento.

Quando una coppia di interruttori viene chiusa il riferimento di tensione della logica di controllo e del convertitore buck-boost di Figura 3.2 è connesso al terminale negativo della cella selezionata. Tale riferimento non è quindi fisso, ma si muove su e giù per la batteria quando la configurazione della matrice di interruttori è modificata. La logica di controllo deve quindi pilotare gli interruttori attraverso un'interfaccia isolata. Due diverse soluzioni per realizzare l'isolamento sono state testate:

- Relè a stato solido opto-isolati
- Transistori MOSFET pilotati mediante driver isolati

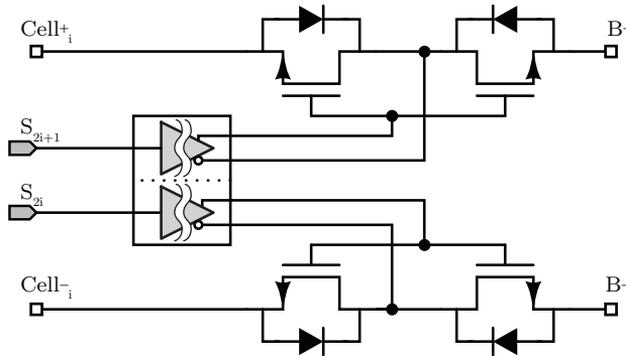


Figura 3.3: Dettaglio dello schema elettrico di una coppia di interruttori della matrice: i due segnali di controllo attraversano l'interfaccia isolata che agisce anche da buffer, quindi sono inviati ai gate dei quattro MOSFET che realizzano la coppia di interruttori bidirezionali.

La prima soluzione è più compatta ma la seconda permette di ridurre la resistenza serie degli interruttori e quindi le perdite di conduzione. Dal momento che lo sviluppo di questo equalizzatore è orientato a massimizzarne l'efficienza, si è scelto di adottare la seconda soluzione. Poiché la corrente di bilanciamento può attraversare gli interruttori in entrambi i versi, ogni interruttore è stato implementato con due transistori connessi come in Figura 3.3.

Il nucleo del convertitore consiste in un half-bridge realizzato con transistori p-MOSFET e n-MOSFET, un induttore e un supercondensatore (Figura 3.4). Questo circuito si occupa di regolare il flusso di energia tra la cella selezionata e il supercondensatore. La taglia del condensatore influenza direttamente la quantità di carica che può essere trasferita in un singolo ciclo di bilanciamento cella-condensatore-cella (quanto di energia) e quindi definisce il numero di cicli necessari per completare l'operazione di bilanciamento. Il tempo complessivo per effettuare il bilanciamento è dato dal tempo necessario per completare un determinato numero di cicli cella-condensatore-cella, sommato all'overhead dovuto alla commutazione della matrice di interruttori per selezionare le celle sorgente e destinazione (durante la commutazione il convertitore switching viene arrestato).

Per controllare in maniera semplice la corrente di bilanciamento che scorre nella cella selezionata è stato usato un controllo isteretico. La corrente è misurata attraverso un amplificatore da strumentazione che legge la caduta di tensione a cavallo di un resistore di shunt (R_{sh} in Figura 3.4) e regolata in modo da avere valor massimo I_{max} e valor minimo I_{min} . L'uscita dell'amplificatore è infatti comparata con delle soglie prefissate: se la corrente è maggiore di I_{max} o minore di I_{min} , la configurazione dei tasti dell'half-bridge è invertita in modo da ridurre o aumentare rispettivamente il valore della corrente. I parametri dei componenti, inclusi R_C (ESR del supercondensatore), R_L (resistenza parassita dell'induttore), R_n , R_p , R_{sm} (resistenze di conduzione di p-, n-MOSFET e degli interruttori della matrice, rispettivamente, influenzano le performance e l'efficienza del convertitore. Il modello presentato di seguito considera proprio questi parametri per selezionare il set di componenti più adatto a massimizzare l'efficienza del trasferimento energetico.

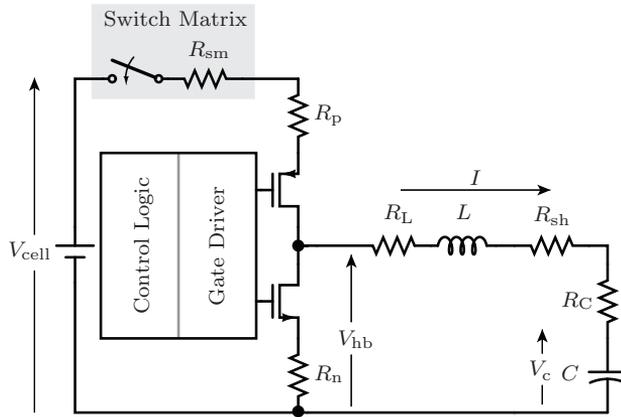


Figura 3.4: Schema elettrico del convertitore. Le resistenze parassite dei vari componenti sono esplicitate. C è il supercondensatore nel quale l'energia del trasferimento viene temporaneamente immagazzinata.

3.4 Modellizzazione dell'equalizzatore

Per massimizzare l'efficienza dell'equalizzatore occorre minimizzare l'energia persa durante i trasferimenti cella-condensatore-cella. Definiamo l'energia persa E_{wasted} come:

$$E_{\text{wasted}} = E_{\text{static}} + E_{\text{switching}} + E_{\text{Joule}} \quad (3.6)$$

dove E_{static} è l'energia spesa per la misura della corrente nell'induttore, della tensione sul supercondensatore e per alimentare la logica di controllo; $E_{\text{switching}}$ è l'energia dissipata nella commutazione dei transistori MOSFET dell'half bridge; E_{Joule} tiene conto di tutte le perdite di conduzione nelle maglie attraversate dalla corrente di bilanciamento. Tutte e tre le componenti devono essere considerate per massimizzare l'efficienza E_{static} si può ridurre scegliendo componenti (amplificatore, logica di controllo, ecc.) a basso consumo, la scelta dei componenti nelle maglie attraversate dalla corrente di bilanciamento influenza $E_{\text{switching}}$ e E_{Joule} in maniera diversa. Ad esempio, il valore di induttanza dell'induttore determina la frequenza di commutazione dell'half-bridge e quindi le perdite di commutazione, mentre la resistenza parassita dello stesso componente contribuisce alle perdite di conduzione.

Dal momento che l'equalizzatore viene realizzato utilizzando componenti commerciali, non è possibile scegliere liberamente tutti i parametri dei componenti. Al contrario, bisogna trovare il miglior compromesso in un set definito di componenti. La ricerca di questo compromesso è stata automatizzata sviluppando un semplice modello del circuito, descritto in seguito, e calcolandone le prestazioni al cambiare dei componenti scelti tra un sottoinsieme di quelli disponibili in commercio. Dalla simulazione del modello si ottiene il numero di commutazioni dell'half-bridge, necessario per il calcolo delle perdite di commutazione, e il tempo in cui i transistori p- ed n-MOSFET restano accesi, utilizzato nel calcolo di E_{static} e di E_{Joule} .

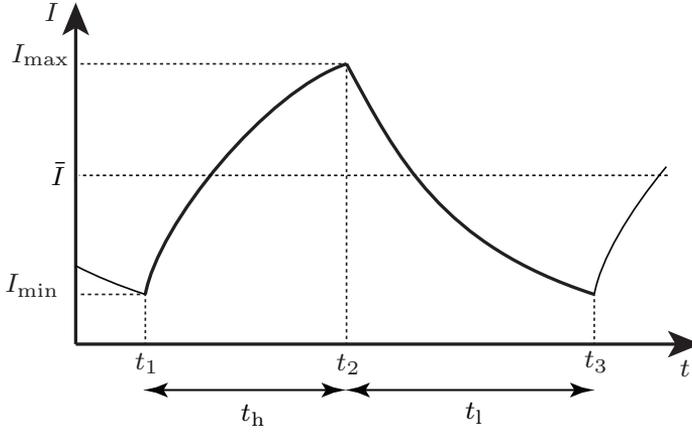


Figura 3.5: Andamento della corrente nell'induttore, in funzione del tempo.

Il modello è derivato dalle equazioni alle maglie del circuito di Figura 3.4, nei due casi in cui i due tasti dell'half-bridge sono alternativamente chiusi (ossia negli intervalli t_h e t_l di Figura 3.5). Si assume che la tensione della cella selezionata V_{cell} rimanga costante durante un ciclo di bilanciamento.

Con il ramo superiore chiuso:

$$V_{\text{cell}} - IR_{\text{sm}} - IR_{\text{p}} - IR_{\text{L}} - L \frac{dI}{dt} - IR_{\text{sh}} - IR_{\text{C}} - V_{\text{c}}(t) = 0 \quad (3.7)$$

mentre col ramo inferiore chiuso:

$$-IR_{\text{n}} - IR_{\text{L}} - L \frac{dI}{dt} - IR_{\text{sh}} - IR_{\text{C}} - V_{\text{c}}(t) = 0 \quad (3.8)$$

Assumendo $V_{\text{c}}(t)$ costante e uguale a V_{C} in ogni intervallo $t_h + t_l$ (questa ipotesi sarà confermata successivamente dalla scelta del valore di capacità del supercondensatore), e definendo $R_h = R_{\text{p}} + R_{\text{sm}} + R_{\text{L}} + R_{\text{sh}} + R_{\text{C}}$, $R_l = R_{\text{n}} + R_{\text{L}} + R_{\text{sh}} + R_{\text{C}}$, $\tau_h = L/R_h$ e $\tau_l = L/R_l$, le Equazioni 3.7 e 3.8 possono essere facilmente risolte. La prima diventa (per $t_1 \leq t \leq t_2$)

$$I(t) = I(t_1) + \left(\frac{V_{\text{cell}} - V_{\text{C}}}{R_h} - I(t_1) \right) \left(1 - e^{-\frac{(t-t_1)}{\tau_h}} \right) \quad (3.9)$$

mentre la seconda (per $t_2 \leq t \leq t_3$)

$$I(t) = I(t_2) + \left(\frac{-V_{\text{C}}}{R_l} - I(t_2) \right) \left(1 - e^{-\frac{(t-t_2)}{\tau_l}} \right) \quad (3.10)$$

Grazie al controllo isteretico $I(t_1) = I(t_3) = I_{\text{min}}$ e $I(t_2) = I_{\text{max}}$ (Figura 3.5). Risolvendo le equazioni 3.9 e 3.10 in ogni ciclo di commutazione si ottengono t_h e

t_1 (definiti come $t_h = t_2 - t_1$ and $t_l = t_3 - t_2$) e il valor medio \bar{I} della corrente. A questo punto un nuovo valore della costante V_C è calcolato per il ciclo successivo, considerando la carica spostata da/verso il supercondensatore nel ciclo.

Nell' m -esimo ciclo:

$$t_h(m) = \tau_h \ln \left(\frac{\frac{V_{\text{cell}} - V_C(m)}{R_h} - I_{\text{min}}}{\frac{V_{\text{cell}} - V_C(m)}{R_h} - I_{\text{max}}} \right) \quad (3.11)$$

$$t_l(m) = \tau_l \ln \left(\frac{I_{\text{max}} + V_C(m)/R_l}{I_{\text{min}} + V_C(m)/R_l} \right) \quad (3.12)$$

$$\bar{I}(m) = \frac{\frac{t_h(m)(V_{\text{cell}} - V_C)}{R_h} - \frac{t_l(m)V_C}{R_l} + (I_{\text{max}} - I_{\text{min}})(\tau_l - \tau_h)}{t_h(m) + t_l(m)} \quad (3.13)$$

$$V_C(m+1) = V_C(m) + \frac{\bar{I}(t_h(m) + t_l(m))}{C} \quad (3.14)$$

Queste espressioni sono calcolate simulando il circuito a tempo discreto, fino al trasferimento di un quanto di energia, ottenendo così il numero di commutazioni m_{tot} . Conoscendo m_{tot} , $t_h(m)$, $t_l(m)$ e $V_C(m)$ è possibile calcolare le tre componenti che contribuiscono alla dissipazione di energia E_{static} , $E_{\text{switching}}$ e E_{Joule} , definite all'inizio di questa sezione.

Sono state eseguite simulazioni per valori diversi di I_{min} e I_{max} , come per differenti set di componenti scelti da famiglie di dispositivi commerciali. Questi ultimi contribuiscono alle perdite energetiche in modi diversi. Ad esempio, l'incremento della capacità del supercondensatore riduce sia le perdite di commutazione che quelle di conduzione perché solitamente condensatori più grossi ESR più piccola. Per questo motivo si è scelto di utilizzare il dispositivo commerciale con capacità più grande possibile (5 F) compatibilmente con il costo e l'ingombro su scheda accettabile per l'applicazione. Questo valore conferma l'ipotesi, fatta inizialmente, con cui la tensione $V_C(t)$ è stata considerata costante per un ciclo di commutazione. Diversamente, la scelta di un MOSFET con resistenza di conduzione $R_{\text{DS(on)}}$ riduce le perdite di conduzione mentre incrementa quelle di commutazione poiché la riduzione di $R_{\text{DS(on)}}$ è tipicamente ottenuta grazie a canali più larghi, e quindi si hanno gate di area maggiore (una capacità di gate più grossa deve essere caricata e scaricata ad ogni commutazione) e maggiori quantità di carica da trasferire nelle zone di svuotamento dei diodi di bulk. Anche la scelta dell'induttore influenza in maniera diversa le perdite di conduzione e quelle di commutazione: una riduzione della resistenza parassita (maggiore sezione del conduttore degli avvolgimenti) riduce le perdite di conduzione ma riduce anche il valore dell'induttanza (minor numero di avvolgimenti a parità di volume) incrementando la frequenza delle commutazioni e quindi aumentando le perdite di commutazione.

Nella campagna di simulazione sono stati testate diverse combinazioni di transistori, scelte tra 89 n-MOSFET and 103 p-MOSFET, considerando i loro valori nominali di resistenza di conduzione, carica di gate e carica di ripristino dei diodi di bulk. Ventiquattro modelli di induttore, con i loro valori di induttanza e resistenza serie, sono stati altresì considerati. L'intera campagna consiste di milioni di combinazioni differenti: confrontando il valore di energia dissipata da ogni configurazione di componenti e di parametri I_{min} e I_{max} , è stata selezionata una combinazione in grado di offrire un'efficienza superiore al 90%. I componenti di tale configurazione

Tabella 3.2: Lista dei componenti e dei parametri di progetto utilizzati nel prototipo di equalizzatore.

Component	Device Name	Main features
Super-capacitor	2 x NESSCAP EMHSR-0002C5-005R0	2,5 F - 5 V ESR 69 m Ω
Inductor	Bourns J.W. Miller 2310-R	56 μ H - 17 m Ω
p-MOSFET	Vishay SI4463BDY	R _{DS(on)} 14 m Ω
n-MOSFET	Vishay SiR424DP	R _{DS(on)} 7,4 m Ω
Switch Matrix MOSFET	Vishay Si7478DP	R _{DS(on)} 7,5 m Ω
R _{sh}	Ohmite RW1S0CKR025DE	25 m Ω
MOSFET Bridge Driver	Microchip TC4425A	I _{supply} 150 μ A
Switch Matrix MOSFET Driver	Supertex HT0440	400 V isolation V _{out} up to 10 V

Parameter	Value
I _{max}	1 A [RIV]
I _{min}	0,6 A [RIV]

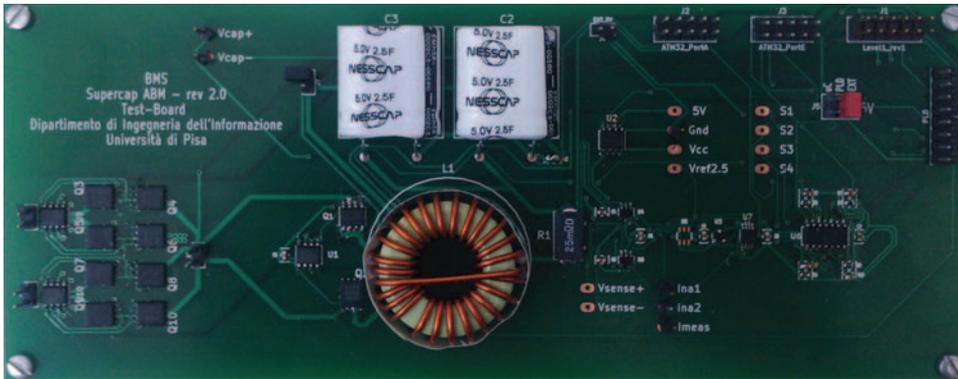


Figura 3.6: Fotografia del prototipo di equalizzatore. Ben visibili al centro della fotografia induttore e due supercondensatori (connessi in parallelo).

sono listati nella Tabella 3.2 e sono stati utilizzati per la costruzione di un prototipo su scheda a circuito stampato, mostrato in Figura 3.6.

L'equalizzatore è controllato da logiche digitali che ricevono i comandi dal BMS mediante un'apposita interfaccia. Il BMS specifica quali celle devono essere bilanciate e la quantità di energia da trasferire. La logica svolge quindi due funzioni principali:

- pilota gli interruttori della matrice per selezionare le celle;

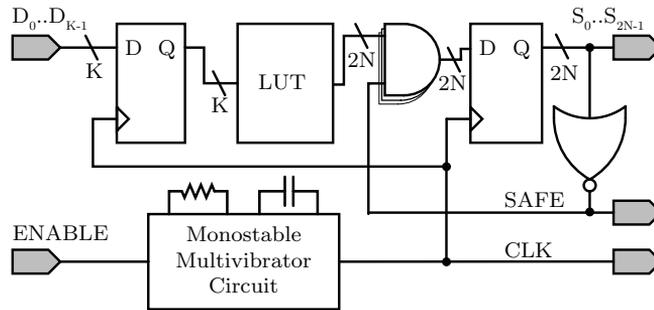


Figura 3.7: Logica di controllo della matrice di interruttori. Tutta la logica è implementata su PLD, ad eccezione del multivibratore monostabile che è realizzato con un circuito integrato dedicato.

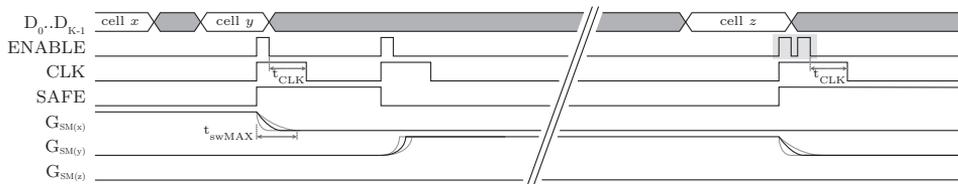


Figura 3.8: Temporizzazione del controllore della matrice di interruttori: pilotaggio corretto (a sinistra) e comportamento fail-safe in seguito ad un errore di pilotaggio (a destra). I valori G_{SM} rappresentano la conduttanza degli interruttori usati per connettere l'equalizzatore alle celle. Si noti che t_{CLK} , ossia la durata dell'impulso CLK , è sempre maggiore di t_{swMAX} , il più lungo tempo di commutazione dei transistori MOSFET.

- pilota i due rami dell'half-bridge del convertitore switching per regolare la corrente di bilanciamento.

Entrambe le funzioni sono implementate su un unico dispositivo programmabile (PLD) e sono descritte in dettaglio di seguito.

3.4.1 Logica di controllo della matrice di interruttori

La matrice di interruttori connette una e soltanto una cella della batteria all'equalizzatore, oppure mantiene tutte le celle disconnesse. Il comportamento di questa logica è praticamente quella di un decoder che controlla $2N$ interruttori (con N il numero di celle nella batteria) di cui soltanto $N + 1$ combinazioni sono permesse. Sfortunatamente le configurazioni non permesse non sono soltanto inutili ma quantomai dannose poiché possono portare al cortocircuito di alcune celle o sezioni di batteria. Le configurazioni vietate non devono quindi mai essere selezionate, nemmeno durante il passaggio da una configurazione ammessa ad un'altra. L'applicazione di configurazioni non ammesse è impedita utilizzando una macchina a stati che permette di selezionare una configurazione della matrice soltanto una volta che tutti gli interruttori sono stati aperti (configurazione sicura).

La Figura 3.7 mostra lo schema della logica che gestisce la matrice di interruttori. La selezione della cella è indirizzata con $K = \lceil \log_2(N + 1) \rceil$ segnali di ingresso. Questi sono memorizzati in un registro di flip-flop di tipo D (DFF), quindi decodificati da una look-up table (LUT). Ciascuna uscita della LUT è mascherata in AND con il segnale *SAFE*, che è abilitato solo e soltanto se tutti i segnali di pilotaggio degli interruttori $S_0..S_{2N-1}$ sono disattivati. Questo stato corrisponde ad avere tutti gli interruttori aperti. In questo modo la nuova configurazione della matrice di interruttori è presentata sui segnali $S_0..S_{2N-1}$ solo dopo che sono stati tutti precedentemente disabilitati (e quindi tutti gli interruttori sono stati aperti).

Il segnale di clock dei DFF (*CLK*) è generato da un multivibratore monostabile sensibile al livello, esterno alla PLD, che viene armato dal segnale *ENABLE*. L'introduzione di questo multivibratore serve a filtrare qualunque impulso del segnale *ENABLE* che potrebbe arrivare mentre gli interruttori che selezionavano la cella a cui l'equalizzatore era precedentemente connesso vengono aperti. La durata dell'impulso generato dal multivibratore è impostata regolando la costante di tempo di un ramo RC esterno ed è regolata in modo da essere, in qualsiasi condizione operativa, maggiore del tempo di apertura e chiusura degli interruttori. Ulteriori impulsi di clock sono quindi permessi solo dopo che è trascorso un tempo t_{swMAX} dall'impulso di clock precedente, come illustrato in Figura 3.8. Qui $G_{SM(x)}$ e $G_{SM(y)}$ (la conduttanza degli interruttori che selezionano rispettivamente le celle x e y) raggiungono la condizione di regime prima dell'arrivo di un nuovo impulso di clock. La logica è in grado di filtrare sequenze di pilotaggio non corrette, come due impulsi di clock che sono generati violando i requisiti di temporizzazione precedentemente descritti (area in grigio di Figura 3.8). In questo caso un solo impulso di clock raggiunge il registro di DFF, portando la matrice in uno stato comunque sicuro (tutti gli interruttori aperti). La procedura che dovrebbe essere adottata per cambiare la configurazione della matrice di interruttori è mostrata nella parte sinistra di Figura 3.8: l'indirizzo della cella che si vuole selezionare è selezionate mediante i segnali $D_0..D_{K-1}$, quindi viene generato un impulso alto del segnale *ENABLE*. Il livello alto di *ENABLE* arma il multivibratore, il fronte in salita della cui uscita *CLK* campiona il bus $D_0..D_{K-1}$ mediante la prima barriera di DFF, mentre la seconda barriera campiona una configurazione di tutti segnali disabilitati poichè il segnale *SAFE* è anch'esso disabilitato. Si noti che quest'ultima transizione è intrinsecamente sicura perché consiste nel passaggio da una configurazione di uscita two-hot ad una configurazione di uscita all-zero, ossia ci sono solo transizioni da 1 a 0 dei segnali di pilotaggio degli interruttori e quindi si provoca l'apertura dei due interruttori precedentemente chiusi. Altri impulsi del segnale *ENABLE* non danno alcun effetto finchè il segnale *CLK* torna nuovamente basso (il monostabile è ri-triggerabile). Dopo che ciò è avvenuto può essere generato un nuovo impulso del segnale *ENABLE* per trasferire la nuova configurazione degli interruttori sulle uscite $S_0..S_{2N-1}$ e quindi generare due transizioni 0-1 che attivano gli interruttori relativi alla nuova cella. In qualsiasi momento il BMS può rilevare se la matrice di interruttori è in configurazione sicura o meno attraverso il segnale *SAFE*.

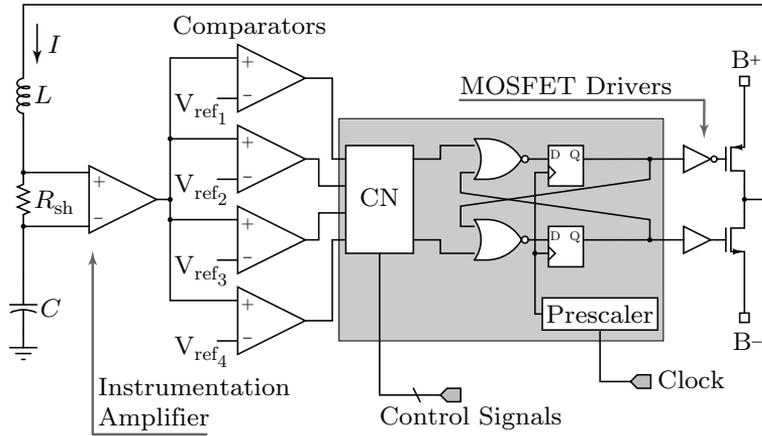


Figura 3.9: Logica di controllo dell'half-bridge: l'area in grigio evidenzia la logica implementata nel dispositivo programmabile PLD.

3.4.2 Logica di controllo del convertitore switching

Lo schema di questa sezione è mostrato in Figura 3.9. Questa logica effettua il controllo della corrente che scorre da e verso il supercondensatore mediante una regolazione isteretica. Riceve due segnali di controllo in ingresso (abilitazione e direzione della corrente) oltre ad informazioni sull'entità della corrente controllata, prodotte da comparatori analogici. Questi ultimi confrontano infatti la misura di tensione sullo shunt resistivo con dei riferimenti fissi di tensione, producendo quattro segnali digitali con cui è possibile determinare se il valore della corrente è compreso o meno nella fascia di isteresi, e quindi la successiva configurazione dell'half-bridge. Una rete combinatoria (CN) genera i due segnali di pilotaggio dei MOSFET dell'half-bridge, garantendo la non sovrapposizione dei livelli attivi. Mediante dei DFF viene inserito tra i due livelli attivi dei due transistori un dead-time sincrono col clock di sistema. Agendo sul fattore di divisione prescaler di questo clock è possibile regolare la durata del dead-time. L'area in grigio di Figura 3.9 evidenzia la logica che è implementata nel dispositivo programmabile PLD.

3.5 Misura dell'efficienza di equalizzazione

Per verificare la funzionalità e misurare l'efficienza dell'equalizzatore descritto, ne è stato costruito un prototipo, utilizzato poi in esperimenti in laboratorio (Figura 3.6). Una versione ridotta della matrice di switching è stata inserita nel prototipo (visibile sulla sinistra della scheda): gli 8 MOSFET realizzano due canali della matrice, sufficienti per testarne la funzionalità e misurarne il contributo alle dissipazioni di energia.

Il prototipo è stato pensato per essere connesso a due schede di sviluppo esterno durante i test in laboratorio:

- Atmel STK500 Development Board (con microcontrollore ATmega32 8-b), utilizzata per emulare parte della logica del BMS e per misurare la tensione

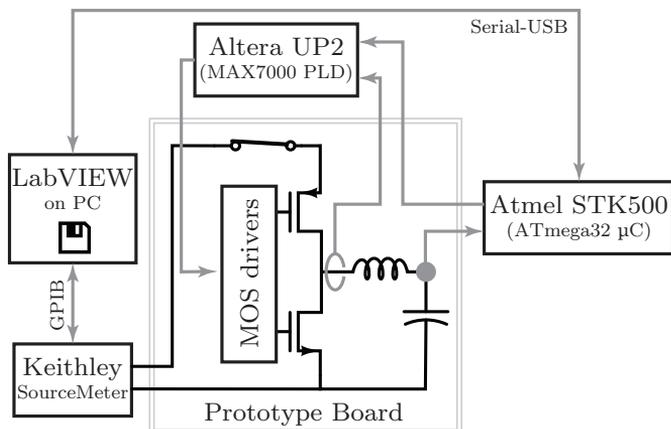


Figura 3.10: Setup sperimentale utilizzato per effettuare le misure di efficienza dell'equalizzatore. Il dispositivo programmabile (PLD) e il microcontrollore (μC) sono installati su due schede di sviluppo (Altera UP2 e Atmel STK500 rispettivamente

sul supercondensatore mediante un ADC integrato nel microcontrollore;

- Altera UP2 Development Board (con PLD MAX7000), sul quale sono implementate le funzioni logiche descritte nelle sezioni precedenti.

Queste schede comunicano tra loro mediante un'interfaccia parallela con cui il microcontrollore controlla le operazioni del PLD e regola i trasferimenti di energia. Il microcontrollore è stato dotato di un'interfaccia seriale USB verso un PC. Quest'ultimo avvia e controlla gli esperimenti, visualizza e memorizza su file i risultati.

L'equalizzatore è stato testato utilizzando un'unità SourceMeter Keithley 2420 in luogo delle celle da equalizzare. Questo strumento può comportarsi sia da generatore di corrente-tensione sia da carico. E' connesso ad una delle due porte dell'equalizzatore e settato per mantenere una tensione costante ai suoi capi (esattamente come farebbe una cella elettrochimica). Il livello di tensione impostato inizialmente è quello della cella da cui si vuole estrarre energia. Un'applicazione LabVIEW che gira su PC configura il circuito mediante comandi che sono ricevuti e interpretati dal microcontrollore, quindi tradotti al PLD in modo da caricare il supercondensatore estraendo energia dal SourceMeter. La tensione sul supercondensatore è costantemente misurata dall'ADC del microcontrollore. Quando raggiunge un valore precedentemente settato dal PC, l'uscita del SourceMeter è portata al valore di tensione della cella in cui l'energia immagazzinata nel supercondensatore deve essere riversata. A questo punto il flusso della corrente è invertito per completare il trasferimento, trasferendo energia verso il SourceMeter.

La Figura 3.10 mostra il setup appena descritto. L'andamento della corrente nell'induttore I e della tensione sul nodo centrale dell'half-bridge V_{hb} (definita in Figura 3.4) in funzione del tempo sono mostrate in Figura 3.11.

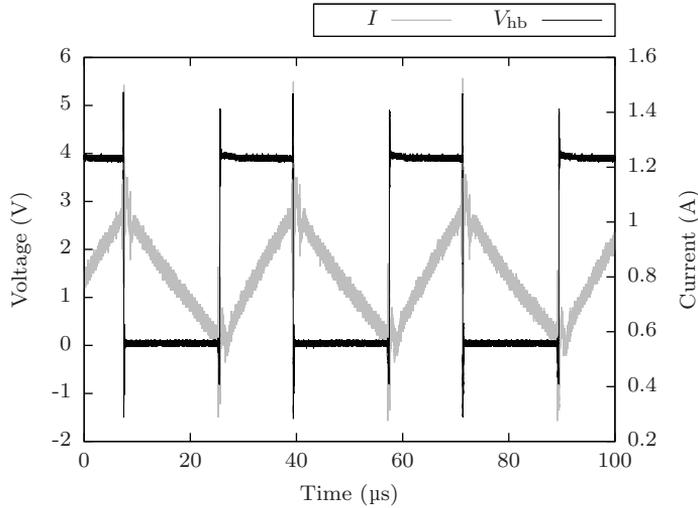


Figura 3.11: Andamento della corrente nell'induttore I e della tensione sul nodo centrale dell'half-bridge V_{hb} (definita in Figura 3.4) in funzione del tempo misurate durante un ciclo di equalizzazione.

Anche il SourceMeter è connesso al PC, che ha quindi a disposizione i valori di corrente e tensione misurate ai terminali dello strumento. Con queste informazioni viene calcolata la potenza istantanea che il SourceMeter eroga o assorbe e, mediante integrazione, l'energia trasferita verso/dal supercondensatore. L'efficienza dell'equalizzatore viene calcolata come il rapporto tra l'energia assorbita dal SourceMeter nella fase di scarica del supercondensatore e l'energia erogata nella fase di carica. Questa è il risultato di due trasferimenti (cella-supercondensatore e supercondensatore-cella) e prende in considerazione le due componenti dell'energia dissipata E_{Joule} e $E_{switching}$ definite nell'Eq. 3.6.

La principale causa di errore nel calcolo appena illustrato deriva dall'errore di quantizzazione dell'ADC a 8 bit utilizzato per misurare la tensione del supercondensatore e riconoscere la fine di ogni trasferimento. Tuttavia, ripetendo l'esperimento e mediando i risultati, gli effetti di questa sorgente di errore possono essere ridotti e l'accuratezza dell'efficienza calcolata risulta migliore. Mediando 50 trasferimenti si ottiene un'accuratezza sulla misura di efficienza inferiore a 0,5%.

L'efficienza misurata col setup di Figura 3.10 deve essere corretta per considerare la componente di energia dissipata legata al consumo della logica di controllo E_{static} . Non sarebbe corretto usare i consumi delle schede di sviluppo utilizzate in laboratorio per controllare l'equalizzatore, poiché questi risultano sensibilmente maggiori dei consumi dei dispositivi di controllo da impiegarsi in un'applicazione reale, di cui ha molto più senso quindi considerare il consumo: utilizzando un dispositivo programmabile CPLD Altera MAX V Low Power e un microcontrollore Atmel AVR ATtiny24A picoPower per implementare la logica di controllo dell'equalizzatore, il consumo di potenza è intorno ai 5 mW (stimato da indicazioni fornite nei datasheet dei componenti). Nel singolo ciclo di equalizzazione vengono

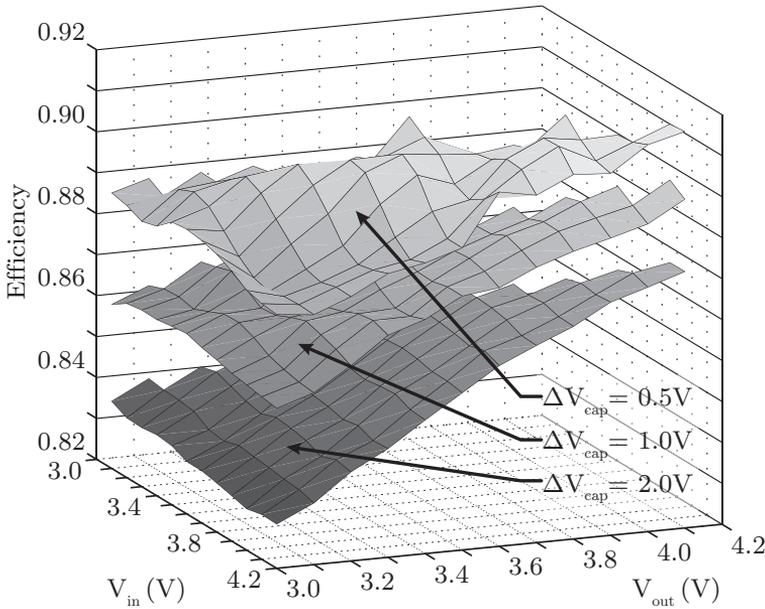


Figura 3.12: Efficienza di trasferimento per diversi valori di V_{in} , tensione della cella sorgente, V_{out} , tensione della cella di destinazione, e ΔV_{cap} , swing della tensione del supercondensatore.

trasferiti circa 15 J in 10 s: in questo intervallo di tempo l'energia utilizzata dalla logica di controllo può essere stimata attorno a 50 mJ. Questo contributo è decisamente piccolo e riduce l'efficienza precedentemente calcolata di appena 0,33 %. Questo dimostra che le principali componenti dell'energia dissipata derivano dai componenti modellati nella Sezione 3.4.

L'efficienza dell'equalizzatore è stata misurata per differenti tensioni della cella sorgente e destinazione (3–4,2 V) e diverse escursioni della tensione sul supercondensatore ΔV_{cap} . I risultati ottenuti con 3 diversi valori di ΔV_{cap} sono graficati in Figura 3.12, che mostra l'efficienza del circuito in funzione della tensione sulle due celle coinvolte nel ciclo di equalizzazione. L'efficienza risulta sempre maggiore dell'83 % e raggiunge valori maggiori al 90 % con un'opportuna scelta di ΔV_{cap} [40].

In Figura 3.13 le misure di efficienza sono confrontate con i valori ottenuti utilizzando il modello descritto nella Sezione 3.4. Nel grafico è inoltre riportato l'andamento dell'efficienza calcolato con le Eq. 3.15 (efficienza nella fase di carica del supercondensatore), 3.16 (efficienza nella fase di scarica del supercondensatore) e quindi 3.17.

$$\eta_C = 1 - \frac{\bar{I}(R_h - R_l)}{V_{cell}} \frac{1}{1 + \frac{2R_l \bar{I}}{V_{capMAX} + V_{capMIN}}} \quad (3.15)$$

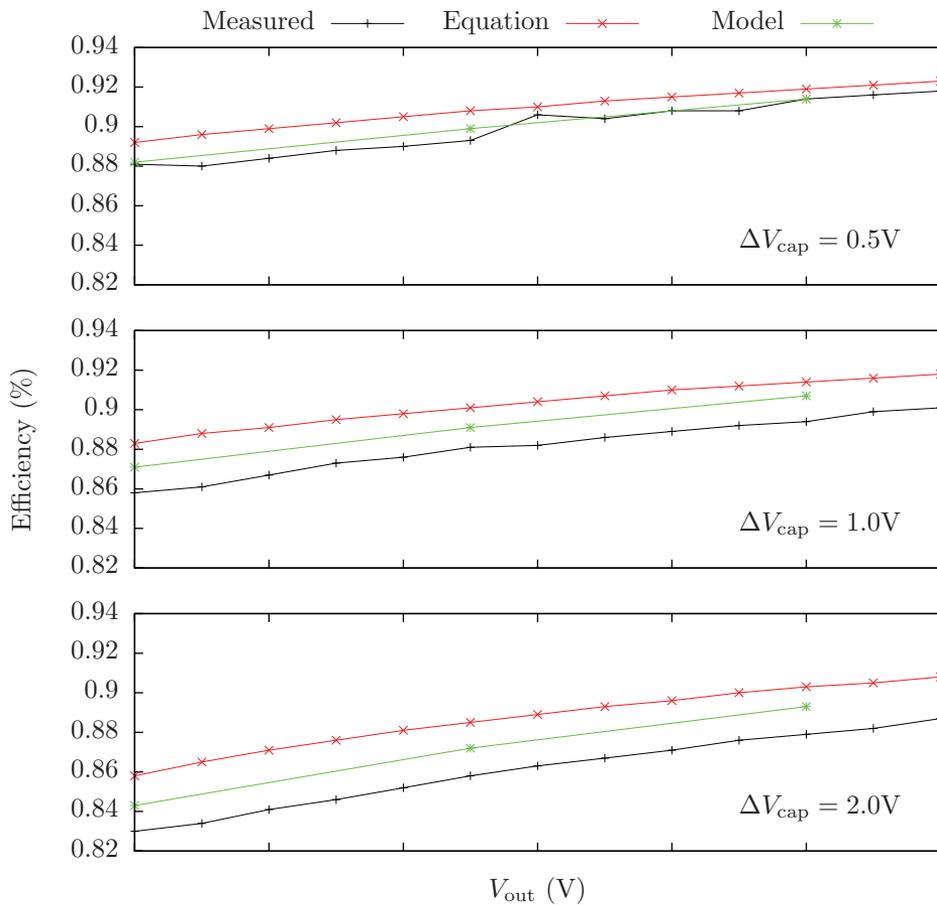


Figura 3.13: Confronto tra i valori di efficienza misurati sperimentalmente e ottenuti dalla simulazione del modello descritto in Sezione 3.4. Nei grafici è riportato anche il valore di efficienza calcolato con l'Eq. 3.17, in cui si trascurano le perdite di commutazione e gli effetti del ripple della corrente nella fascia di isteresi. Lo scostamento tra misure e simulazioni è inferiore a 1,2%.

Tabella 3.3: Confronto tra diversi equalizzatori proposti in letteratura.

Rif.	Topologia	Efficienza
[31]	PACK-to-CELL	82 % ¹
[41]	CELL BYPASS	>90 % ²
[42]	PACK-to-CELL	<83 % ¹
[35]	BiDi-PACK-CELL	82 %
[43]	External-to-CELL	85 %
[44]	PACK-to-CELL	80 % ³
[37]	CELL-to-CELL	85 %
[39]	CELL-to-CELL	56 %
[38]	CELL-to-CELL	80 % ⁴
Questo lavoro	CELL-to-CELL	>90 %

¹ Efficienza calcolata da datasheet

² Non applicabile a batterie di grande capacità

³ Dichiarato a VPPC2011 [AGGIORNARE?]

⁴ Ipotesi dell'autore

$$\eta_D = \frac{1 - \frac{2R_l \bar{I}}{V_{\text{capMAX}} + V_{\text{capMIN}}}}{1 + \frac{\bar{I}(R_l - R_h)}{V_{\text{cell}}}} \quad (3.16)$$

$$\eta = \eta_C \eta_D \quad (3.17)$$

Si noti che in queste equazioni la corrente sull'induttore è considerata costante nell'intero ciclo equalizzazione, come controllata da un regolatore ideale: non inoltre sono considerate le perdite legate alla commutazione dell'half-bridge, nè i contributi alle perdite di conduzione legate all'ampiezza ripple di corrente sull'induttore. Anche il consumo energetico del microcontrollore e del dispositivo logico programmabile è stato trascurato. I valori di efficienza ottenuti con queste equazioni sono infatti sempre maggiori dei valori misurati o calcolati col modello tempo-discreto di Sezione 3.4. Questi ultimi sono invece molto vicini ai valori misurati, con uno scostamento massimo di circa 1,2%. Poichè i tempi di simulazione del modello sono piuttosto lunghi (diverse decine di minuti per simulare un ciclo di equalizzazione) si è scelto di ridurre il numero di condizioni da simulare, limitandosi a soli 3 valori di tensione della cella di ingresso e della cella di uscita: come si vede nei grafici, questa scelta permette di apprezzare comunque la relazione tra i risultati delle misure e delle simulazioni.

I risultati delle misure di efficienza sono stati messi a confronto con quelli di altri equalizzatori presentati in letteratura. La Tabella 3.3 elenca alcuni di essi, assieme alla loro efficienza. In quei casi in cui l'efficienza non è esplicitamente dichiarata, è stata calcolata sfruttando i datasheet dei componenti utilizzati, assieme ad altri dati forniti dagli autori (correnti, tensioni, ecc.). La tabella mostra chiaramente che l'equalizzatore proposto è uno dei più efficienti mai presentati.

In [38] è stata presentata una topologia di circuito simile a quella descritta in precedenza: ogni cella è dotata di un convertitore flyback bidirezionale, una porta del quale è connessa alla cella mentre l'altra ad un bus condiviso tra tutti i convertitori. L'autore non dichiara alcun valore dell'efficienza di trasferimento misurata, ma la assume attorno all'80% per dimostrare l'efficacia della soluzione proposta. La soluzione qui presentata è dunque più efficiente e inoltre, utilizzando un unico convertitore anziché uno per cella, richiede l'utilizzo di un minor numero di componenti. Un circuito simile a questo è stato presentato in [39] ma l'efficienza misurata è del 56% e quindi relativamente bassa.

In [37] l'equalizzazione è effettuata mediante una matrice di induttori come serbatoio di energia distribuito. Vengono usati solo un induttore e un interruttore per cella. L'autore dichiara un'efficienza attorno a 80–90%, ma l'algoritmo con cui vengono controllati gli interruttori è estremamente più complesso di quello dell'equalizzatore con supercondensatore.

In [41] viene descritto un equalizzatore ad alta efficienza basato sulla tecnica *cell bypass*. Questa è estremamente versatile poiché permette di riconfigurare dinamicamente la batteria, realizzando un'architettura *fault-tolerant*. Tuttavia tale tecnica è difficilmente applicabile in applicazioni di grande potenza per il bypass di celle di elevata capacità: gli interruttori con cui le celle sono bypassate incrementano infatti la resistenza serie della batteria e introducono quindi perdite di energia anche quando nessuna cella è bypassata e l'equalizzazione non viene effettuata. La potenza dissipata sugli interruttori è proporzionale al quadrato della corrente che vi scorre, pertanto l'efficienza di questa tecnica risulta decisamente ridotta per applicazioni che impiegano correnti elevate. Una diversa implementazione della tecnica descritta in [41] in cui questa è applicata a batterie di grande potenza viene proposta nel capitolo successivo.

4

Progetto di BMS per veicolo ibrido

4.1 BMS ad architettura gerarchica

Il Battery Management Systems (BMS) è un sistema elettronico il cui obiettivo è quello di rendere la batteria più efficiente, longeva e sicura. Per questo deve essere in grado di monitorare tutte le celle di una batteria, determinare se si trovano nei propri range operativi di tensione, corrente e temperatura, effettuare l'equalizzazione della carica, evitare il danneggiamento della batteria stessa e del veicolo [4, 45, 46].

I BMS a struttura gerarchica sembrano essere la soluzione più promettente e flessibile per la gestione di accumulatori in applicazioni di potenza elevata [31, 47]: questi distribuiscono le funzioni di monitoraggio e gestione su differenti livelli, rendendo più semplice la progettazione del sistema poichè ogni livello svolge solo poche funzioni. Più livelli possono inoltre svolgere la stessa funzione, in modo da incrementarne l'affidabilità. Diversi esempi di BMS basati su architetture di questo tipo sono stati presentati in letteratura, ma sono spesso validati attraverso simulazioni e quasi mai viene affrontato il problema dell'impatto che il BMS ha sull'efficienza energetica della batteria [48]. Le implementazioni hardware talvolta presentate sono spesso parziali e comunque dimensionate per applicazioni di bassa o media potenza [41].

Nelle sezioni seguenti sarà invece presentata una descrizione dettagliata di tutti i componenti di un BMS per applicazioni di potenza elevata come la trazione elettrica. Saranno inoltre mostrate le realizzazioni di alcuni prototipi di questi componenti assieme ai risultati di test sperimentali eseguiti su di essi.

4.2 Scenario

L'applicazione presa da riferimento nella progettazione del BMS è il veicolo ibrido a fuel-cell ad idrogeno sviluppato presso l'Università di Pisa nell'ambito del progetto di ricerca *Filiera Idrogeno* [49, 50].

La batteria è uno dei componenti principali di un veicolo di questo tipo ed è fondamentale per poter utilizzare efficientemente l'energia elettrica prodotta dalla fuel-cell, che non è in grado di erogare la potenza con una dinamica elevata come quella richiesta dal veicolo durante il suo utilizzo. La fuel-cell installata sul veicolo è progettata per lavorare in un punto di lavoro fisso e ben determinato, in modo

da ottenerne il massimo rendimento energetico. Nell'impiego veicolistico questo punto di lavoro può essere mantenuto costante solo se tutte le fluttuazioni della potenza attorno al valor medio sono erogate e assorbite da una batteria: questa eroga infatti potenza durante le accelerazioni del veicolo e la assorbe quando quella generata dalla fuel-cell eccede la richiesta del veicolo. La fuel-cell è in grado soltanto di erogare potenza verso un carico (mediante conversione di energia chimica in energia elettrica), mentre la batteria è chiaramente anche in grado di assorbire potenza ricaricandosi (l'energia elettrica è trasformata in energia chimica) [51]. L'utilizzo di una batteria è dunque fondamentale poiché permette di recuperare energia durante la frenata, tecnica non applicabile utilizzando esclusivamente la fuel-cell.

Nell'ambito del progetto *Filiera Idrogeno*, un piccolo veicolo industriale prodotto da Piaggio come veicolo elettrico plug-in con batterie al piombo acido è stato dotato di nuovo azionamento elettrico brushless appositamente progettato. Questo è alimentato da una fuel-cell a idrogeno da 14,4 kW che fornisce il valor medio della potenza richiesta dal veicolo, e da una batteria litio-polimeri da 155 V - 31 Ah (circa 25 kW di massima potenza di picco erogabile). La batteria commerciale inizialmente selezionata per l'installazione sul veicolo è dotata di BMS, tuttavia le prestazioni di questo BMS sono risultate da subito non soddisfacenti. Ad esempio, la comunicazione tra i suoi sottosistemi avviene mediante comunicazione senza fili, rendendo l'intero sistema poco affidabile (spesso, e per tempo prolungato, vengono a mancare dati relativi a gruppi di celle della batteria). Il sistema effettua solo il monitoraggio dello stato delle celle ma non effettua alcun tipo di equalizzazione, neppure passiva. Infine, il consumo del BMS è da subito risultato inaccettabile per applicazioni veicolistiche poiché scarica completamente la batteria cui è collegato se questa viene lasciata inutilizzata per qualche mese. E' quindi risultato necessario sviluppare una nuova batteria, dotata di un BMS con caratteristiche superiori a quello installato inizialmente.

Le specifiche della batteria e del BMS sono fissate dall'applicazione stessa: la tensione nominale della batteria è di 160 V, la capacità non è richiesta essere troppo grande (30—40 Ah) poiché l'accumulo principale di energia è effettuato nel serbatoio di idrogeno. Il progetto della batteria deve soddisfare specifiche meccaniche ben delineate dal momento che tutti i componenti del powertrain, inclusa la batteria, devono essere collocati sotto il pianale del veicolo, in spazi assegnati e vincolati. Il nuovo BMS deve superare i problemi evidenziati da quello commerciale, inizialmente selezionato. Deve quindi essere più affidabile, consumare meno, e inoltre offrire funzioni più avanzate come l'*equalizzazione attiva* presentata nella Sezione 3.3.

4.3 Progetto della batteria

La struttura del BMS proposto è analoga alla struttura fisica della batteria che, come avviene di solito, è suddivisa in moduli connessi in serie, a loro volta composti da celle elementari connesse anch'esse in serie. L'elettronica del BMS è quindi parimenti distribuita, parte sulle singole celle, parte sui moduli, quindi sull'intera batteria, come mostrato in Figura 4.1.

lo stato di carica mentre si caricano o scaricano gli altri moduli. In questo modo si può equalizzare la carica tra diversi moduli con la strategia presentata in [41]. L'MBS può essere usato per riconfigurare la batteria modificandone la tensione mediante la connessione e la disconnessione di moduli. Infine, la presenza dell'MBS incrementa l'affidabilità della batteria, permettendo di escludere un modulo malfunzionante senza interruzione di servizio [54].

I quattro moduli, con CMU, MMU ed MBS sono assemblati per realizzare la batteria con la tensione nominale desiderata. Il livello più alto della gerarchia, che controlla e gestisce tutta la batteria è denominato Pack Management Unit (PMU) ed è connesso alle MMU mediante Controller Area Network (CAN) bus. La funzione principale svolta dalla PMU è la stima del SoC di ogni cella. Questa grandezza è necessaria per calcolare la quantità di energia immagazzinata nella batteria [55–58] e per gestire in modo ottimale i flussi di potenza tra la batteria, la fuel-cell e l'azionamento elettrico [49]. La PMU ha accesso alla rete del veicolo, su cui rende disponibili ad altri nodi (ad esempio il cruscotto) le informazioni relative allo stato della batteria.

Il BMS è infine dotato di un sensore di corrente (*Pack Current Sensor*, PCS in Figura 4.1) che misura la corrente di batteria e di un sezionatore per alte correnti (*Pack Protection Switch*, PPS in Figura 4.1) capace di interrompere la corrente di batteria anche a pieno carico.

4.4 Cell Monitoring Unit

La tensione e la temperatura di ogni cella sono solitamente monitorate, nei BMS commerciali, mediante circuiti integrati dedicati, come ad esempio ad esempio quelli della famiglia LTC680x di Linear Technology [59] o il MAX11068 di Maxim [60]. Questi circuiti integrati misurano la tensione di 4–12 celle. Per misurare un numero maggiore di celle è possibile connettere insieme più circuiti integrati per espandere il numero dei canali di misura. La temperatura è, di solito, misurata in 2–4 punti della batteria utilizzando sensori di temperatura integrati su silicio o termistori esterni. Questi circuiti integrati sono pensati per essere connessi ad un certo numero di celle connesse in serie e non possono pertanto effettuare il monitoraggio di una cella che venga, per qualche ragione, disconnessa ed estratta dalla batteria.

Alcune delle limitazioni di questi circuiti integrati possono essere superate ricorrendo a componenti di altro tipo: i monitor *fuel-gauge* per cella singola (ad esempio la famiglia LTC294x di Linear Technology [59], il MAX17047 o il DS2784 di Maxim [60]) sono pensati per rimanere costantemente connessi ad una cella. In questo modo la tensione della cella viene costantemente monitorata assieme alla temperatura. Alcuni di questi dispositivi misurano anche la corrente per mezzo di un resistore di shunt, e per integrazione (Coulomb counting) possono conoscere lo stato di carica della cella. Questi dispositivi non sono però impiegabili in batterie composte da celle connesse in serie poichè non sono dotati di interfaccia di comunicazione idonea: il terminale negativo della cella monitorata è usato come nodo di riferimento e non è prevista alcuna forma di isolamento. I monitor di cella singola, collegati a celle connesse in serie non possono quindi condividere un unico bus di comunicazione a meno di non cortocircuitare sezioni della batteria. La misura di

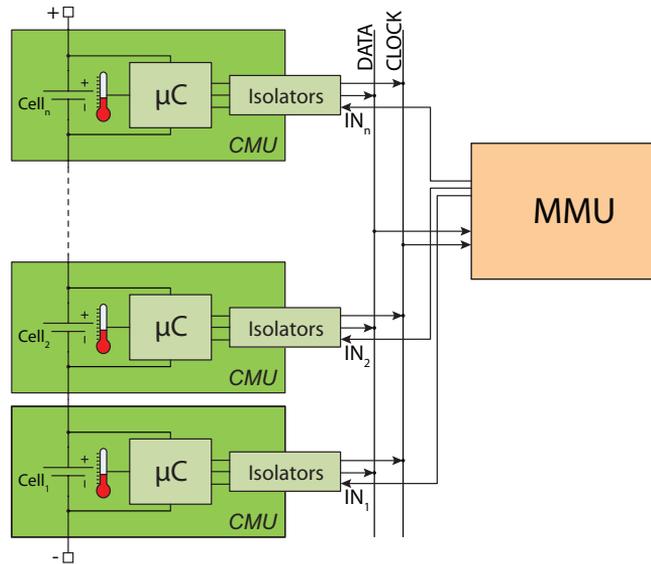


Figura 4.2: CMU utilizzate con celle connesse in serie. La comunicazione con la MMU è possibile attraverso l'interfaccia isolata.

corrente effettuata su ogni cella tramite resistore di shunt non è inoltre utilizzabile in applicazioni di elevata potenza a causa della potenza dissipata sui resistori stessi. Infine, nessuno dei monitor per singola cella, nè di quelli per celle connesse in serie è dotato di un'area di memoria nella quale possano essere memorizzate informazioni riguardanti la storia della cella.

Quest'ultima funzione può essere tuttavia molto interessante nell'ottica di una *second life application* delle celle della batteria. Infatti quando a capacità effettiva di queste celle si riduce di circa il 20%, non risulta più conveniente utilizzarle a bordo di veicoli a causa della ridotta energia specifica [55, 61–65]. Le prestazioni di celle in queste condizioni sono tuttavia sufficienti perchè le celle possano essere impiegate in altre applicazioni meno critiche da un punto di vista affidabilistico e magari stazionarie (il valore di energia specifica non è più così rilevante). In questo senso, conoscere la storia della cella è importante per effettuare una stima corretta della capacità effettiva della cella, che è affetta dal numero di cicli di carica e scarica, dall'età della cella e dallo stress che la cella ha subito durante l'uso [56, 66–69].

Si è quindi ritenuto necessario progettare un misuratore per singola cella basato su microcontrollore (μC), utilizzabile con celle al litio connesse in serie, che risolva i problemi descritti [52]. Questo dispositivo misura la tensione e la temperatura della cella al quale è connesso e può anche memorizzare informazioni sulla storia della cella stessa. L'innovazione principale rispetto ai dispositivi commerciali esistenti è la presenza di un'interfaccia di comunicazione isolata progettata appositamente per l'applicazione. Mediante questa interfaccia la comunicazione con la MMU può avvenire anche se i due sistemi non condividono lo stesso riferimento di tensione (Figura 4.2).

Poichè il misuratore rimane connesso alla cella per tutta la vita operativa, una

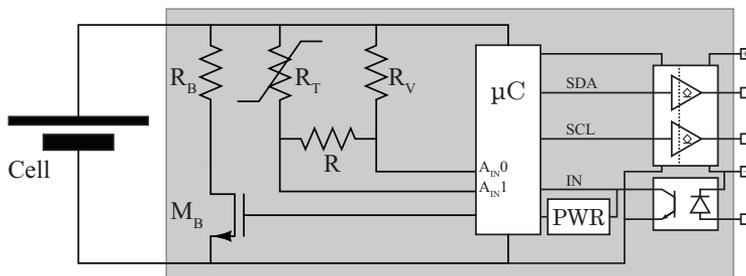


Figura 4.3: Schema elettrico di principio del misuratore. A sinistra del microcontrollore (μC) sono presenti i partitori resistivi per la misura di tensione, temperatura e per la scarica controllata della cella. A destra ci sono i dispositivi che realizzano l'isolamento dell'interfaccia di comunicazione e un circuito di Pulse Width Reset (PWR) utilizzato per resettare il microcontrollore qualora dovesse operare in maniera non corretta.

caratteristica fondamentale di cui tener conto nel progetto è il consumo di energia, che deve rimanere il più basso possibile, ossia paragonabile a quello dei misuratori per singola cella commerciali e comunque trascurabile rispetto alla corrente di autoscarica della cella cui è connesso

4.4.1 Descrizione della CMU

Lo schema elettrico del misuratore è mostrato in Figura 4.3. La cella monitorata, mostrata sulla destra, alimenta direttamente il microcontrollore. Quest'ultimo infatti ammette una tensione di alimentazione variabile il cui range è maggiore della variazione di tensione della cella col proprio stato di carica. È pertanto possibile evitare l'uso di un regolatore di tensione, riducendo ulteriormente il consumo del sistema.

La tensione e la temperatura della cella sono misurate utilizzando il convertitore analogico-digitale a 10 bit integrato nel microcontrollore. A_{IN0} e A_{IN1} in Figura 4.3 rappresentano due degli ingressi multiplexati del convertitore. Questi due pin possono tuttavia essere configurati anche come ingressi o uscite digitali. Le misure sono effettuate sfruttando la rete di tre resistori (R , R_T , R_V) mostrata in Figura 4.3. Se A_{IN1} è forzato ad un livello logico basso dal microcontrollore, una partizione della tensione di cella può essere misurata su A_{IN0} utilizzato come ingresso analogico. Questa tensione è campionata dal convertitore A/D e comparata con il riferimento di tensione a 1,1 V integrato nel microcontrollore. Se invece è A_{IN0} ad essere portato al livello logico basso, su A_{IN1} , usato come ingresso analogico, si misura una tensione dipendente dalla temperatura del termistore NTC R_T . Quando sia A_{IN0} che A_{IN1} sono portati in alta impedenza dal microcontrollore, nei tre resistori R , R_V ed R_T non scorre più corrente e su di essi non viene dissipata energia. Questa strategia permette di ridurre il consumo del misuratore quando nessuna misura è in corso.

Un quarto resistore R_B viene connesso in parallelo alla cella accendendo il MOSFET M_B . In questo modo la cella viene scaricata e l'energia dissipata sottoforma

di calore. La scelta di un MOSFET con tensione di soglia bassa permette di pilotarlo direttamente con un pin del microcontrollore. Come discusso nella Sezione 3.2, è importante poter scaricare selettivamente alcune celle della batteria, poiché in questo modo si può effettuare in modo semplice l'equalizzazione della carica delle celle della batteria [34, 70]. Il segnale che accende il MOSFET è generato da una periferica Pulse-Width-Modulation (PWM) del microcontrollore. Il duty-cycle dell'onda rettangolare generata può essere modificato per controllare il valore medio della corrente che scorre in R_B , variando così l'entità dell'equalizzazione.

La parte destra di Figura 4.3 mostra l'interfaccia di comunicazione isolata, in cui vengono utilizzati solo tre segnali. Il segnale IN è pilotato dalla MMU quando vuole comunicare con la CMU. La risposta della CMU è trasmessa in modo sincrono utilizzando i segnali DATA e CLOCK. Questi sono isolati con un isolatore digitale a due canali e un buffer open-collector. In questo modo le uscite DATA e CLOCK di differenti CMU possono essere connesse assieme a formare una funzione logica wired-AND. L'isolatore digitale è alimentato direttamente da un pin del microcontrollore in modo da poter essere spento quando non vi è comunicazione in atto, riducendo ulteriormente il consumo in standby.

Il segnale IN è invece isolato mediante un optoaccoppiatore e connesso ad un ingresso del microcontrollore con capacità di interrupt e wake-up. La CMU è programmata per entrare in modalità power-down una volta concluse le operazioni richieste dalla MMU e inviata la risposta sui segnali DATA e CLOCK. La MMU attiva nuovamente la CMU agendo sul segnale IN. L'uso di un isolatore digitale non è consigliabile in questo caso perché richiederebbe di essere costantemente alimentato dal lato della CMU per rivelare il segnale di wake-up, ma questo porterebbe inevitabilmente ad un maggior consumo in modalità standby.

La Figura 4.3 mostra che il segnale IN è anche un ingresso del circuito Pulse Width Reset (PWR), che permette di resettare la CMU senza dover ricorrere ad ulteriori segnali di controllo. Il circuito PWR è un semplice circuito RC che attiva il pin RESET del microcontrollore se il segnale in ingresso (in questo caso IN) rimane attivo per più di 500 μ s. La MMU normalmente invia soltanto impulsi più brevi di 500 μ s sui segnali IN delle varie CMU ma, qualora fosse necessario resettare una CMU è sufficiente inviare un impulso di durata maggiore. La MMU può inoltre utilizzare questo meccanismo per disabilitare permanentemente una CMU semplicemente mantenendo attivo il relativo segnale IN. In questo modo è possibile evitare che una CMU malfunzionante impedisca la comunicazione con le altre CMU accedendo al bus di comunicazione condiviso in maniera non corretta (babbling-idiot failure)

Impiegando componenti diversi per ottenere l'isolamento dei dati in ingresso e in uscita, l'interfaccia di comunicazione risulta essere fortemente asimmetrica in termini di velocità di comunicazione. I dati sono inviati dalla CMU alla MMU con data-rate elevato (circa 64 kbps) dal momento che le misure di tensione e temperatura delle celle devono essere aggiornate frequentemente. Al contrario, la MMU invia i comandi alle CMU con una frequenza molto più bassa, equivalente a 150 bps. La comunicazione verso la MMU è ottenuta con protocollo seriale sincrono in cui ogni CMU agisce da master mentre la MMU da slave. Le linee DATA e CLOCK sono condivise tra tutte le CMU e l'arbitro che assegna il bus alle varie CMU è la MMU stessa. Una CMU utilizza il bus esclusivamente dopo che ha ricevuto uno specifico comando dalla MMU, e lo rilascia entro un periodo di

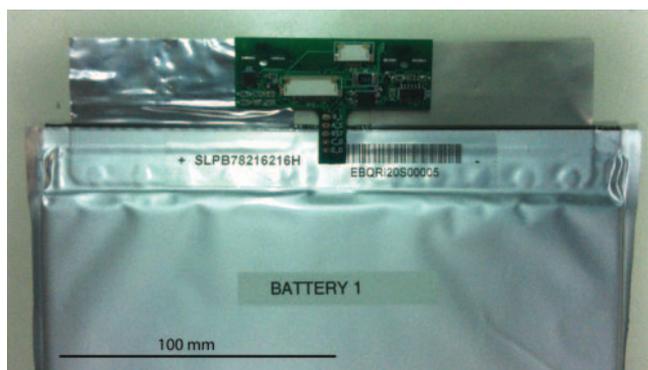


Figura 4.4: Fotografia del prototipo di CMU installato su una cella litio-polimeri.

tempo definito. La MMU invia quindi il comando appena citato ad ognuna delle n CMU (dove n è il numero di celle del modulo, 11 nell'applicazione qui descritta) utilizzando n differenti segnali IN. Il comando è codificato nel numero di impulsi consecutivi che la MMU genera sul segnale IN. La MMU richiede selettivamente ad una CMU la trasmissione delle misure di tensione e temperatura effettuate. Queste misure sono riferite a grandezze campionate nello stesso istante da tutte le CMU, inviando contemporaneamente un comando speciale a tutte le CMU. Tale comando non prevede risposta da parte delle CMU, in modo da non creare conflitti sul bus di comunicazione condiviso. Questo e gli altri comandi sono inviati dalla MMU con una frequenza relativamente bassa, dipendentemente dalla frequenza con cui le misure di tensione e temperatura devono essere aggiornate. I comandi di misura e trasmissione della misura sono codificati col minimo numero di bit possibile, in modo da contenere i tempi necessari per l'invio dei comandi. Comandi addizionali sono previsti per accedere alla memoria non volatile delle CMU. Questi vengono utilizzati in finestre temporali dedicate, in cui il monitoraggio delle celle viene temporaneamente interrotto.

4.4.2 Realizzazione della CMU e prove sperimentali

Il misuratore descritto è pensato per essere realizzato come circuito integrato e installato all'interno dell'involucro di celle al litio dal produttore stesso. Si impedisce in questo modo che il misuratore, su cui è memorizzata la storia della cella, possa essere separato dalla cella. In una prima fase, in cui è stata effettuato il collaudo del dispositivo, ne è stato realizzato un prototipo su scheda a circuito stampato (PCB), mostrato in Figura 4.4. La forma del PCB è disegnata per adattarsi alle celle litio-polimeri da 40 Ah utilizzate nella batteria del veicolo a fuel-cell (Sezione 4.2). Il PCB è connesso elettricamente alla cella mediante contatti a molla che assicurano un contatto elettrico affidabile anche in presenza di vibrazioni. Il termistore R_T è incollato al corpo della cella utilizzando un adesivo termo-conduttore.

Con il misuratore installato sulla cella sono stati effettuati degli esperimenti per collaudare il sistema e verificarne le prestazioni. Una prima prova è stata effettuata per verificare l'accuratezza delle misure di tensione e di temperatura. Per rendere più veloce la procedura di collaudo sono state testate più CMU contemporanea-

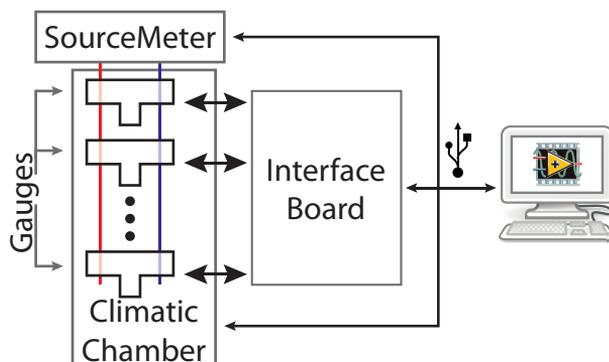


Figura 4.5: Setup sperimentale per il collaudo simultaneo di 11 CMU: sono utilizzati un SourceMeter Keithley 2420, una camera climatica Binder MK53, un PC, una scheda di interfaccia tra CMU e PC, un'applicazione in NI LabVIEW per il controllo della strumentazione e l'acquisizione delle misure.

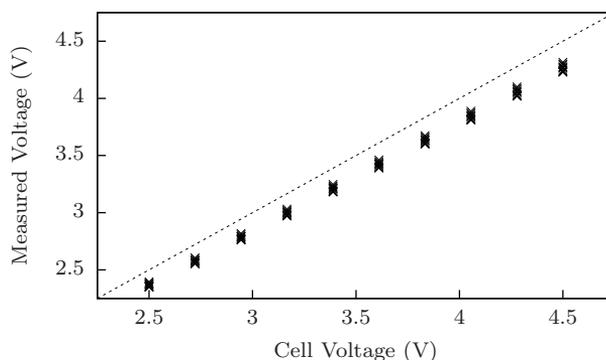


Figura 4.6: Caratteristica ingresso-uscita della misura di tensione delle 11 CMU. La linea tratteggiata rappresenta la caratteristica ideale. Le misure sono evidentemente affette da errori di offset e guadagno, ma l'accuratezza può essere incrementata mediante calibrazione e correzione a posteriori.

mente: la cella è stata sostituita da un'unità SourceMeter Keithley 2420, che può operare allo stesso tempo da generatore di tensione e da multimetro, e 11 CMU sono state connesse in parallelo all'uscita dello strumento. Il SourceMeter è stato impostato per effettuare uno sweep di tensione sull'intero range di tensione delle celle litio-polimeri (2,7—4,2 V). L'esperimento è stato eseguito ponendo le CMU in una camera climatica (Figura 4.5) impostata per variare la temperatura in tutto il range di temperatura entro cui le celle possono operare (-20 — 60 °C). Il valore di tensione impostato sul SourceMeter e quello di temperatura cui si trova la camera climatica sono confrontati con le letture delle CMU. I risultati sono mostrati in Figura 4.6 e in Figura 4.7 rispettivamente.

Dalla caratterizzazione effettuata si evince che la caratteristica della misura di

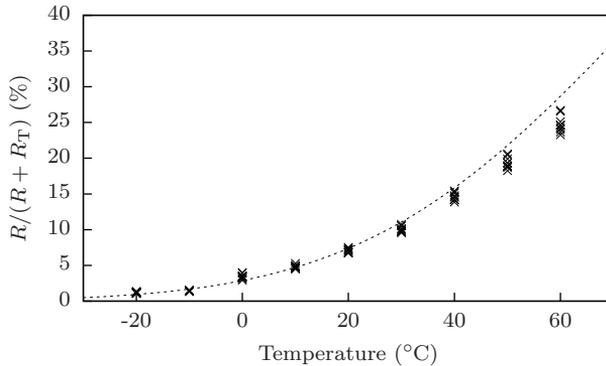


Figura 4.7: Caratteristica del partitore di tensione dipendente dalla temperatura, delle 11 CMU. La caratteristica ottenuta dai valori nominali di R e R_T è graficata mediante linea tratteggiata.

tensione è lineare ma affetta da errori di offset e guadagno dovuti alle tolleranze su R e R_V , e alla ridotta accuratezza del riferimento di tensione integrato nel microcontrollore. L'accuratezza complessiva in queste condizioni è di circa il 5%, sufficiente per determinare se la cella sta operando nel range operativo di tensione, ma non abbastanza per poter usare la misura di tensione in algoritmi di stima dello stato di carica (Capitolo 2). Le prestazioni del misuratore possono tuttavia essere incrementate effettuando una calibrazione dalla quale si estraggono dei fattori correttivi di offset e guadagno con i quali modificare le letture. La Tabella 4.1 dimostra che è possibile ottenere un'accuratezza inferiore a 1% effettuando la calibrazione di ogni CMU.

Le misure di temperatura possono essere corrette nello stesso modo, anche se l'accuratezza di questa misura è meno critica. I dati misurati sono fittati con la funzione non lineare tipicamente usata per modellare il valore di resistenza del termistore NTC $R_T(T)$ in funzione della temperatura T :

$$R_T(T) = R_0 e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)} \quad (4.1)$$

dove R_0 è la resistenza alla temperatura T_0 . Dal fitting si ottengono i valori di R_0 e B da utilizzare per correggere le misure.

I coefficienti di correzione delle misure di tensione e temperatura, diversi per ogni CMU, sono memorizzati nella memoria della stessa, in modo che l'algoritmo di correzione possa essere eseguito dalla CMU stessa, presentando alla MMU le misure già corrette.

È stato quindi svolto un secondo esperimento per misurare il consumo energetico delle CMU, sia in standby che mentre vengono effettuate misure e i risultati vengono inviati alla MMU. Il consumo in standby è di soli 1,8 μA . Quando la CMU effettua misure il consumo aumenta, pertanto il consumo medio di una CMU dipende direttamente dalla frequenza con cui tali misure vengono effettuate. Il consumo è stato misurato per diverse frequenze di misura di tensione e temperatura, e i risultati di questo test sono mostrati in Figura 4.8. Il consumo di corrente ha

Tabella 4.1: Accuratezza delle misure di tensione e temperatura delle CMU, prima e dopo la calibrazione

	δV (V)				δT ($^{\circ}C$)			
	Raw		Calibrated		Raw		Calibrated	
	MAX	RMS	MAX	RMS	MAX	RMS	MAX	RMS
CMU #1	0.262	0.209	0.004	0.002	5.713	3.266	5.166	2.017
CMU #2	0.246	0.198	0.007	0.005	5.811	3.509	6.206	2.308
CMU #3	0.215	0.172	0.011	0.007	6.268	3.628	5.558	2.123
CMU #4	0.193	0.155	0.013	0.009	7.694	4.236	6.012	2.275
CMU #5	0.224	0.184	0.023	0.017	4.962	2.317	3.673	1.765
CMU #6	0.193	0.161	0.022	0.018	6.965	3.840	6.605	2.632
CMU #7	0.215	0.174	0.013	0.010	5.045	2.422	4.848	1.878
CMU #8	0.253	0.204	0.008	0.005	7.137	4.187	7.037	2.786
CMU #9	0.171	0.137	0.004	0.003	5.722	3.238	4.700	1.634
CMU #10	0.263	0.210	0.005	0.003	6.611	3.706	5.610	2.182
CMU #11	0.156	0.131	0.021	0.018	5.045	2.792	5.427	1.959

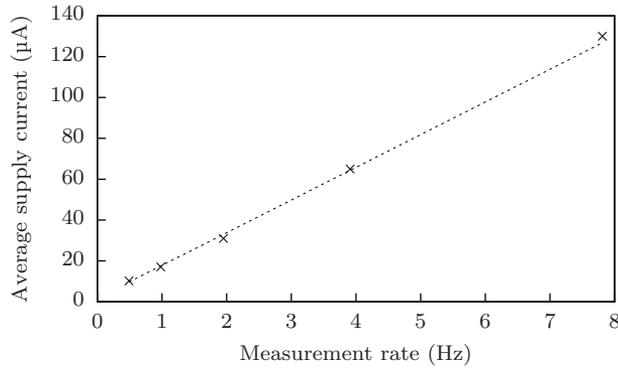


Figura 4.8: Consumo energetico medio di una CMU, in funzione della frequenza delle misure di tensione e temperatura. Il fitting lineare ($1,8 \mu A + 16 \mu A/Hz$) dei risultati ottenuti è graficato mediante linea tratteggiata.

andamento lineare con la frequenza di misura: nell'applicazione presentata nella Sezione 4.2 le CMU sono interrogate 8 volte al secondo e il consumo medio di una CMU risulta essere di circa $130 \mu A$. I risultati di questo esperimento mostrano che il consumo di una CMU va da meno di $2 \mu A$ (in standby) fino a centinaia di microampere. In ogni caso questo consumo è molto minore della corrente di autoscarica della cella (circa $1 mA$ per la cella $40 Ah$ utilizzata nell'applicazione).

4.5 Module Bypass Switch

Un'innovativa strategia di equalizzazione della carica è quella che sfrutta la riconfigurazione della batteria, ossia modifica le connessioni tra le celle durante l'utilizzo della stessa [48]. Le connessioni tra le celle possono essere cambiate, mediante in-

terruttori o deviatori, per assicurare la continuità del servizio della batteria, anche se una o più celle hanno raggiunto i propri limiti operativi di tensione. Queste celle possono semplicemente essere disconnesse dalla batteria e sostituite da un percorso a bassa resistenza [41, 42]. In questo modo gli effetti negativi dello sbilanciamento della carica sono ridotti, e la capacità utilizzabile della batteria è incrementata. È possibile anche disconnettere permanentemente una cella danneggiata, senza interrompere il servizio della batteria. La stessa tecnica permette di modificare dinamicamente la tensione di batteria, modificando il numero di celle connesse in serie, per adattarla alla richiesta di potenza del carico ottimizzando l'efficienza del convertitore solitamente interposto tra batteria e carico [71].

D'altro canto l'implementazione di questa tecnica può risultare molto complessa a causa dell'elevato numero di interruttori richiesti per modificare il percorso della corrente di batteria attraverso le celle [48, 72]. Ogni interruttore introduce infatti perdite di conduzione che sono sempre presenti nella batteria, anche quando non si attua alcun tipo di riconfigurazione. La tecnica, così come descritta, non è dunque applicabile a batterie composte da molte celle di capacità elevata (fino a 100 Ah) in grado di erogare correnti elevate. In applicazioni del genere è infatti molto difficile contenere le perdite di conduzione degli interruttori inseriti in serie ad ogni cella. L'unica soluzione applicabile consiste nel ridurre il numero di interruttori inseriti nel percorso della corrente di batteria in modo da ridurre le perdite.

In [41] e [42] sono state proposte implementazioni di questa strategia che impiegano un deviatore a stato solido per cella, con cui questa può essere inserita nella serie di celle della batteria o sostituita con un cortocircuito. Questi lavori hanno dimostrato l'efficacia della tecnica di riconfigurazione della batteria, ma applicandola esclusivamente ad applicazioni di bassa o media potenza. La soluzione descritta in [41] è pensata per essere impiegata su una bicicletta elettrica con correnti fino a 10 A, mentre in [42] viene presentato un prototipo in grado di riconfigurare una batteria di 6 celle di piccola capacità (860 mAh).

Nell'ambito della presente ricerca è stata invece proposta un'implementazione di questa strategia adatta ad applicazioni di elevata potenza. E' stato infatti progettato e realizzato un deviatore a stato solido in grado di commutare correnti fino a 160 A, da utilizzare nell'applicazione descritta in Sezione 4.2.

4.5.1 Rinfigurazione a livello di modulo

Per poter introdurre la possibilità di riconfigurazione in una batteria di elevata potenza è necessario individuare un giusto compromesso tra flessibilità, complessità, costo ed efficienza del sistema. Il numero degli interruttori, e di conseguenza le perdite di conduzione associate, sono sensibilmente ridotte se si sceglie di riconfigurare la batteria a livello dei moduli anziché a livello di cella. Una batteria con architettura gerarchica si presta particolarmente bene per applicare una riconfigurazione a livello di modulo. All'interno dei moduli si possono quindi utilizzare i circuiti di bilanciamento tradizionali, come quello descritto nella Sezione 3.3. Purtroppo, mentre in letteratura esistono diversi lavori che trattano di riconfigurazione a livello di cella [41, 42, 48, 71, 72], non esistono soluzioni efficaci per riconfigurare i moduli.

La Figura 4.9 evidenzia come l'architettura gerarchica della batteria possa essere sfruttata per effettuare riconfigurazioni. Ogni modulo può essere connesso in serie con gli altri o bypassato mediante un deviatore, chiamato Module Bypass

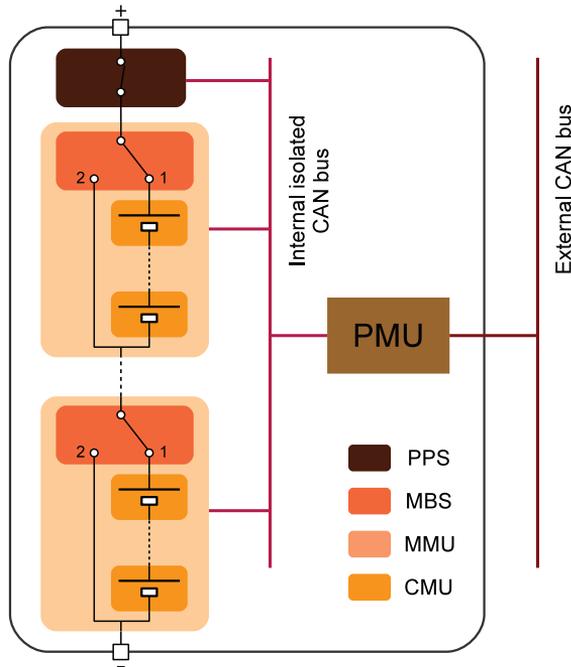


Figura 4.9: Schema a blocchi della batteria in cui sono esplicitati i deviatori (Module Bypass Switch – MBS) usati per riconfigurare le connessioni dei moduli.

Switch (MBS). L'MBS è controllato dalla MMU in base a dei comandi ricevuti dalla PMU. L'algoritmo di riconfigurazione può ricevere in ingresso anche informazioni provenienti dal Vehicle Management System per adattare la tensione della batteria alla richiesta di tensione degli azionamenti elettrici di bordo. La protezione delle celle del modulo è anche gestita direttamente dalla MMU che può attivare in maniera autonoma l'MBS per bypassare il modulo qualora una cella dovesse uscire dai propri range operativi di tensione e la PMU non dovesse reagire entro un determinato intervallo di tempo. Questo meccanismo protegge le celle senza interrompere la corrente di batteria, come invece accadrebbe commutando il sezionatore principale di batteria (Pack Protection Switch - PPS).

Affinchè l'utilizzo di un MBS in ogni modulo non degradi eccessivamente l'efficienza della batteria è necessario contenere il più possibile la resistenza serie dell'MBS sia quando il modulo è connesso, sia quando è bypassato. È stato quindi progettato un interruttore a stato solido la cui resistenza serie è inferiore a quello del modulo stesso e paragonabile a quella di una singola cella.

4.5.2 Implementazione del deviatore a stato solido

La funzione dell'MBS è quella di instradare la corrente di batteria o attraverso le celle del modulo, oppure direttamente verso il modulo successivo. Questo comportamento si ottiene con due interruttori di potenza (interruttore serie e interruttore parallelo) che sono chiusi alternativamente. Ogni interruttore è essere imple-

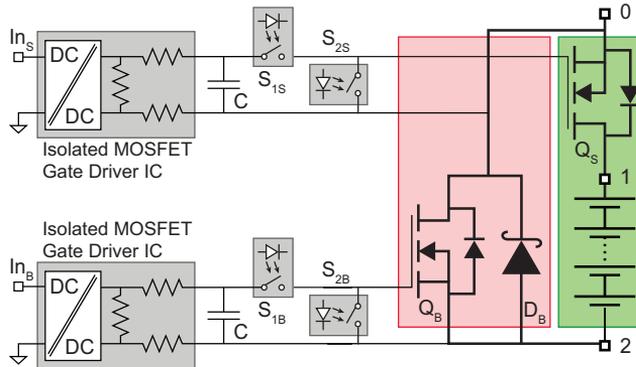


Figura 4.10: Schema elettrico di principio dell'MBS.

mentato utilizzando una coppia di n-MOSFET connessi in parallelo (per sostenere l'intera corrente di batteria) con il source a comune. Considerando come i due interruttori verranno connessi nella batteria, risulta superflua la realizzazione di interruttori capaci di interrompere corrente bidirezionale, come presentato in [41]. Un semplice interruttore unidirezionale è sufficiente per implementare la funzionalità dell'MBS. Questa soluzione, adottata anche in [42], ha il grande vantaggio di dimezzare la resistenza serie di ogni interruttore, e quindi le sue perdite di conduzione. Come accennato, i due interruttori non devono mai essere chiusi simultaneamente per evitare di cortocircuitare il modulo. È necessario assicurarsi che esista un dead-time tra l'apertura di un interruttore e la chiusura dell'altro. Lo schema elettrico di principio dell'MBS è mostrato in Figura 4.10, dove i due percorsi alternativi della corrente di batteria sono evidenziati dalle ombreggiature di colore verde e rosso. In figura ogni coppia di n-MOSFET in parallelo è indicata con un unico simbolo.

Un aspetto innovativo nell'implementazione dell'MBS è l'impiego di un gate-driver completamente integrato. Questa soluzione è senza dubbio più compatta di quelle adottate in [41] e [42] dove i MOSFET sono accesi con una tensione ottenuta da partitori di tensione e transistori discreti. Inoltre l'impiego di driver isolati permette di utilizzare esclusivamente MOSFET di tipo n che offrono una resistenza serie inferiore a quelli di tipo p. La tensione gate-source ottenuta con i driver isolati è indipendente dalla tensione del modulo e quindi gli interruttori hanno la stessa resistenza serie indipendentemente dal numero e dallo stato di carica delle celle del modulo. La soluzione implementativa scelta è quindi adatta per un vasto range di applicazioni diverse.

Se da un lato l'impiego dei gate driver isolati risulta molto vantaggioso, dall'altro l'elevata impedenza di uscita produce delle transizioni dei MOSFET piuttosto lente. Ciò porterebbe ad un'eccessiva dissipazione di potenza durante le commutazione di correnti di batteria elevate poiché i MOSFET attraverserebbero lentamente la zona di saturazione. Questo problema è stato risolto inserendo, in uscita ai driver isolati, dei condensatori di capacità molto maggiore rispetto alla capacità gate-source dei MOSFET di potenza. Se da un lato l'impiego dei gate driver isolati risulta molto vantaggioso, dall'altro l'elevata impedenza di uscita produce delle

transizioni dei MOSFET piuttosto lente. Ciò porterebbe ad un'eccessiva dissipazione di potenza durante le commutazioni di correnti di batteria elevate poichè i MOSFET attraverserebbero lentamente la zona di saturazione. Questo problema è stato risolto inserendo, in uscita ai driver isolati, dei condensatori di capacità molto maggiore rispetto alla capacità gate-source dei MOSFET di potenza. Come mostrato in Figura 4.10, un relay a stato solido connette il condensatore posto sull'uscita del driver isolato ai terminali di gate e source del MOSFET in modo da accenderlo molto velocemente. Un secondo relay a stato solido è invece impiegato per cortocircuitare gate e source in modo da spegnere il MOSFET altrettanto velocemente, dopo aver aperto il primo relay. Con l'adozione di questa soluzione i tempi di commutazione dei MOSFET di potenza sono stati sensibilmente ridotti e un dead-time molto breve è stato quindi utilizzato per evitare la conduzione simultanea dei due interruttori, che risulterebbe nel cortocircuito dell'intero modulo. Un diodo Schottky di potenza è stato inserito come mostrato in Figura 4.10 per evitare di mandare in conduzione il diodo parassita del MOSFET di bypass durante il dead-time di una commutazione che intervenga quando la batteria viene scaricata ad alte correnti su carico induttivo. Allo stesso modo un secondo diodo può essere messo in parallelo all'altro MOSFET qualora si preveda di utilizzare un sistema di carica della batteria con comportamento fortemente induttivo.

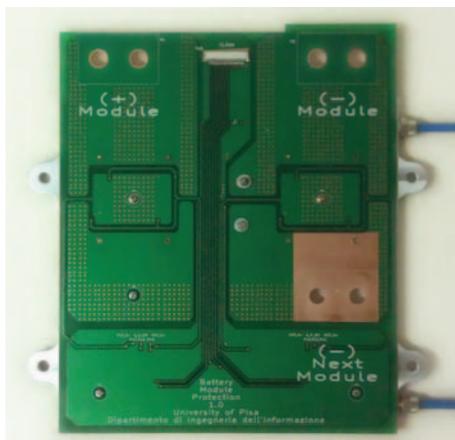
La Figura 4.11 mostra l'MBS realizzato per l'applicazione descritta nella Sezione 4.2: le caratteristiche salienti del sistema e i componenti utilizzati sono riassunti nella Tabella 4.2. È stato realizzato un circuito stampato doppia faccia relativamente semplice con uno spessore della lamina di rame di 100 μm in modo da ridurre la densità di corrente nella sezione trasversale delle piste, e quindi il surriscaldamento della scheda quando attraversata da correnti di elevata intensità. La forma della scheda e la posizione dei tre terminali del deviatore a stato solido (Figura 4.11(a)) sono state scelte per facilitare la connessione dei moduli della batteria nell'assemblaggio finale. Come anticipato, ogni ramo del deviatore è stato implementato utilizzando due MOSFET connessi in parallelo. Il numero di MOSFET deve essere scelto in funzione della corrente massima richiesta dall'applicazione. Tutti i dispositivi di potenza utilizzati (4 n-MOSFETs e un diodo Schottky) sono a montaggio superficiale, e installati sullo stesso lato della scheda sul quale è applicato un dissipatore raffreddato mediante liquido refrigerante, come in Figura 4.11(b)).

4.5.3 Test sperimentali e risultati

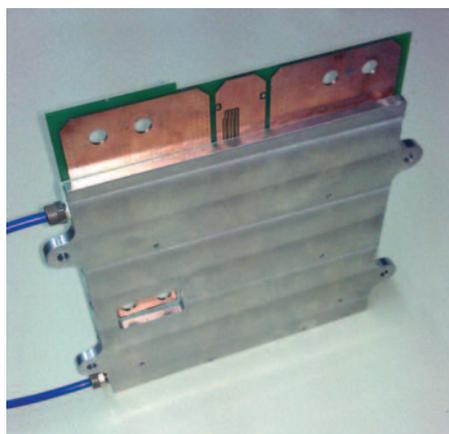
La funzionalità dell'MBS progettato è stata verificata mediante una campagna di test sperimentali. Scopo di questa campagna è stato verificare la capacità dell'MBS di commutare e sopportare correnti elevate, fino al massimo valore richiesto dall'applicazione (200 A impulsivi). La Figura 4.12 mostra uno schema a blocchi della strumentazione impiegata per effettuare i test. La corrente di batteria è simulata con un generatore programmabile da 60 kW (Ametek Sorensen SPS60X250-K02D) impostato per lavorare a corrente costante, mentre le celle del modulo sono sostituite da un cortocircuito in modo da connettere in parallelo i due rami dell'MBS. In questo test l'MMU è rimpiazzata da un'applicazione LabVIEW eseguita su di un PC, che controlla, attraverso una scheda di interfaccia basata su microcontrollore, lo stato dei relay a stato solido (S_{1S} , S_{2S} , S_{1B} and S_{2B} in Figura 4.10) garantendo il dead-time appropriato tra l'apertura di un ramo e la chiusura dell'altro.

Tabella 4.2: Caratteristiche dei componenti utilizzati nell'MBS.

Component	Main features
Isolated MOSFET driver	$V_{out}=6\text{ V}$ $R_{out}=300\text{ k}\Omega$
MOSFET (Q_S and Q_B)	$R_{DSon}=1,9\text{ m}\Omega$ $V_{DSS}=60\text{ V}$ $\theta_{jc}=0,4\text{ }^\circ\text{C/W}$ $Q_g=160\text{ nC}$
Schottky Diode (D_B)	V_F (@ $I_F=100\text{ A}$)= $0,82\text{ V}$
Capacitor (C)	$C=220\text{ nF}$
SSR (S)	$R_{on}=1\text{ }\Omega$



(a) Sul lato frontale del MBS sono visibili i tre terminali del deviatore (terminali positivo e negativo del modulo e terminale negativo del modulo successivo della batteria).



(b) Sul lato posteriore del MBS è applicato un dissipatore in alluminio, raffreddato a liquido.

Figura 4.11: Fotografie del prototipo di Module Bypass Switch.

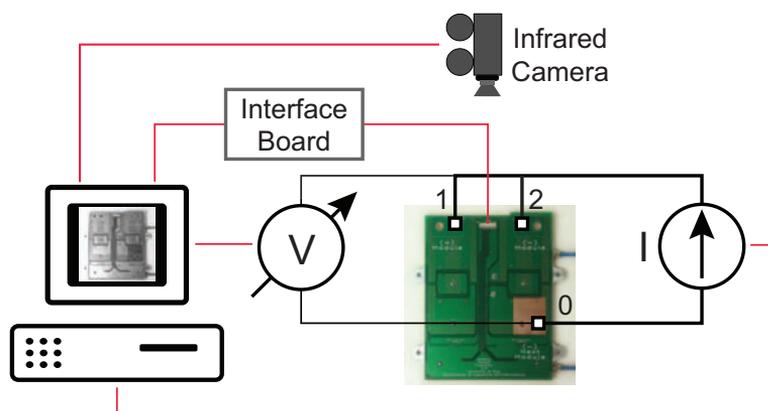


Figura 4.12: Schema a blocchi utilizzato per il collaudo dell'MBS.

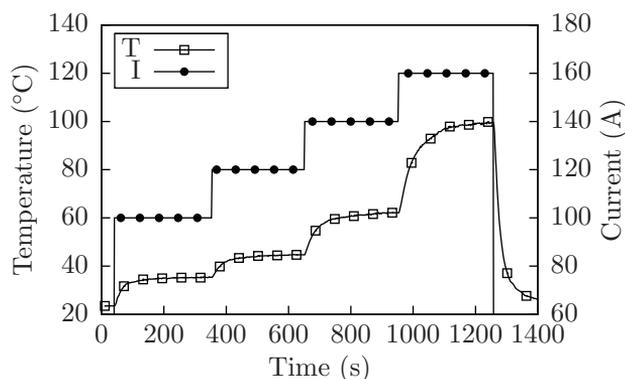


Figura 4.13: Temperatura del case di uno dei due n-MOSFET del ramo serie in funzione del tempo. Un profilo di corrente a gradini è applicato all'interruttore chiuso.

Una termocamera ad infrarossi (FLIR i50) è puntata sulla scheda dell'MBS, dal lato non coperto dal dissipatore. L'immagine acquisita è continuamente trasferita sul PC dove le temperature dei case dei MOSFET sono estratte sfruttando la mappa di luminosità dell'immagine. Con un multimetro (Keithley 2420) viene misurata la tensione ai due capi dell'MBS. Questo valore è utilizzato per il calcolo della potenza dissipata sui MOSFET che implementano i due rami del deviatore..

Un primo test è stato effettuato per verificare se i due interruttori sono capaci di sopportare alte correnti per tempi lunghi. Un profilo di corrente a gradini (da 100 A a 160 A con incrementi di 20 A) è applicato all'interruttore del ramo serie: il risultato di questo test è riportato in Figura 4.13. Lo stesso test, ripetuto sul ramo di bypass ha prodotto risultati pressochè identici, confermando la simmetria del deviatore. La durata di ogni gradino di corrente è stata scelta in modo da consentire ai MOSFET di raggiungere il regime termico. Sono graficate la corrente nell'interruttore e la temperatura massima del case dei MOSFET in funzione del

Tabella 4.3: Temperature dei MOSFET e dissipazione di potenza dell'MBS al regime termico.

I (A)	ΔT ($^{\circ}\text{C}$)	P_D^{MBS} (W)
100	11.9	15.5
120	21.2	24.5
140	38.6	39.2
160	76.0	66.1

tempo. La temperatura di regime del case dei MOSFET con una corrente di 160 A sale fino a 96°C , partendo dalla temperatura ambiente di circa 20°C che è anche la temperatura del liquido refrigerante che circola nel dissipatore. La potenza dissipata sull'interruttore è, in queste condizioni, 66 W, equamente divisa tra i due MOSFET. Considerando come resistenza termica θ_{jc} tra la giunzione del MOSFET ed il case il valore di $0,4^{\circ}\text{C}/\text{W}$ (da datasheet) è possibile ricavare la temperatura di giunzione che, in queste condizioni è circa 133°C , ben al di sotto della massima temperatura sopportata dal dispositivo (175°C). Ciò prova che l'MBS è in grado di sostenere correnti dell'ordine di 160 A per tempo indefinito, anche quando la temperatura del liquido refrigerante raggiunge i 50°C . Questa è dunque la massima temperatura del liquido ammissibile all'interno della batteria. Nel veicolo sul quale si prevede di installare il BMS, viene impiegato un idoneo radiatore per regolare la temperatura del suddetto fluido. Alla luce di questi risultati, l'MBS soddisfa pienamente i requisiti di corrente continuativa dell'applicazione, la cui massima corrente è pari a 155 A.

È importante notare che la degradazione di efficienza della batteria, causata dall'introduzione dell'MBS, è assolutamente trascurabile. La riduzione di efficienza $\Delta\eta$ è dovuta alla dissipazione di potenza dell'MBS P_D^{MBS} . $\Delta\eta$ può essere espressa come il rapporto tra le perdite nell'MBS e la potenza fornita dal modulo al carico, come nella seguente equazione:

$$\Delta\eta = -\frac{P_D^{\text{MBS}}}{nV_{\text{cell}}I} = -\frac{r_{\text{on}}^{\text{MBS}}I^2}{nV_{\text{cell}}I} = -\frac{r_{\text{on}}^{\text{MBS}}I}{nV_{\text{cell}}} \quad (4.2)$$

dove n è il numero di celle nel modulo, V_{cell} è la tensione delle celle, I è la corrente di batteria e $r_{\text{on}}^{\text{MBS}}$ è la resistenza serie dei rami dell'MBS. L'eq. 4.2 mostra che la degradazione di efficienza dipende linearmente dalla corrente di batteria. In realtà occorre considerare che ad elevate correnti la temperatura di giunzione aumenta, e quindi la resistenza $r_{\text{on}}^{\text{MBS}}$: ciò risulta in una riduzione di efficienza più che proporzionale con la corrente. Nel nostro caso, con $n = 11$, la degradazione di efficienza a pieno carico ($I = 155\text{ A}$) è di circa l'1% (considerando una tensione di cella $V_{\text{cell}} = 3,7\text{ V}$, pari al valore nominale). La Tabella 4.3 riepiloga le misure di regime effettuate sull'MBS, mostrando l'incremento di temperatura dei MOSFET ΔT rispetto alla temperatura ambiente, e la dissipazione di potenza per i diversi livelli di corrente.

Un ulteriore test è stato effettuato sottoponendo l'MBS ad impulsi di corrente di ampiezza anche maggiore del valore massimo di 160 A utilizzato nel primo test. La Figura 4.14 mostra il comportamento di un ramo dell'MBS in risposta ad un gradino di 100 A applicato ad una corrente media di 100 A per la quale i MOSFET si

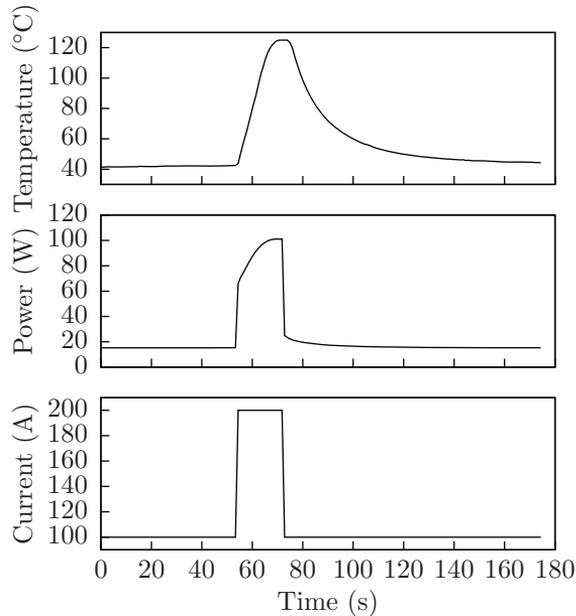


Figura 4.14: Risposta termica di un ramo dell'MBS sottoposto ad un impulso di corrente di 200 A.

sono precedentemente stabilizzati alla temperatura di 40 °C. Dopo 10 s l'impulso è rimosso e la corrente è riportata al valore di 100 A. La massima temperatura raggiunta dal case dei MOSFET è in questo caso 120 °C. La dissipazione di potenza da parte dell'interruttore non rimane costante durante il test ma varia assieme al valore di resistenza dipendentemente dalla temperatura.

4.6 Module Management Unit

L'unità di gestione del modulo è deputata all'acquisizione dei risultati delle misure di tensione e temperatura che le CMU effettuano sulle celle. Sfruttando un unico bus di comunicazione condiviso con tutte le CMU (dotate di interfaccia di comunicazione isolata) le informazioni sono trasferite con un rate massimo di 8 campioni al secondo per ciascuna CMU. La MMU riceve per ogni secondo 88 misure di tensione, e altrettante di temperatura. I comandi che la MMU invia alle CMU sono invece trasmessi su linee dedicate (un filo per ogni CMU) mediante un protocollo di comunicazione asincrono. Sui dati letti dalle CMU, la MMU effettua dei controlli a soglia per segnalare se una o più celle sono uscite al di fuori dei propri range operativi di tensione e temperatura.

Oltre alla funzione di monitoraggio appena descritta, la MMU svolge funzioni avanzate [73] che saranno descritte nelle successive sezioni, facendo riferimento allo schema a blocchi mostrato in Figura 4.15.

4.6.1 Selettore di cella

La MMU è normalmente isolata elettricamente dalle celle, grazie all'interfaccia di comunicazione di cui sono dotate le CMU. Per effettuare l'equalizzazione della carica, come descritto nella Sezione 3.3, è però necessario che la MMU connetta i propri nodi *GND* e *Cell* (indicati in Figura 4.15) ai terminali negativo e positivo di una delle celle del modulo. Questo è possibile utilizzando $2 \cdot n$ interruttori, dove n è il numero di celle in un modulo (cfr. Figura 3.3). Con due interruttori per cella si possono infatti connettere il terminale positivo di una cella al nodo *Cell* della CMU e il terminale negativo della stessa cella al nodo *GND* della CMU. Nell'applicazione descritta in Sezione 4.2 $n = 11$, pertanto ogni MMU necessita di 22 interruttori.

Dal momento che il nodo di riferimento *GND* della MMU può trovarsi connesso a qualunque cella del modulo, tra tale nodo e gli interruttori delle n celle può misurarsi una qualunque tensione tra V_{mod} (la somma delle tensioni di cella) e $-V_{\text{mod}}$. I $2 \cdot n$ interruttori non possono essere quindi implementati mediante MOSFET pilotati direttamente da un dispositivo logico, il quale potrebbe non riuscire a generare la tensione gate-source V_{gs} corretta in ogni condizione operativa. Il problema è stato risolto impiegando driver isolati tra le uscite logiche e i gate dei MOSFET. Il driver utilizzato (Supertex HT0440) genera una tensione differenziale in uscita fino a 10 V con una tensione di 5 V in ingresso, e sopporta una tensione di modo comune sull'uscita di 400 V. L'uscita di questo driver è connessa ai gate di due MOSFET che realizzano un interruttore bidirezionale. Un HT0440 ha due canali distinti che sono usati per pilotare gli interruttori sui terminali positivo e negativo della cella. In conclusione, ogni modulo richiede l'uso di $n = 11$ HT0440 per pilotare $4 \cdot n = 44$ MOSFETs.

Tutti gli interruttori sono pilotati, attraverso i driver, mediante un dispositivo

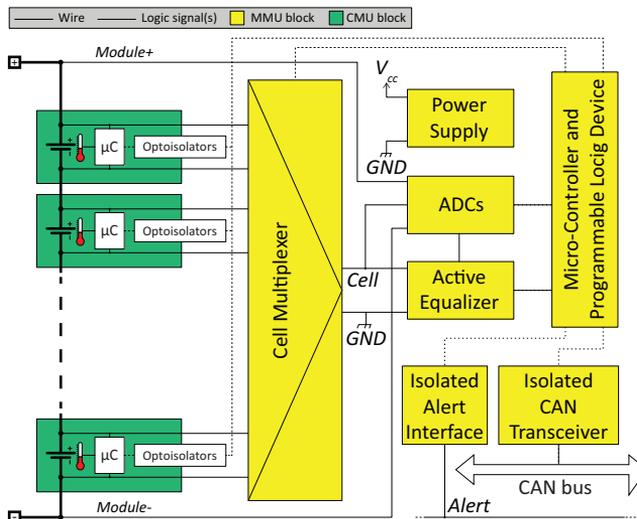


Figura 4.15: Schema a blocchi di una MMU. Le celle, con le proprie CMU, sono mostrati sulla sinistra della figura.

logico programmabile (PLD) che genera la corretta sequenza per il pilotaggio degli interruttori al fine di evitare il cortocircuito tra due o più celle del modulo, anche durante le commutazioni.

4.6.2 Equalizzazione attiva

Con la MMU connessa ai terminali di una cella del modulo, è possibile immettere o estrarre energia dalla cella senza modificare lo stato di carica delle altre, permettendo di effettuare l'equalizzazione della carica. Ciò è possibile utilizzando un convertitore switching, descritto nella Sezione 3.3, che sposta l'energia verso/da un supercondensatore (Figura 4.16). L'accurata scelta dei componenti di cui questo circuito è composto permette di raggiungere un'efficienza di trasferimento superiore al 90% [34, 40].

La MMU è inoltre dotata di un secondo equalizzatore attivo, realizzato con un convertitore isolato che accetta in ingresso un ampio range di tensioni (Cincon EC6AW-48S05). Questo componente è presente nella sezione di alimentazione della MMU ma può essere usato anche per effettuare l'equalizzazione delle celle (Sezione 4.6.5). La porta di ingresso di questo componente è connessa alla serie di celle del modulo mentre la porta di uscita è collegata al bus di uscita della matrice di interruttori descritta in precedenza. Quando il convertitore viene attivato tutte le celle del modulo vengono scaricate mentre l'energia estratta viene reimpressa in una singola cella. Questo secondo metodo di equalizzazione, originariamente proposto in [31] è più semplice del precedente poichè richiede un minor numero di componenti, ma l'efficienza dei trasferimenti è nettamente minore (fino al 75%).

4.6.3 Misura della tensioni di cella

La MMU è dotata di convertitori A/D a 16 bit che possono essere usati per misurare le tensioni delle celle e del modulo con una risoluzione più alta di quella della misura delle CMU. Un ADC è connesso all'uscita della matrice di interruttori che selezionano le celle del modulo. La tensione di ogni cella può essere così misurata in

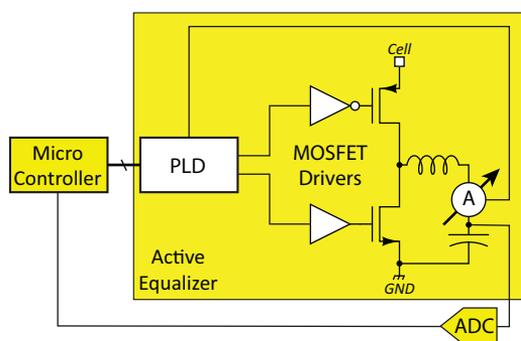


Figura 4.16: Schema di principio dell'equalizzatore attivo. Microcontrollore, PLD e ADC sono utilizzati anche per svolgere altre funzioni della MMU. Per la descrizione dettagliata dell'equalizzatore si veda la Sezione 3.3.

istanti diversi, effettuando la scansione delle celle con la matrice di interruttori. La misura ad alta risoluzione rende il sistema di misura ridondante e robusto rispetto al guasto di una CMU: in questo caso infatti la misura di tensione della cella può essere effettuata con l'ADC della MMU. Inoltre la misura ad alta risoluzione può essere utilizzata per effettuare una calibrazione automatica delle CMU al fine di incrementarne l'accuratezza (si veda la Sezione 4.4).

Altri due ADC misurano la tensione dei nodi *Module+* e *Module-* rispetto al nodo *GND* della MMU, attraverso partitori di tensione resistivi. Queste misure sono utili per verificare il comportamento corretto della matrice di interruttori controllando la posizione del nodo *GND* tra le celle del modulo. La differenza tra le tensioni misurate sui nodi *Module+* e *Module-* fornisce immediatamente la tensione di modulo. Comparata alla somma delle tensioni di cella ottenute dalle CMU è possibile individuare anomalie nelle letture delle tensioni di cella da parte delle CMU.

4.6.4 Interfaccia di comunicazione CANbus

Il livello superiore della gerarchia (PMU) deve conoscere, in ogni istante, lo stato delle celle e di tutte le MMU. La PMU e tutte le MMU sono quindi connesse assieme mediante un bus Controller Area Network (CAN) che garantisce un buon data rate (la lunghezza delle connessioni è di pochi metri), l'affidabilità del collegamento e la possibilità di hot-swap di uno o più moduli. Dal momento che le MMU possono in qualunque momento essere collegate ad una delle celle del modulo, il nodo di riferimento delle tensioni *GND* di ciascuna MMU non è necessariamente allo stesso potenziale del nodo *GND* delle altre MMU. Le MMU sono quindi dotate di un transceiver isolato tramite il quale possono essere connesse al bus CAN senza il rischio di cortocircuitare sezioni della batteria. Il lato dei transceiver rivolto verso le MMU è alimentato dalle MMU stesse, mentre l'altro lato è alimentato dal bus CAN, dotato quindi di 2 fili aggiuntivi (CAN-POWER+, CAN-POWER-) oltre ai tipici 3 (CAN-H, CAN-L, CAN-GND). Questa soluzione è efficace ma non efficiente dal punto di vista energetico, poiché i transceiver CAN isolati (in questa applicazione Texas Instruments ISO1050) richiedono circa 8 mA a 5 V ciascuno, anche se non ci sono dati in transito sul bus. Deve pertanto essere adottata una politica di risparmio energetico per ridurre il consumo di questi transceiver quando la PMU non necessita di rinfrescare le informazioni sullo stato della batteria con frequenza elevata, ad esempio quando il veicolo è in sosta a medio-lungo termine. La PMU può quindi togliere l'alimentazione al bus CAN, disabilitando la comunicazione con le MMU ed entrando in una modalità di risparmio energetico in cui tutti i transceiver sono spenti.

La disabilitazione della comunicazione con le MMU, e quindi con le CMU, è tuttavia molto rischiosa poiché possibili guasti che avvengano sulle celle mentre la PMU è in modalità di risparmio energetico non possono essere notificati alla PMU e quindi all'utente. Per superare questo problema, ogni MMU è stata dotata di un'interfaccia di allarme addizionale, anch'essa elettricamente isolata. Questa consiste di un optoisolatore open-collector connesso in wired-AND con le interfacce di allarme di tutte le altre MMU. Il segnale *Alert* risultante è interpretato come segnale di wake-up da parte della PMU. In questo modo, una MMU che voglia comunicare con la PMU durante la fase di standby abiliterà il proprio segnale *Alert*

in modo da svegliare la PMU. Quest'ultima alimenterà il bus CAN riabilitando la comunicazione con le MMU. La comunicazione bidirezionale tra MMU e PMU è così mantenuta anche con la batteria in standby.

4.6.5 Sezione di alimentazione

Le MMU ricoprono un ruolo molto importante nell'architettura del BMS, poiché svolgono alcune delle sue principali funzioni. Alcune di queste funzioni devono essere svolte autonomamente dalle MMU anche quando la batteria è in modalità di standby, la PMU è disattivata e il bus CAN non alimentato. Questo significa che ogni MMU deve essere dotata di una propria sorgente di alimentazione. La scelta immediata potrebbe essere quella di alimentare la MMU attraverso le celle del modulo che gestisce. Dal momento che il nodo *GND* della MMU non è sempre connesso a *Module-*, è necessario usare un convertitore DC-DC isolato, in grado inoltre di accettare tensione di ingresso variabile con lo stato di carica del modulo (30—46 V con moduli di 11 celle). Esistono dispositivi commerciali che realizzano questa funzione ma, purtroppo, non raggiungono efficienza di conversione sufficientemente elevata quando alimentano carichi piccoli (una MMU consuma al massimo 50 mA). Ad esempio, il Cincon EC6AW-48S05 richiede 5 mA di corrente di riposo e la sua massima efficienza è data per 83%; il Traco Power TDR 2-4811WI addirittura richiede oltre 35 mA e la sua efficienza dichiarata è di 87%. Queste correnti di riposo sono molto maggiori di quella di autoscarica delle celle, e scorrendo nelle celle anche a veicolo parcheggiato, risulterebbero in uno spreco di oltre 230 mW. Tale soluzione per alimentare le MMU non è quindi applicabile a causa dell'eccessivo consumo di energia.

È stata quindi adottata una soluzione alternativa che prevede di dotare ogni MMU di una cella LiPo ausiliaria di piccola capacità (1,5 Ah). Questa viene connessa ad un convertitore DC-DC non isolato, ad alta efficienza e bassa corrente di riposo, col quale si genera la tensione di alimentazione della MMU. Un Maxim MAX1675 richiede 16 μ A di corrente di riposo: il consumo di potenza è ridotto a 67 μ W con la cella ausiliaria completamente carica a 4,2 V. Stavolta il consumo a riposo è trascurabile rispetto alla potenza dissipata per erogare energia verso il carico. L'efficienza di conversione di questo regolatore è comunque alta, oltre 85%.

La cella ausiliaria è connessa ad un ingresso dedicato sulla matrice di interruttori che selezionano le celle del modulo, in modo tale da poter ricaricare la cella mediante l'equalizzatore attivo. Questa connessione non è mostrata in Figura 4.15 e l'interruttore addizionale non è stato conteggiato nei paragrafi precedenti poiché esso non richiede pilotaggio isolato ed è quindi molto più semplice da realizzare. Chiaramente l'energia consumata dall'equalizzatore durante il periodo di ricarica della cella deve essere aggiunta al computo delle perdite del convertitore, poiché essa comunque proviene dalle celle del modulo. Moltiplicando l'efficienza di equalizzazione (90%) per l'efficienza del convertitore (85%), si ottiene un'efficienza complessiva di 77% dell'intera rete di alimentazione della MMU. Il consumo medio della MMU è di circa 20 mW quando la batteria è in standby: in queste condizioni vengono dissipati solo 4,6 mW dalla rete di alimentazione. Come ci aspettavamo, questo valore è molto inferiore a quello ottenuto con la soluzione precedentemente descritta.

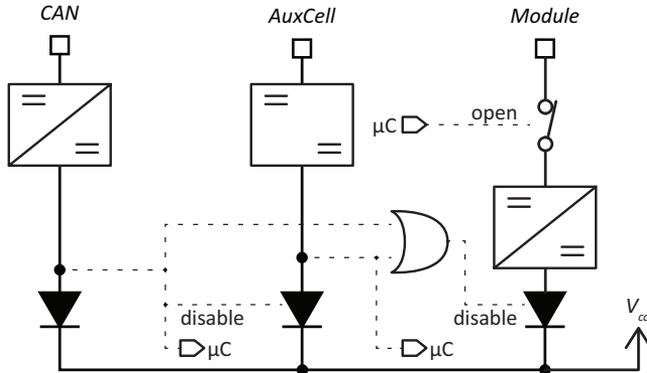


Figura 4.17: Schema di principio del circuito di alimentazione della MMU.

Se l'introduzione della cella ausiliaria migliora l'efficienza della MMU, d'altro canto può introdurre seri problemi di affidabilità poichè un guasto della cella ausiliaria causa la perdita delle funzionalità della MMU. In questo caso è necessario disconnettere immediatamente il carico dalla batteria, e interrompere il servizio dell'intera batteria. Questo problema è stato risolto mediante un circuito integrato (LTC4415 di Linear Technology) che, attingendo a diverse sorgenti di energia disponibili seleziona automaticamente, secondo una lista di priorità, quella che garantisce la maggiore efficienza energetica. L'alimentazione del bus CAN è, attraverso un convertitore DC-DC isolato, connessa alla porta del LTC4415 con priorità più alta. Quando il veicolo è in marcia e la PMU tiene alimentato il bus CAN, tutte le MMU sono connesse a questa sorgente di alimentazione, risparmiando l'energia delle celle ausiliarie. In questa modalità le MMU possono operare anche in caso di guasto o assenza della propria cella ausiliaria (connessa alla porta del LTC4415 con seconda priorità). Il guasto della cella può così essere notificato alla PMU che provvede a mantenere il bus CAN alimentato anche durante le fasi di standby: il consumo di energia è incrementato ma si mantiene la piena operatività della batteria.

Nel caso in cui si dovesse verificare un guasto della cella ausiliaria di una MMU con la batteria in standby, tale MMU rimarrebbe senza alimentazione e senza il tempo di notificare il guasto alla PMU (il bus CAN è infatti disattivato). Questo problema è stato risolto reintroducendo il convertitore DC-DC isolato il cui ingresso è collegato alla serie delle celle del modulo. L'uscita di questo convertitore è connessa al terzo ingresso del LTC4415. Il convertitore è solitamente mantenuto scollegato dal modulo con un interruttore a stato solido normalmente chiuso ma mantenuto aperto dal microcontrollore della MMU. In questo modo si evita di sprecare energia dovuta alla corrente di riposo del convertitore quando questo non è utilizzato. Qualora la MMU dovesse rimanere disalimentata il microcontrollore, resettandosi, rilascia il pilotaggio dell'interruttore a stato solido che, chiudendosi, attiva il convertitore e porta l'alimentazione alla terza porta del LTC4415, alimentando nuovamente la MMU. Questa procedura garantisce un immediato ristabilirsi dell'alimentazione, dopodichè la MMU può notificare il guasto alla PMU mediante

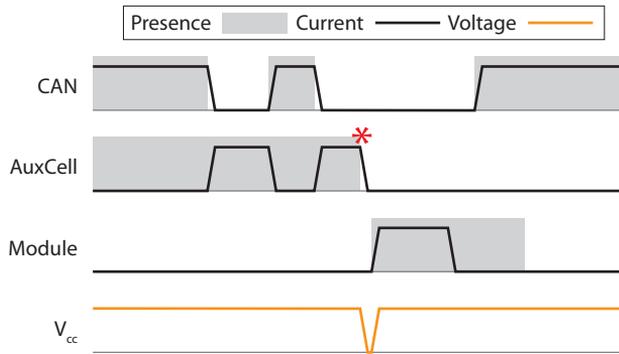


Figura 4.18: Diagramma temporale che mostra il comportamento del circuito di alimentazione della MMU.

l'interfaccia *Alert* descritta precedentemente. Sarà quindi cura della PMU non disattivare più il bus CAN finché il guasto della cella ausiliaria non viene risolto con un intervento di manutenzione.

La Figura 4.18 mostra il comportamento del circuito di selezione dell'alimentazione descritto. Inizialmente la MMU è alimentata dal bus CAN. Quando il BMS entra in standby l'alimentazione del bus CAN è rimossa e la MMU è automaticamente alimentata dalla cella ausiliaria fin tanto che il bus CAN viene nuovamente alimentato. L'alimentazione proveniente dal modulo è tenuta disattivata dal microcontrollore della MMU durante il normale funzionamento. L'asterisco nel diagramma temporale identifica un guasto della cella ausiliaria, che si verifica proprio quando la batteria si trova in standby, ossia quando il bus CAN è disattivato. Venendo a mancare l'unica alimentazione attiva, la MMU si trova completamente sprovvista di alimentazione. Qui il microcontrollore si spegne e si resetta, consentendo la connessione del convertitore DC-DC alle celle del modulo. Stabilita l'alimentazione sulla terza porta del LTC4415, la MMU è nuovamente operativa. A questo punto la MMU avvisa la PMU tramite l'interfaccia *Alert* e la PMU avrà cura di non disattivare più il bus CAN. In queste condizioni il convertitore DC-DC connesso al modulo può nuovamente essere disattivato e la MMU rimane alimentata dal bus CAN fino a che sarà effettuata la manutenzione del modulo.

Dal momento che nella MMU è stato comunque inserito il convertitore DC-DC appena descritto, è stata prevista la possibilità di connetterne l'uscita direttamente al bus di bilanciamento utilizzato dall'equalizzatore (nodi *Cell* e *GND* di Figura 4.15). In questo modo è possibile utilizzare il convertitore non solo per ricaricare la cella ausiliaria ma anche per ricaricare una qualunque cella del modulo stesso, implementando quindi una seconda tecnica di equalizzazione della carica. Sebbene l'efficienza di questo convertitore sia più bassa dell'equalizzatore attivo descritto nelle Sezioni 4.6.2 e 3.3, esso può essere comunque utilizzato se si presenta la necessità di equalizzare la batteria in poco tempo (la corrente erogata dal convertitore raggiunge infatti i 2 A contro una corrente di circa 0,7 A che l'equalizzatore ad alta efficienza estrae o immette nella cella selezionata [34]).

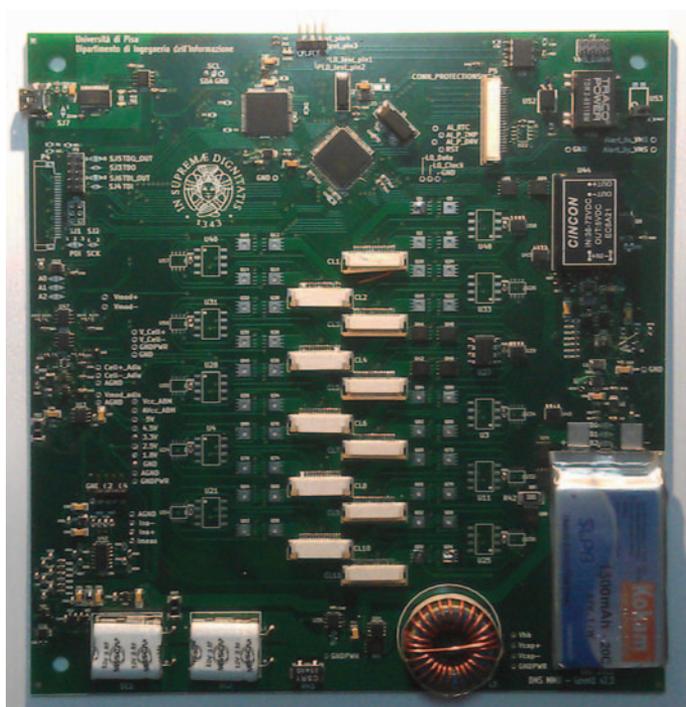


Figura 4.19: Fotografia di una MMU utilizzata in test di laboratorio. La sezione centrale della scheda è occupata dai connettori dei cavi provenienti dalle CMU. Nella parte superiore si trovano il microcontrollore e il dispositivo logico programmabile. In basso sono visibili i componenti dell'equalizzatore (supercondensatori ed induttore). La cella ausiliaria è installata nella parte inferiore destra della scheda.

4.6.6 Collaudo

In Figura 4.19 è mostrata una fotografia di un prototipo di MMU. Il progetto geometrico della scheda rispetta determinate specifiche circa la forma e la dimensione della scheda, la posizione dei fissaggi e dei connettori. Tali specifiche sono dettate dal tipo di assemblaggio con cui si è scelto di costruire il modulo, descritto nella Sezione 4.8.

Questa MMU è stata inizialmente impiegata in test di laboratorio per verificarne la completa funzionalità e misurarne le prestazioni, prima dell'installazione su di un modulo. Un primo test è stato svolto per misurare il consumo di potenza e verificare il comportamento del circuito di selezione dell'alimentazione (Sezione 4.6.5). Il consumo della MMU è stato misurato attorno a 100 mW durante il normale funzionamento, dipende dalle funzioni che la MMU svolge. Attivando la modalità di standby, la lettura dei dati dalle CMU e dagli ADC locali viene effettuata con una frequenza più bassa e l'equalizzazione attiva viene sospesa: in questa modalità il consumo della MMU è inferiore a 3 mW.

La Figura 4.20 descrive un test volto a verificare il comportamento del circuito di selezione dell'alimentatore in seguito ad un guasto della cella ausiliaria (simulato

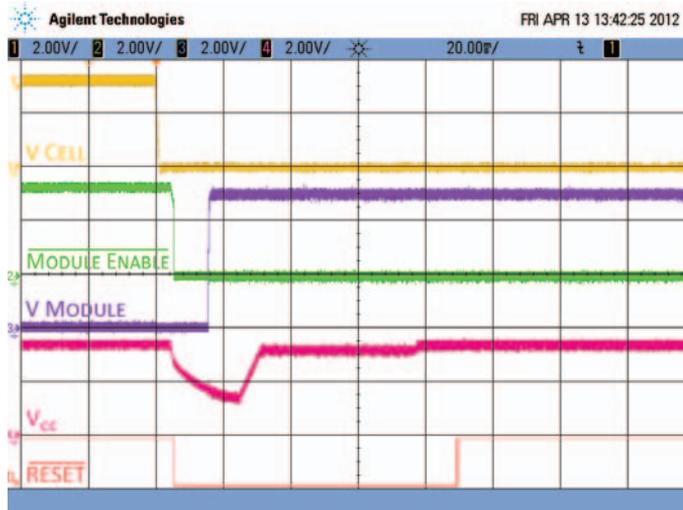


Figura 4.20: Schermata catturata su di un oscilloscopio, mostra il ripristino dell'alimentazione della MMU in seguito ad un guasto della cella ausiliaria.

disconnettendola dalla MMU) evidenziato dall'asterisco rosso. Si noti che il guasto si verifica proprio mentre la MMU è alimentata dalla cella ausiliaria e l'alimentazione proveniente dalle celle del modulo è disabilitata dal microcontrollore. Il primo segnale V_{Cell} nella schermata dell'oscilloscopio (Figura 4.20) è la tensione della cella ausiliaria. Il guasto di quest'ultima è simulato disconnettendola improvvisamente dalla MMU. La tensione dell'alimentazione della MMU V_{cc} (3,3 V nominali) inizia a diminuire finché, scendendo sotto 2,7 V, attiva il brown-out reset del microcontrollore (segnale *Reset*). L'abilitazione del convertitore DC-DC connesso alle celle del modulo viene a questo punto rilasciata (il segnale *Module Enable* sale al livello logico alto). Dopo qualche istante l'uscita a 5 V del convertitore è stabile e l'alimentazione della MMU (ottenuta con un secondo regolatore) è ristabilita. L'intera operazione avviene così velocemente che la tensione di alimentazione della MMU V_{cc} non fa in tempo ad arrivare a 0 V, diversamente da quanto stilizzato in Figura 4.18.

Dalle misure dei consumi della MMU in tutte le condizioni di funzionamento è possibile estrarre informazioni utili per caratterizzare meglio l'efficienza dell'equalizzatore attivo descritto in Sezione 3.3. L'efficienza di circa 90% misurata sul prototipo di equalizzatore descritto nel capitolo precedente non tiene infatti conto del consumo del microcontrollore e del dispositivo logico programmabile utilizzati nella MMU, nei quali è implementata la logica di controllo dell'equalizzatore [40]. Questo consumo addizionale era stato stimato tale da introdurre una degradazione di efficienza di trasferimento di circa 1%. Si è voluto quindi verificare questa assunzione calcolando la variazione di efficienza dovuta al consumo degli ADC e dei dispositivi logici della MMU.

È utile richiamare l'efficienza di trasferimento η dell'equalizzatore attivo, defi-

nita come

$$\eta = 1 - \frac{E_{\text{wasted}}}{E_{\text{transfer}}} \quad (4.3)$$

dove E_{wasted} è l'energia necessaria per completare un trasferimento di energia da una cella ad un'altra, mentre E_{transfer} è l'energia spostata tra le due celle. L'equazione 4.3 viene quindi espansa come

$$\eta = 1 - \frac{E_{\text{wasted}}}{\frac{1}{2}C(V_{\text{capH}}^2 - V_{\text{capL}}^2)} \quad (4.4)$$

dove V_{capH} e V_{capL} rappresentano le tensioni alle quali il supercondensatore viene caricato e scaricato durante un ciclo, e C è la capacità del supercondensatore. L'energia spesa per alimentare i dispositivi logici e gli ADC durante un trasferimento di energia da una cella ad un'altra può essere calcolata moltiplicando il consumo di potenza di tali dispositivi per il tempo necessario ad effettuare un trasferimento completo. Questo tempo può essere espresso come

$$2 \frac{V_{\text{cc}} I_{\text{AE}} C (V_{\text{capH}} - V_{\text{capL}})}{I} \quad (4.5)$$

dove V_{cc} e I_{AE} sono rispettivamente la tensione di alimentazione e il consumo di corrente della logica e degli ADC dovuti all'equalizzatore, ed I è il valore assoluto della corrente media che scorre nel supercondensatore. Occorre notare che col termine I_{AE} si considera soltanto l'incremento della corrente di alimentazione misurato quando è in corso l'equalizzazione, senza quindi tener conto della corrente che alimenta la MMU quando l'equalizzatore è disattivato. La riduzione dell'efficienza può quindi essere scritta come

$$\Delta\eta = \frac{2 \frac{V_{\text{cc}} I_{\text{AE}} C (V_{\text{capH}} - V_{\text{capL}})}{I}}{\frac{1}{2}C(V_{\text{capH}}^2 - V_{\text{capL}}^2)} \quad (4.6)$$

$$= \frac{4V_{\text{cc}} I_{\text{AE}}}{I(V_{\text{capH}} + V_{\text{capL}})} \quad (4.7)$$

Misurando il consumo della MMU sia con l'equalizzatore attivo che con l'equalizzatore disattivo, il valore di I_{AE} è stato calcolato essere circa 3 mA. Sostituendo i valori $V_{\text{cc}} = 3,3 \text{ V}$, $V_{\text{capH}} = 3 \text{ V}$, $V_{\text{capL}} = 2,5 \text{ V}$, $I = 1 \text{ A}$ in Eq. 4.7 si ottiene $\Delta\eta = 0.72\%$, che è dell'ordine di grandezza della stima utilizzata nella Sezione 3.3 e assolutamente accettabile per l'applicazione.

4.7 Pack Management Unit

La PMU è il livello più alto della gerarchia del BMS. Tutti i dati misurati dagli altri sottosistemi (MMU, CMU) confluiscono alla PMU attraverso il bus CAN cui è connessa. La PMU non ha accesso diretto alle celle o ai moduli per replicare misure o effettuare operazioni di equalizzazione o riconfigurazione, ma svolge esclusivamente funzioni logiche e di calcolo.

Le funzioni che sono svolte grazie alla PMU sono richiamate di seguito:

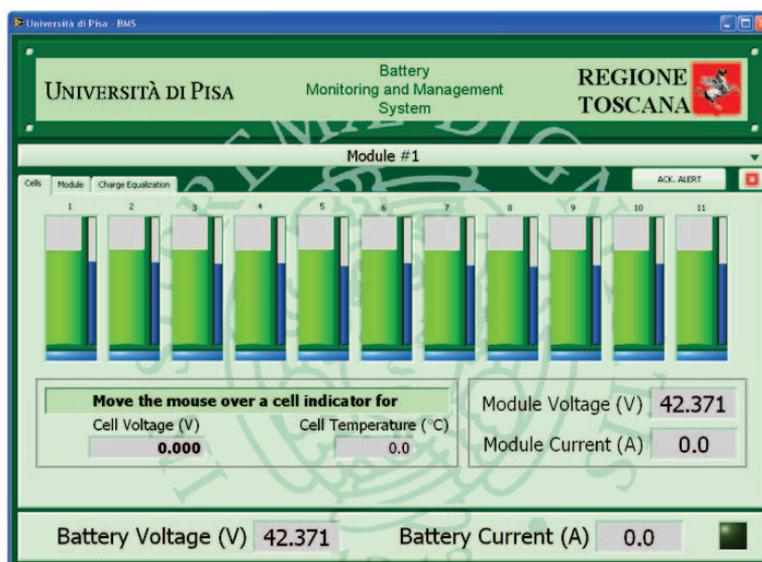


Figura 4.21: Schermata principale del software che svolge le funzioni della PMU. Al centro è visualizzato lo stato di tutte le celle di un modulo.

- Identificazione di situazioni anomale in una o più celle della batteria
- Stima dello stato di carica
- Controllo di alto livello dell'equalizzazione della carica nei moduli
- Controllo di alto livello della configurazione della batteria (stato degli MBS)
- Data sharing sulla rete CAN di veicolo per la visualizzazione dello stato della batteria sul cruscotto e per il controllo dei flussi energetici da parte del Vehicle Management System (VMS)

In questa realizzazione del BMS, la PMU è stata implementata con un'applicazione sviluppata in ambiente National Instruments LabVIEW ed eseguita a bordo di un PC dotato di interfaccia verso la rete CAN di batteria.

La Figura 4.21 mostra la schermata principale del software: nella parte superiore della finestra è presente un selettore con cui scegliere il modulo della batteria di cui si vogliono visualizzare informazioni dettagliate, mentre in basso è riportata la tensione e la corrente di batteria. Queste ultime informazioni rimangono visualizzate indipendentemente dalla schermata correntemente visualizzata e dal modulo selezionato, assieme ad un indicatore luminoso che si accende quando si verifica un'anomalia all'interno di uno dei moduli della batteria. Nella parte centrale della schermata sono invece visualizzate 11 gruppi di barre verticali. Le barre di larghezza maggiore indicano graficamente la tensione delle celle, mentre quelle più strette, poste, di fianco ne mostrano la temperatura. Entrambe le barre cambiano colore virando al giallo, e quindi al rosso, quando i due parametri escono al di fuori dei propri range operativi. L'indicatore posto sotto ogni coppia di barre mostra

lo stato della cella (presenza all'interno del modulo, errori della CMU, attivazione della scarica selettiva o bleeding) di nuovo mediante un codice di colori.

Tramite la selezione delle schede, nella parte superiore del pannello, si passa alla seconda finestra, mostrata in Figura 4.22, nella quale è visualizzato lo stato della MMU del modulo selezionato. Nella parte sinistra della finestra sono visualizzate informazioni (tensione, corrente e stato di carica) della cella ausiliaria. Al centro sono presenti degli indicatori di diagnostica con i quali verificare se tutti i componenti della MMU funzionano correttamente. A destra sono presenti le misure effettuate dal sensore di corrente di batteria PCS e il pulsante per modificare lo stato dell'MBS.

Infine nella Figura 4.23 è mostrata la schermata dalla quale è possibile controllare l'equalizzatore di carica della MMU. Nella parte sinistra vi sono i controlli per selezionare la cella sorgente e quella di destinazione dei trasferimenti di carica, il cui numero è selezionabile dall'interfaccia. Queste selezioni possono essere effettuate manualmente oppure in maniera automatica, lasciando che il programma scelga automaticamente di trasferire energia dalla cella più carica a quella più scarica. Nella parte destra della schermata la tensione del supercondensatore è graficata in funzione del tempo.

La PMU implementata in software è più semplice e veloce da sviluppare, piuttosto che avendola implementata su di un controllore integrato. Tuttavia, una volta completato lo sviluppo degli algoritmi di controllo su PC, è semplice trasferirli su una unità a sè stante che possa essere installata a bordo del veicolo, connessa sia al CAN bus di batteria che alla rete di bordo.

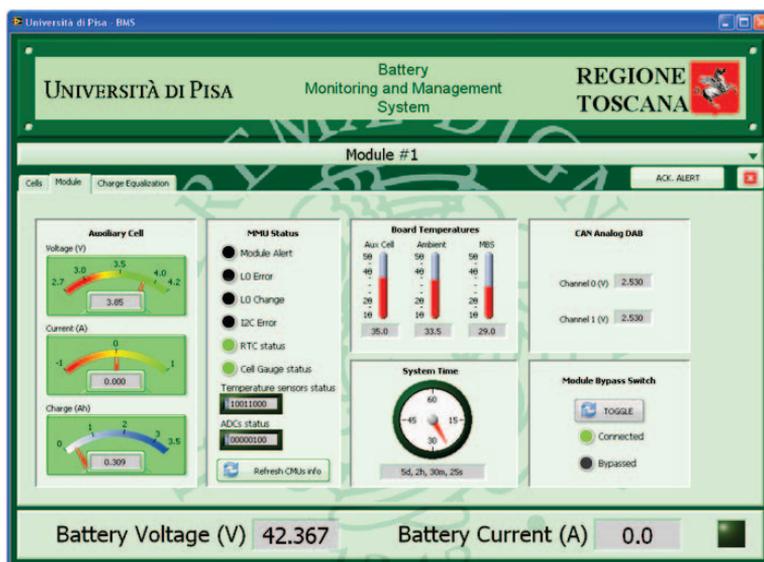


Figura 4.22: Schermata della PMU che mostra i dettagli delle periferiche installate sulla MMU del modulo selezionato.

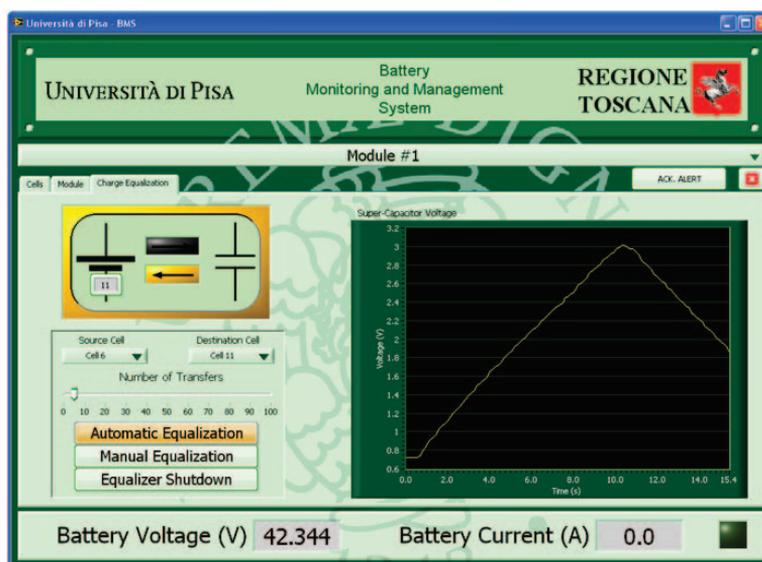


Figura 4.23: Schermata di controllo dell'equalizzazione attiva. Nella parte destra è mostrato l'andamento nel tempo della tensione sul supercondensatore.

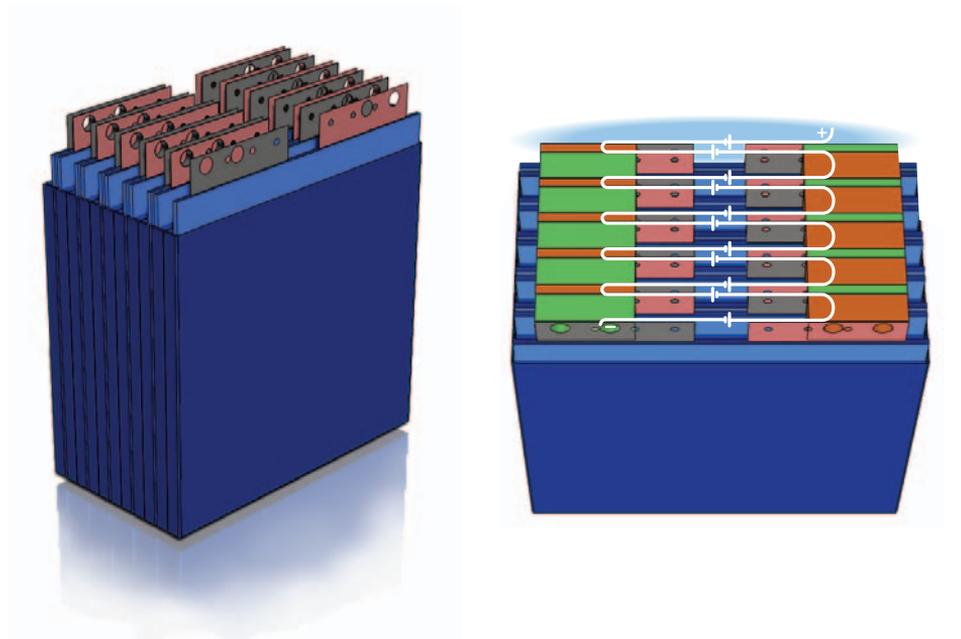
4.8 Prototipo di modulo

4.8.1 Assemblaggio meccanico

Per sfruttare al meglio l'elevata energia specifica delle celle al litio, è stata prestata particolare attenzione all'assemblaggio dei moduli, cercando di mantenerli il più possibile compatti. Per questo motivo le celle sono accostate l'una all'altra come in Figura 4.24, senza l'aggiunta ulteriori involucri o separatori.

Le celle sono affiancate con i versi alternati, come chiarito dai colori delle linguette in Figura 4.24(b). In questo modo è molto semplice realizzare la connessione in serie semplicemente interponendo materiale conduttore tra i terminali delle celle da connettere, che si trovano già vicini tra loro, come mostrato in Figura 4.24(a). I terminali che non devono essere connessi sono separati con blocchetti di materiale plastico isolante. I blocchetti (conduttori ed isolanti) e i terminali delle celle così impilati sono infine serrati con dei tiranti, in modo da minimizzare le resistenze di contatto. Per non rischiare di cortocircuitare le celle, i tiranti sono incamiciati all'interno di guaine isolanti.

I blocchetti sono dimensionati in modo da lasciare spazio al centro delle celle per l'installazione delle CMU (Figura 4.25). Alla pila di celle sono accostati due piastre di alluminio al cui interno sono ricavate delle serpentine per la circolazione di liquido refrigerante. Uno di questi due dissipatori è lo stesso utilizzato per il raffreddamento dell'MBS (Figura 4.11(b)), l'altro ha forma identica ma non presenta cave sulla superficie esterna poichè non deve raffreddare i componenti su di un PCB. In questo tipo di assemblaggio l'estrazione del calore generato dalle celle è possibile esclusivamente tramite questi dissipatori posti alle estremità del modulo ed è quindi necessario garantire un buon contatto termico tra tutte le celle per



(a) Celle elettricamente isolate tra loro.

(b) Connessione in serie mediante spessori di alluminio (arancio) e plastica (verde)

Figura 4.24: Rendering delle celle (in blu) affiancate tra di loro con il verso invertito. I terminali neri sono quelli negativi di ciascuna cella, mentre i rossi sono i positivi.

favorire la conduzione del calore. Per questo motivo i due dissipatori sono serrati tra di loro utilizzando dei tiranti, come mostrato in Figura 4.28(b). La forza di serraggio è regolata con precisione utilizzando delle molle opportunamente precaricate. Questo tipo di assemblaggio conferisce una discreta rigidità all'insieme dei dissipatori e delle celle, e allo stesso tempo permette la variazione di spessore che le celle possono manifestare quando sottoposte a condizioni di carico particolarmente gravose. Le celle generano inoltre gas all'interno dell'involucro nel caso vengano sovraccaricate oltre 4,2 V: qualora una situazione del genere dovesse verificarsi (ad esempio in caso di malfunzionamento del BMS) l'assemblaggio descritto permette alle celle danneggiate di espandersi, senza provocare rotture meccaniche all'interno della batteria.

Le CMU installate sui terminali delle celle sono connesse con dei Flexible Flat Cable alla MMU, montata sul dissipatore frontale. La posizione del connettore che accoglie l'FFC sulla CMU è disassata rispetto al centro della cella. In questo modo i connettori di celle affiancate in versi opposti, vengono a trovarsi ai lati opposti rispetto al piano di mezz'aria del modulo, ed è possibile portare gli FFC alla MMU senza incroci o accavallamenti. Anche i connettori sulla MMU sono disposti sfalsati, in modo da ricevere gli 11 FFC, 6 provenienti da celle disposte in un verso, 5 da celle disposte nel verso opposto. Per semplicità nel reperimento dei componenti si è scelto di usare FFC identici per tutte le celle, con i contatti sulla



Figura 4.25: Rendering delle celle elettricamente connesse, con le CMU installate. Ai due estremi del modulo sono posizionati due dissipatori in cui circola liquido refrigerante.

stessa faccia del cavo piatto. Poiché anche le CMU sono dotate di connettori FFC identici, è necessario installare sulla MMU connettori che presentano i contatti alternativamente sul lato superiore ed inferiore del connettore (Figura 4.26).

In Figura 4.27(a) è ben visibile, oltre ad uno degli FFC appena descritti, il ponte in rame con cui il terminale negativo del modulo viene portato all'MBS, installato

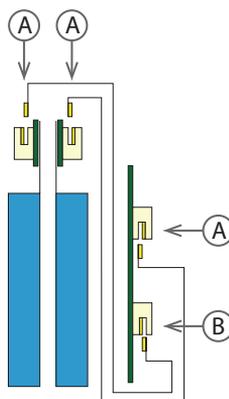
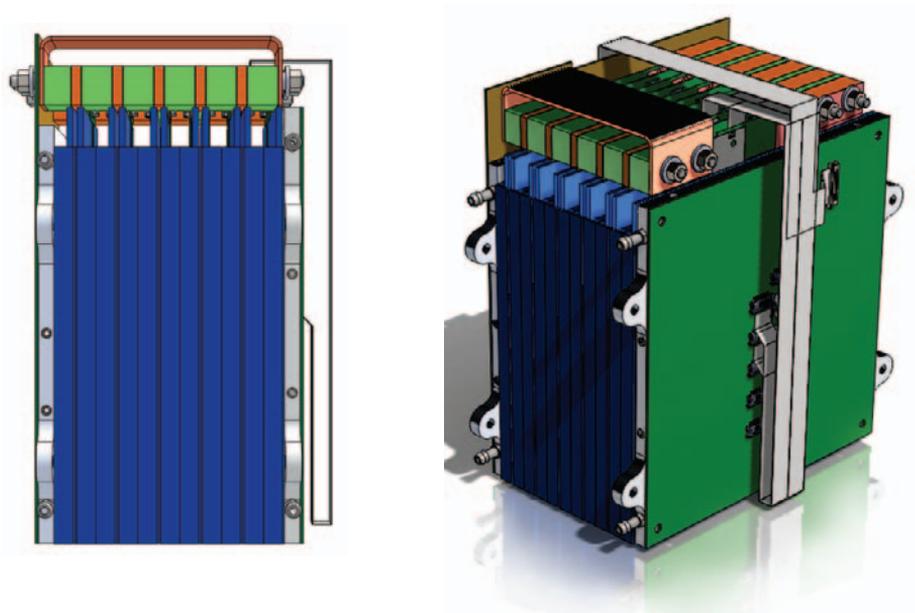


Figura 4.26: Schema semplificato delle connessioni tra CMU e MMU. Si utilizzano due tipi di connettori ed un solo tipo di FFC. Su tutte le CMU è installato lo stesso tipo di connettore, mentre sulla MMU sono installati connettori, di tipo alternato, per ricevere gli FFC di celle disposte in versi opposti.



(a) Vista laterale. È visibile la connessione, in rame, tra terminale negativo del modulo e MBS.

(b) Vista di 3/4. Le celle saranno tenute assieme da barre di serraggio che generano una forza normale ai due dissipatori.

Figura 4.27: Rendering del modulo completo.

sul lato opposto dell'assieme. Questo conduttore, poiché esposto sul lato superiore del modulo, viene isolato mediante guaina in gomma per evitare contatti accidentali con altre parti metalliche della batteria, che potrebbero causare corto-circuiti.

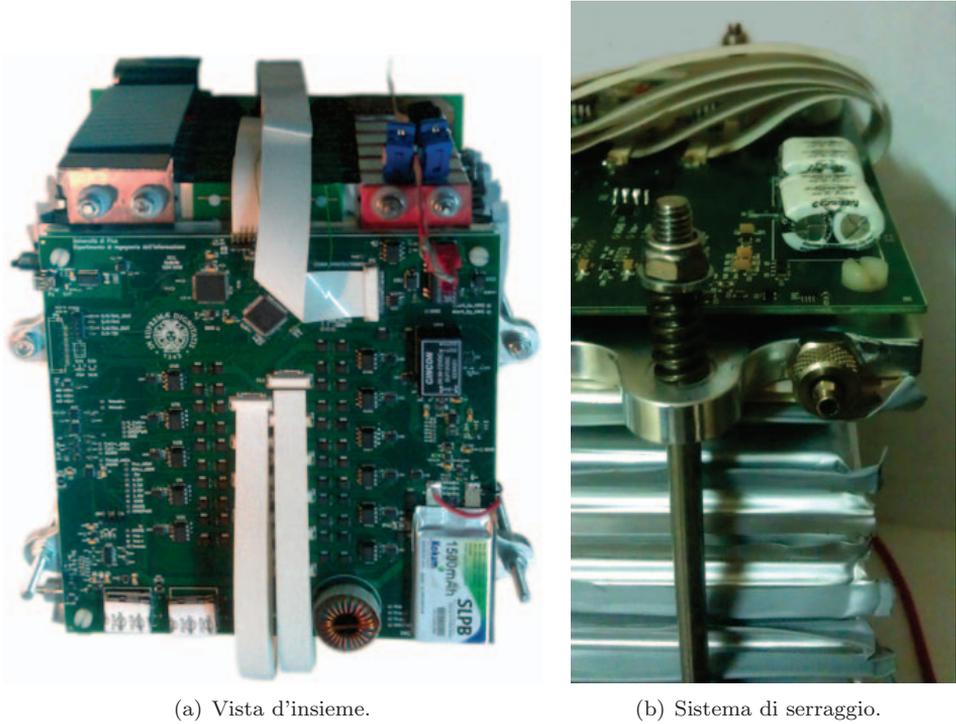
Il modulo, completo di tutti i suoi componenti, è mostrato in Figura 4.27(b). I circuiti stampati sono mostrati in forma schematica e sono pertanto privi dei componenti elettronici. Nella figura sono visibili i tiranti utilizzati per comprimere la pila di terminali di cella e blocchetti conduttori ed isolanti.

La Figura 4.28 mostra infine il modulo reale, completamente assemblato, assieme a un dettaglio del sistema di serraggio delle celle.

4.8.2 Collaudo del modulo in laboratorio

Sul prototipo di modulo completamente assemblato sono stati effettuati test per verificare il funzionamento dell'intero sistema. L'efficienza del sistema di equalizzazione è stata nuovamente misurata per verificarne la corrispondenza con le specifiche di progetto e con le misure preliminari descritte nella Sezione 3.3. Un ciclo di misura è composto da diverse fasi, elencate di seguito:

1. Inizializzazione: carica CI-CV individuale di ciascuna cella (per mezzo di un generatore di tensione esterno), per portarle tutte alla stessa tensione. In questa situazione ciascuna cella i contiene una quantità di energia E_{0i} .



(a) Vista d'insieme.

(b) Sistema di serraggio.

Figura 4.28: Fotografie del modulo completo.

2. Scarica di una o più celle: si introduce uno sbilanciamento di carica estraendo dalla cella i -esima una quantità di energia pari a $\Delta E_{\text{unbal}_i}$
3. Equalizzazione controllata dalla MMU: durante questa fase parte della carica contenuta nelle celle più cariche viene trasferita in quelle più scariche. Dalla cella i viene estratta E_{drawn_i} e vi viene immessa E_{inj_i} .
4. Ricarica: viene ripetuta la fase 1, per riportare tutte le celle nella condizione iniziale. Viene immessa in ogni cella i una quantità di energia pari a E_{rec_i} .

La sequenza dei test è controllata automaticamente da un applicazione LabVIEW che gestisce gli strumenti del laboratorio e il BMS (Figura 4.29).

Poichè all'inizio e alla fine della sequenza la stessa quantità di energia è immagazzinata nel modulo, è possibile scrivere

$$\sum_{i=1}^n (E_{0_i} - \Delta E_{\text{unbal}_i} + \Delta E_{\text{inj}_i} - \Delta E_{\text{drawn}_i} + \Delta E_{\text{rec}_i}) = \sum_{i=1}^n E_{0_i} \quad (4.8)$$

$$\sum_{i=1}^n (-\Delta E_{\text{unbal}_i} + \Delta E_{\text{inj}_i} - \Delta E_{\text{drawn}_i} + \Delta E_{\text{rec}_i}) = 0 \quad (4.9)$$

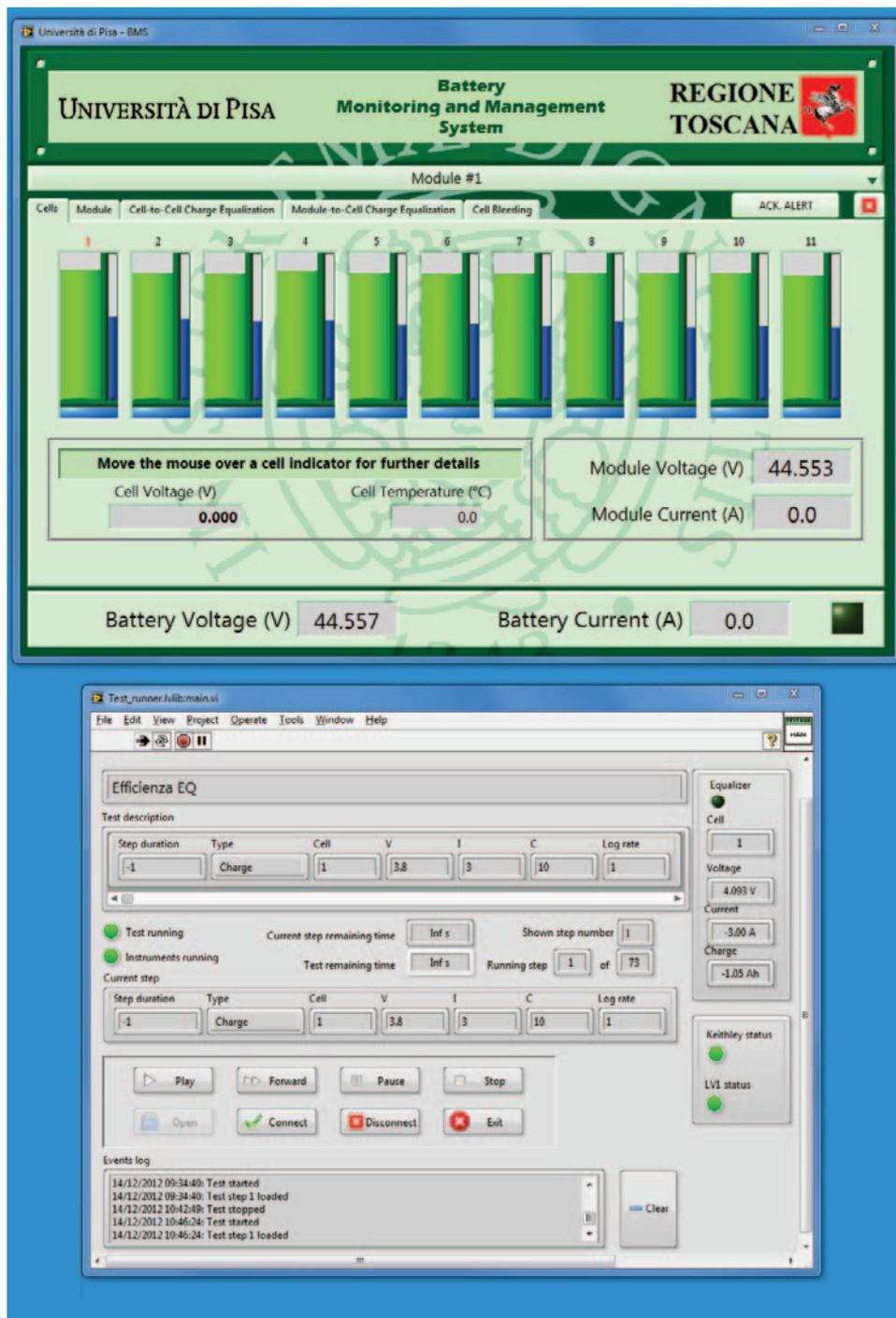


Figura 4.29: Screenshot dell'applicazione per l'automatizzazione dei test sul modulo.

Indicando con η l'efficienza dell'equalizzatore

$$\sum_{i=1}^n \Delta E_{\text{inj}_i} = \eta \sum_{i=1}^n \Delta E_{\text{drawn}_i} \quad (4.10)$$

$$\sum_{i=1}^n (-\Delta E_{\text{unbal}_i} + (1 + \eta)\Delta E_{\text{drawn}_i} + \Delta E_{\text{rec}_i}) = 0 \quad (4.11)$$

$$\eta = 1 - \frac{\sum \Delta E_{\text{rec}_i} - \sum \Delta E_{\text{unbal}_i}}{\sum E_{\text{drawn}_i}} \quad (4.12)$$

Poiché nel modulo realizzato $n = 11$, nel caso in cui nella fase 2 venga scaricata una sola cella (ad esempio la numero 11) mentre le altre 10 del modulo non vengono nè caricate nè scaricate si ha:

$$\sum_{i=1}^{11} \Delta E_{\text{rec}_i} = \frac{11}{10} \sum_{i=1}^{11} \Delta E_{\text{drawn}_i} \quad (4.13)$$

$$\eta = \frac{\Delta E_{\text{unbal}_{11}} - \sum \Delta E_{\text{rec}_i} + \frac{10}{11} \sum \Delta E_{\text{rec}_i}}{\frac{10}{11} \sum \Delta E_{\text{rec}_i}} \quad (4.14)$$

$$\eta = \frac{\Delta E_{\text{unbal}_{11}} - \frac{1}{11} \sum \Delta E_{\text{rec}_i}}{\frac{10}{11} \sum \Delta E_{\text{rec}_i}} \quad (4.15)$$

$$\eta = \frac{11\Delta E_{\text{unbal}_{11}}}{10 \sum \Delta E_{\text{rec}_i}} - \frac{1}{10} \quad (4.16)$$

Mediante l'Equazione 4.16 è possibile quindi ricavare, dal test effettuato, il varlore dell'efficienza η dell'equalizzatore.

La Figura 4.30 mostra i risultati di un ciclo di misura in cui l'equalizzatore attivo con supercondensatore, descritto nella Sezione 3.3, è utilizzato per riportare le celle allo stesso stato di carica (fase 3). In realtà, in questo caso particolare, anziché basarsi sullo stato di carica, l'equalizzatore utilizza le misure di tensione di cella per scegliere quali e quanti trasferimenti effettuare. Poiché la corrente di batteria è nulla durante il test, la corrente di equalizzazione molto piccola se confrontata con le capacità delle celle, e queste ultime praticamente uguali tra loro, la relazione SoC-OCV può essere utilizzata per la stima dello stato di carica senza commettere grossi errori. Mentre la barra blu con riempimento tratteggiato indica la quantità di energia estratta dalla cella numero 11 durante la fase 2, le barre blu con riempimento solido mostrano quella reinserita nel modulo durante la fase di ricarica (fase 4). Come analizzato nel capitolo precedente, ogni singolo trasferimento di energia cella-supercondensatore-cella viene effettuato con efficienza direttamente determinata dalle tensioni delle celle coinvolte. Con l'Equazione 4.16 è tuttavia possibile calcolare l'efficienza di equalizzazione media su tutta la fase di equalizzazione. Dai dati ottenuti si ottiene un valore pari ad 87%. Tale valore è assolutamente in linea con l'efficienza misurata sul prototipo di equalizzatore. La riduzione rispetto ai valori superiori al 90% misurati nella Sezione 3.5 è dovuta all'incremento della resistenza in serie alla matrice di interruttori, dovuta alla presenza dei Flexible Flat Cable (FFC) utilizzati per la connessione tra CMU e MMU. Il contributo di

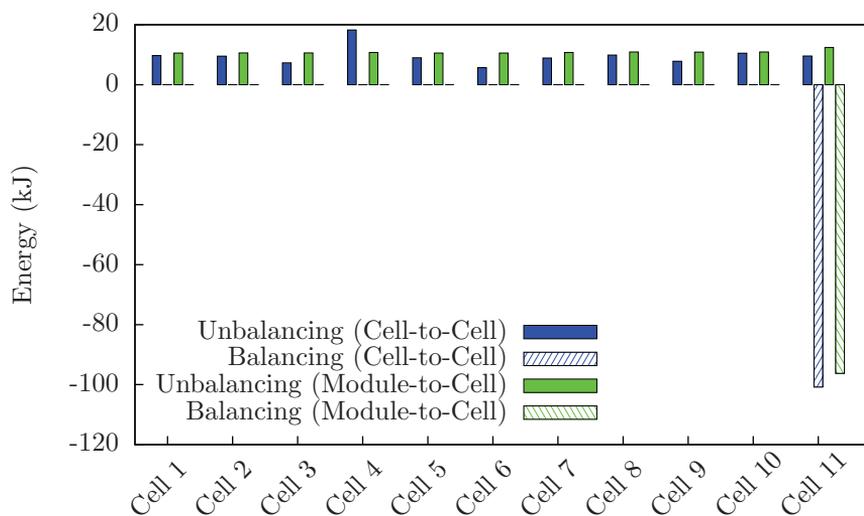


Figura 4.30: Energia estratta (riempimento solido) e immessa (riempimento tratteggiato) nella batteria per effettuare la misura di efficienza del sistema di bilanciamento: in verde la misura dell’equalizzatore con supercondensatore, in blu la misura dell’equalizzatore con convertitore DC-DC con ingresso connesso al modulo.

resistenza serie di questi cavi è di circa $100\text{ m}\Omega$, paragonabile quindi a quello degli interruttori stessi.

La stessa procedura di misura è stata nuovamente applicata utilizzando stavolta l’equalizzatore che estrae energia dall’intero modulo mediante il convertitore DC-DC (Sezione 4.6.2), e la immette nella cella selezionata dalla matrice di interruttori. Le energie trasferite in questo ciclo di misura sono graficate ancora in Figura 4.30 utilizzando il colore verde. L’efficienza dell’equalizzazione Modulo-Cella risulta pari al 61.8%, ossia nettamente inferiore a quella dell’equalizzatore Cella-Cella. I risultati delle misure descritte sono riassunti in Tabella 4.4. Per poter confrontare correttamente le misure di efficienza dei due equalizzatori impiegati, sono state epurate dal contributo dell’autoscarica del modulo stesso. Oltre all’autoscarica naturale delle celle, sono stati tenuti in considerazione anche i consumi delle CMU e della MMU. L’equalizzatore Cella-Cella lavora con correnti di entità inferiore rispetto all’equalizzatore Modulo-Cella ed il contributo dell’autoscarica è quindi più marcato nel primo test (l’autoscarica produce i suoi effetti per un tempo più lungo).

4.8.3 Installazione su bici

Una volta conclusi i test in laboratorio, il prototipo di modulo è stato installato a bordo una bicicletta elettrica a pedalata assistita. Questa è stata scelta per effettuare una breve sperimentazione del modulo su strada, poiché le specifiche dell’azionamento elettrico sono risultate compatibili con il range di tensione del modulo. Al tempo stesso, questa classe di veicoli non è regolamentata da vincoli

Tabella 4.4: Risultati delle misure di efficienza dei due equalizzatori di carica installati sulla MMU. Oltre alle energie scambiate nelle fasi 2 e 4 del test, si riporta la durata dell'intero test sul quale è stata calcolata l'energia persa a causa dell'autoscarica delle celle del modulo e dei consumi del BMS.

	$\Delta E_{\text{unbal}_{11}}$ (kJ)	$\sum \Delta E_{\text{rec}_i}$ (kJ)	Duration (h)	E_{sd} (kJ)	Efficiency (%)
Cell-to-Cell	100.82	106.12	40	2,88	86.9
Module-to-Cell	92.29	119.54	21	1.15	61.8

normativi troppo stringenti, permettendo così di velocizzare le fasi di installazione e sperimentazione.

Un supporto in acciaio inossidabile è stato progettato per sostituirsi al portapacchi originale della bicicletta. Su tale supporto è stato installato il modulo, come mostrato in Figura 4.31. Per permettere la connessione tra PMU (che ricordiamo implementata mediante un'applicazione LabVIEW) e MMU senza richiedere l'installazione di un PC a bordo della bicicletta, il modulo è stato dotato di un'interfaccia di CAN-RADIO-USB appositamente progettata. Questa è costituita da due unità a microcontrollore, una collegata ad una porta USB del PC, l'altra all'interfaccia CAN del modulo, connesse tramite moduli radio su banda 2,4 GHz. I due microcontrollori si occupano dell'incapsulamento dei messaggi CAN in stringhe seriali e viceversa. In questo modo si realizza un bridge completamente trasparente all'applicazione LabVIEW, che accede al bus CAN di batteria così come avviene in laboratorio mediante adattatore CAN-USB.

Sulla bicicletta è stata testata la capacità della batteria di erogare potenza verso il carico, così come la capacità dell'MBS di interrompere la scarica della batteria anche in presenza di correnti elevate. Soprattutto è stato verificato il sistema di assemblaggio e fissaggio del modulo che ha dimostrato di poter essere utilizzato senza problemi su qualunque tipo di percorso urbano anche sconnesso, fino al percorso in zona pedonale lastricata come quella del centro storico di Pisa, dove la bici è stata esposta in occasione della manifestazione Green City Energy 2012.



Figura 4.31: Fotografia della bicicletta a pedalata assistita sul quale è installato un modulo della batteria progettata. Per realizzare un'installazione affidabile, anche in presenza di vibrazioni, è stato realizzato un apposito portapacchi ammortizzato.

5

Conclusioni

L'attività di ricerca presentata è stata rivolta alla progettazione di un sistema di gestione di batterie, denominato Battery Management System o BMS, per accumulatori al litio impiegati su veicoli elettrici. I prodotti commerciali disponibili non offrono infatti prestazioni soddisfacenti o comunque svolgono solo parte delle funzioni necessarie al fine di massimizzare l'efficienza e l'efficacia degli accumulatori di energia elettrica. Dall'analisi della letteratura specializzata, in grande fermento negli ultimi anni, sono state tratte alcune linee guida per la progettazione del sistema, relative in particolare al partizionamento dei sistemi elettronici all'interno della batteria. La suddivisione del BMS in diversi sottosistemi, organizzati secondo un'architettura gerarchica, è riconosciuta come una soluzione molto flessibile per lo sviluppo di questi sistemi. Permette infatti di realizzare una BMS modulare che si adatta facilmente a batterie composte da un diverso numero di elementi. Il partizionamento è stato effettuato identificando innanzitutto i livelli di una gerarchia, che consiste in celle, moduli, e quindi batteria. Definiti i tre livelli dell'architettura, ad ognuno di essi è stato assegnato un certo numero delle funzioni che il BMS deve svolgere, quindi sono stati progettati e sviluppati i sistemi elettronici dedicati allo svolgimento delle suddette funzioni.

Una delle funzioni che un BMS deve svolgere è la stima, il più possibile accurata, della quantità di energia immagazzinata nella batteria. Questa infatti non è direttamente misurabile come grandezza macroscopica ma può essere ricavata indirettamente dalla misura di altri parametri della batteria. Numerosi BMS disponibili sul mercato si limitano ad effettuare il monitoraggio delle tensioni delle celle elementari che costituiscono la batteria ma non sono in grado di ricavare informazioni sul loro stato di carica. Per poter effettuare questa stima sono stati studiati e sviluppati algoritmi basati su di un modello elettrico equivalente di cella elettrochimica. Tale modello è stato adattato ad una famiglia di celle al litio, ossia le celle litio-polimeri, mediante una campagna di misure. Il modello sviluppato, a differenza di quelli fino ad oggi proposti in letteratura, tiene conto, oltre a parametri quali la tensione e la corrente che scorre nella cella modellizzata, anche degli effetti legati alla temperatura della cella. Per effettuare l'estrazione dei parametri del modello a temperatura controllata è stata progettata e realizzata un'apposita camera termostata in grado di regolare con precisione la temperatura del corpo della cella. Utilizzando il modello così caratterizzato nell'algoritmo per la stima dello stato di carica, si è ottenuta una stima la cui accuratezza risulta essere attorno al 5%.

L'algoritmo è stato ulteriormente affinato e migliorato, introducendo una procedura di stima dei parametri che viene effettuata contemporaneamente alla stima stessa, eliminando la necessità di effettuare una campagna sperimentale per caratterizzare il modello della cella su cui si effettua la stima. Questo metodo di stima innovativo è risultato molto efficace poiché in grado di produrre stime accurate riducendo fortemente il tempo necessario per adattare il modello alla famiglia delle celle di cui si effettua la stima.

Un'altra funzione di cui i BMS proposti fino ad ora sono sprovvisti è l'equalizzazione attiva della carica delle celle della batteria. Per cause legate ai processi produttivi delle celle di cui una batteria si compone, queste non sono esattamente uguali tra loro, ma possono esservi differenze sia nella capacità che nella corrente di autoscarica. Quando più celle sono connesse in serie tra loro, come accade nella batterie impiegate a bordo di veicoli elettrici, queste differenze tendono a far variare lo stato di carica delle celle in maniera disomogenea. Questo effetto si manifesta in una riduzione della capacità utile della batteria e quindi in una ridotta autonomia del veicolo. Il problema può essere risolto effettuando periodicamente una procedura di equalizzazione della batteria. Molti BMS commerciali non sono in grado di effettuare questa operazione, mentre altri equalizzano lo stato di carica delle celle dissipando l'energia delle celle più cariche come calore generato per effetto Joule, connettendo delle resistenze in parallelo alle celle. Il BMS qui progettato è invece dotato di un innovativo sistema di equalizzazione attiva della carica. Questo è in grado di estrarre energia dalle celle più cariche senza dissiparla in calore ma immagazzinandola in un supercondensatore, per reimmetterla successivamente nelle celle più scariche. Curando nei dettagli il progetto di questo equalizzatore si è fatto in modo da renderlo molto efficiente, ossia in grado di riversare nelle celle più scariche oltre il 90% dell'energia estratta dalle celle più cariche. Questo dispositivo, non presente in alcun BMS sul mercato, è anche uno dei più efficienti equalizzatori presentati fino ad oggi in letteratura specialistica.

Peculiarità del BMS qui presentato è inoltre la capacità di riconfigurare i moduli della batteria in tempo reale, ossia di disconnetterne uno o più dalla batteria, rimpiazzandoli con una connessione a bassa resistenza. La tensione ai capi della batteria è dunque modificata: se da un lato questo non è un problema per un azionamento elettrico il cui range di tensione di ingresso sia sufficientemente ampio, d'altro canto questa variazione di tensione può essere addirittura benefica, ad esempio per inseguire la massima efficienza di un azionamento che si trovi a lavorare con bassi carichi. La disconnessione selettiva dei moduli della batteria può infine essere utilizzata in una strategia per equalizzare lo stato di carica dei moduli, ad esempio disconnettendo i moduli più carichi quando il un flusso di corrente è entrante nella batteria, disconnettendo quelli più scarichi quando la corrente è uscente. Questa tecnica di riconfigurazione dinamica della batteria, sebbene nota in letteratura, è stata fino ad oggi applicata esclusivamente a batterie di capacità ridotta e incapaci di erogare correnti elevate. Nel BMS descritto in questo lavoro viene invece integrato un sistema di riconfigurazione dei moduli in grado di sostenere correnti fino a 160 A. Il progetto di tale sistema è inoltre modulare e può essere facilmente esteso per gestire correnti di maggiore intensità.

Il progetto di tutti i sistemi è stato portato fino alla fase esecutiva, che si è conclusa con la realizzazione di almeno un prototipo per ciascun sistema. Su questi prototipi sono state effettuate misurazioni per verificarne la funzionalità e la

rispondenza alle specifiche di progetto. Sono stati ad esempio misurati i consumi energetici di tutti i sistemi al fine di verificare l'efficienza complessiva del BMS. Sono state eseguite prove per verificare la capacità del BMS di tollerare guasti ad alcuni sottosistemi, e magari sopperire a determinate funzionalità inizialmente perdute, utilizzando periferiche addizionali appositamente ridondate.

Verificata l'operabilità di tutti i sistemi, è stato assemblato un intero modulo di una batteria per un veicolo elettrico ibrido. Tale modulo, composto da 11 celle Litio-Polimeri da 40 Ah è in grado di immagazzinare oltre 1,5 kWh e di erogare correnti impulsive fino a 200 A. Il modulo realizzato è stato utilizzato in sperimentazioni di laboratorio con cui si è potuto verificare le diverse funzionalità del BMS, siano esse di protezione o di equalizzazione della carica. Installando il modulo a bordo di una bicicletta elettrica a pedalata assistita è stato infine verificato il funzionamento completo del BMS e della batteria durante il reale utilizzo.

Bibliografia

- [1] E. H. Wakefield, *History of the Electric Automobile*, S. International, Ed. SAE International, 1998.
- [2] I. E. Agency, “Technology roadmap: Electric and plug-in hybrid electric vehicles,” Jun 2011.
- [3] S. Zechang, W. Xuezhe, and D. Haifeng, “Battery management systems in the china-made “start” series fchvs,” in *Vehicle Power and Propulsion Conference. VPPC '08. IEEE*, Sep. 2008, pp. 1–6.
- [4] M. Zheng, B. Qi, and H. Wu, “A li-ion battery management system based on can-bus for electric vehicle,” in *3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. ICIEA 2008*, Jun. 2008, pp. 1180–1184.
- [5] H. Dai, X. Wei, and Z. Sun, “Online soc estimation of high-power lithium-ion batteries used on HEVs,” in *Proc. IEEE Int'l Conf. on Vehicular Electronics and Safety. ICVES 2006*, Dec. 2006, pp. 342–347.
- [6] S. Piller, M. Perrin, and A. Jossen, “Methods for state-of-charge determination and their applications,” *Journal of Power Sources*, vol. 96, no. 1, pp. 113–120, 2001.
- [7] M. Charkhgard and M. Farrokhi, “State-of-charge estimation for lithium-ion batteries using neural networks and EKF,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 12, pp. 4178–4187, 2010.
- [8] H. He, R. Xiong, X. Zhang, F. Sun, and J. Fan, “State-of-charge estimation of lithium-ion battery using an adaptive extended kalman filter based on an improved thevenin model,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 4, pp. 1461–1469, May 2011.
- [9] R. Restaino and W. Zamboni, “Comparing particle filter and extended kalman filter for battery state-of-charge estimation,” in *Proc. IECON 2012 - 38th Annual Conf. IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 4018–4023. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6389247>
- [10] F. Codeca, S. Savaresi, and G. Rizzoni, “On battery state of charge estimation: A new mixed algorithm,” in *Proc. IEEE Int'l Conf. on Control Applications, 2008. CCA 2008*, Sep. 2008, pp. 102–107.

- [11] F. Codeca, S. M. Savaresi, and V. Manzoni, "The mix estimation algorithm for battery state-of-charge estimator- analysis of the sensitivity to measurement errors." in *Proc. 48th IEEE Conf. on Decision and Control held jointly with the 28th Chinese Control Conf. CDC/CCC 2009*, 2009, pp. 8083–8088.
- [12] Y. Hu, S. Yurkovich, Y. Guezennec, and B. Yurkovich, "Electro-thermal battery model identification for automotive applications," *Journal of Power Sources*, vol. 196, no. 1, pp. 449–457, 2011.
- [13] F. Baronti, G. Fantechi, E. Leonardi, R. Roncella, and R. Saletti, "Enhanced model for lithium-polymer cells including temperature effects," in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Nov. 2010, pp. 2329–2333.
- [14] —, "Effective modeling of temperature effects on lithium polymer cells," in *ICECS 2010 - 17th IEEE International Conference on Electronics Circuits and Systems*, Dec. 2010, pp. 992–995.
- [15] M. Chen and G. A. Rincon-Mora, "Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and i-v performance," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 2, pp. 504–511, 2006. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1634598>
- [16] R. Kroeze and P. Krein, "Electrical battery model for use in dynamic electric vehicle simulations," in *Power Electronics Specialists Conference. PESC 2008*, Jun. 2008, pp. 1336–1342.
- [17] M. Einhorn, R. Permann, C. Kral, F. V. Conte, W. Guertlschmid, T. Blochberger, R. Kumpusch, and J. Fleig, "Current equalization of serially connected battery cells for a possible second life application," in *Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC2011*, Sep. 2011, pp. 1–5.
- [18] D. Linden and T. B. Reddy, *Handbook of batteries (3rd Edition)*. McGraw-Hill, 2002.
- [19] B. Schweighofer, K. Raab, and G. Brasseur, "Modeling of high power automotive batteries by the use of an automated test system," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Aug. 2003, pp. 1087–1091.
- [20] S. Abu-Sharkh and D. Doerffel, "Rapid test and non-linear model characterisation of solid-state lithium-ion batteries," *Journal of Power Sources*, vol. 130, pp. 266–274, May 2004.
- [21] A. Antonacci, "Sviluppo di un modello avanzato di accumulatore litio polimero e utilizzo nella simulazione di una batteria per veicoli elettrici ed ibridi," Ph.D. dissertation, Università di Pisa, 2010.
- [22] E. Leonardi, "Studio e caratterizzazione di celle litio polimero per applicazioni su veicoli ibridi ed elettrici," Ph.D. dissertation, Università di Pisa, 2010.

- [23] H. Rahimi-Eichi, F. Baronti, and M.-Y. Chow, "Modeling and online parameter identification of li-polymer battery cells for soc estimation," in *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, may 2012, pp. 1336–1341.
- [24] C. R. Gould, C. M. Bingham, D. A. Stone, and P. Bentley, "New battery model and state-of-health determination through subspace parameter estimation and state-observer techniques," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 8, pp. 3905–3916, 2009. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5263028>
- [25] M. Roscher and D. U. Sauer, "Dynamic electric behavior and open-circuit-voltage modeling of LiFePO₄-based lithium ion secondary batteries," *Journal of Power Sources*, vol. 196, no. 1, pp. 331–336, Jan. 2011. [Online]. Available: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0378775310010852>
- [26] G. Plett, "Extended kalman filtering for battery management systems of lipb-based hev battery packs: Part 3. state and parameter estimation," *Journal of Power Sources*, vol. 134, no. 2, pp. 277–292, 2004. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775304003611>
- [27] S. Rosi, "Stima dello stato di carica con identificazione online dei parametri di batterie al litio-polimero," Ph.D. dissertation, Università di Pisa, 2012.
- [28] M. Dubarry, N. Vuillaume, and B. Y. Liaw, "Origins and accommodation of cell variations in li-ion battery pack modeling," *International Journal of Energy Research*, vol. 34, no. 2, pp. 216–231, 2010.
- [29] Q. Wang, P. Ping, and J. Sun, "Catastrophe analysis of cylindrical lithium ion battery," *Nonlinear Dynamics*, vol. 61, pp. 763–772, 2010.
- [30] A. H. Zimmerman, "Self-discharge losses in lithium-ion cells," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 19, no. 2, pp. 19–24, 2004.
- [31] T. Stuart and W. Zhu, "Modularized battery management for large lithium ion cells," in *Journal of Power Sources*, Jan. 2011, pp. 458–464.
- [32] Y.-S. Lee and M.-W. Cheng, "Intelligent control battery equalization for series connected lithium-ion battery strings," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 5, pp. 1297–1307, Oct. 2005.
- [33] B. Lindemark, "Individual cell voltage equalizers (ICE) for reliable battery performance," in *Proc. th Int. Telecommunications Energy Conf. INTELEC '91*, 1991, pp. 196–201.
- [34] F. Baronti, G. Fantechi, E. Leonardi, R. Roncella, and R. Saletti, "Hierarchical platform for monitoring, managing and charge balancing of LiPo batteries," in *Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC2011*, Sep. 2011, pp. 1–6.
- [35] C.-H. Kim, M.-Y. Kim, Y.-D. Kim, and G.-W. Moon, "A modularized charge equalizer using battery monitoring IC for series connected li-ion battery strings in an electric vehicle," in *8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE)*, Jun. 2011, pp. 304–309.

- [36] M. Einhorn, W. Guertlschmid, T. Blochberger, R. Kumpusch, R. Permann, F. Conte, C. Kral, and J. Fleig, "A current equalization method for serially connected battery cells using a single power converter for each cell," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, pp. 4227 – 4237, 2011.
- [37] P. A. Cassani and S. S. Williamson, "Design, testing, and validation of a simplified control scheme for a novel plug-in hybrid electric vehicle battery cell equalizer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 12, pp. 3956–3962, 2010.
- [38] C. Karnjanapiboon, K. Jirasereeamornkul, and V. Monyakul, "High efficiency battery management system for serially connected battery string," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2009*, Jul. 2009, pp. 1504–1509.
- [39] H.-S. Park, C.-E. Kim, C.-H. Kim, G.-W. Moon, and J.-H. Lee, "A modularized charge equalizer for an HEV lithium-ion battery string," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1464–1476, May 2009.
- [40] F. Baronti, G. Fantechi, R. Roncella, and R. Saletti, "High-efficiency digitally controlled charge equalizer for series-connected cells based on switching converter and super-capacitor," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 9, no. 2, pp. 1139–1147, 2013. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6327671>
- [41] A. Manenti, A. Abba, A. Merati, S. M. Savaresi, and A. Geraci, "A new BMS architecture based on cell redundancy," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 9, pp. 4314–4322, 2011.
- [42] M.-Y. Kim, J.-W. Kim, C.-H. Kim, S.-Y. Cho, and G.-W. Moon, "Automatic charge equalization circuit based on regulated voltage source for series connected lithium-ion batteries," in *8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE)*, Jun. 2011, pp. 2248–2255.
- [43] M. Uno and K. Tanaka, "Single-switch equalization charger using multi-stacked buck-boost converters for series-connected energy storage cells," in *8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE)*, Jun. 2011, pp. 2990–2996.
- [44] M. Einhorn, V. Conte, C. Kral, and J. Fleig, "Comparison of electrical battery models using a numerically optimized parameterization method," in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE*, sept. 2011, pp. 1 –7.
- [45] K. W. E. Cheng, B. P. Divakar, H. Wu, K. Ding, and H. F. Ho, "Battery-management system (BMS) and SOC development for electrical vehicles," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 1, pp. 76–88, 2011.
- [46] M. Brandl, H. Gall, M. Wenger, V. Lorentz, M. Giegerich, F. Baronti, G. Fantechi, L. Fanucci, R. Roncella, R. Saletti, S. Saponara, A. Thaler, M. Cifrain, and W. Prochazka, "Batteries and battery management systems for

- electric vehicles,” in *Proc. Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition (DATE), 2012*, 2012.
- [47] H. Kim and K. Shin, “DESA: Dependable, efficient, scalable architecture for management of large-scale batteries,” *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 8, no. 99, pp. 406–417, 2011, early Access.
- [48] H. Kim and K. G. Shin, “On dynamic reconfiguration of a large-scale battery system,” in *Proc. 15th IEEE Real-Time and Embedded Technology and Applications Symp. RTAS 2009*, 2009, pp. 87–96.
- [49] M. Ceraolo, G. Lutzemberger, and N. Doveri, “Experiences of realisation and test of a fuel-cell based vehicle,” in *Proc. Int Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM) Symp*, 2010, pp. 1676–1681.
- [50] F. Baronti, G. Fantechi, L. Fanucci, R. Roncella, R. Saletti, S. Saponara, and P. Terreni, *H2 filiera idrogeno: risultati e prospettive*, Dedalo, Ed. Dedalo, 2012.
- [51] W. Jiang and B. Fahimi, “Active current sharing and source management in fuel cell–battery hybrid power system,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 2, pp. 752–761, 2010.
- [52] F. Baronti, G. Fantechi, R. Roncella, and R. Saletti, “Intelligent cell gauge for a hierarchical battery management system,” in *Proc. IEEE Transportation Electrification Conf. and Expo (ITEC)*, 2012, pp. 1–5. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6243471>
- [53] W. Ke and N. Zhang, “Passive equalization and the expiration of battery packs on chinese electric bicycles,” in *Proc. 2nd IEEE Conf. Industrial Electronics and Applications ICIEA 2007*, 2007, pp. 1370–1373.
- [54] F. Baronti, G. Fantechi, R. Roncella, and R. Saletti, “Design of a module switch for battery pack reconfiguration in high-power applications,” in *Proc. IEEE Int Industrial Electronics (ISIE) Symp*, 2012, pp. 1330–1335. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6237283>
- [55] M. A. Roscher, J. Assfalg, and O. S. Bohlen, “Detection of utilizable capacity deterioration in battery systems,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 1, pp. 98–103, 2011.
- [56] M. A. Roscher, O. S. Bohlen, and D. U. Sauer, “Reliable state estimation of multicell lithium-ion battery systems,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, no. 3, pp. 737–743, 2011.
- [57] N. A. Chaturvedi, R. Klein, J. Christensen, J. Ahmed, and A. Kojic, “Algorithms for advanced battery-management systems,” *IEEE Control Systems*, vol. 30, no. 3, pp. 49–68, 2010.

- [58] F. Baronti, G. Fantechi, L. Fanucci, E. Leonardi, R. Roncella, R. Saletti, and S. Saponara, "State-of-charge estimation enhancing of lithium batteries through a temperature-dependent cell model," in *International Conference on Applied Electronics, AE2011*, Sep. 2011, pp. 1–5.
- [59] Linear technology battery management products. [Online]. Available: http://www.linear.com/products/battery_management/
- [60] Maxim battery management products. [Online]. Available: http://www.maxim-ic.com/products/power/battery_management/
- [61] D. Cui, "Study on the capacity fading mechanism of lithium-ion battery," in *Proc. Int Electrical and Control Engineering (ICECE) Conf*, 2011, pp. 5520–5523. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6057060>
- [62] J. Marcicki, F. Todeschini, S. Onori, and M. Canova, "Nonlinear parameter estimation for capacity fade in lithium-ion cells based on a reduced-order electrochemical model," in *Proc. American Control Conf. (ACC)*, 2012, pp. 572–577. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6315257>
- [63] P. Bauer and L. Lam, "Practical capacity fading model for li-ion battery cells in electric vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, to be published, early Access. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6387312>
- [64] B. S. Haran, P. Ramadass, R. E. White, and B. N. Popov, "Capacity fade of li-ion cells cycled at different temperatures," in *Proc. Seventeenth Annual Battery Conf. Applications and Advances*, 2002, pp. 13–18. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=986361>
- [65] I.-S. Kim, "A technique for estimating the state of health of lithium batteries through a dual-sliding-mode observer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 4, pp. 1013–1022, 2010. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5299119>
- [66] E. Prada, D. Di Domenico, Y. Creff, J. Bernard, and V. Sauvant-Moynot, "A coupled od electrochemical ageing & electro-thermal li-ion modeling approach for hev/phev," in *Proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf. (VPPC)*, 2011, pp. 1–8.
- [67] V. Marano, S. Onori, Y. Guezennec, G. Rizzoni, and N. Madella, "Lithium-ion batteries life estimation for plug-in hybrid electric vehicles," in *Proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf. VPPC '09*, 2009, pp. 536–543.
- [68] D. Haifeng, W. Xuezhe, and S. Zechang, "A new soh prediction concept for the power lithium-ion battery used on hevs," in *Proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf. VPPC '09*, 2009, pp. 1649–1653.

- [69] H. Al Jed, A. Mieze, J.-M. Vinassa, and R. Simon, “Mathematical modeling of aging factors for li-ion battery cells,” in *Proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf. (VPPC)*, 2010, pp. 1–4.
- [70] W. C. Lee, D. Drury, and P. Mellor, “Comparison of passive cell balancing and active cell balancing for automotive batteries,” in *Proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf. (VPPC)*, 2011, pp. 1–7.
- [71] H. Visairo and P. Kumar, “A reconfigurable battery pack for improving power conversion efficiency in portable devices,” in *Proc. 7th Int. Caribbean Conf. Devices, Circuits and Systems ICCDCS 2008*, 2008, pp. 1–6.
- [72] S. Ci, J. Zhang, H. Sharif, and M. Alahmad, “A novel design of adaptive reconfigurable multicell battery for power-aware embedded networked sensing systems,” in *Proc. IEEE Global Telecommunications Conf. GLOBECOM '07*, 2007, pp. 1043–1047.
- [73] F. Baronti, G. Fantechi, R. Roncella, R. Saletti, and P. Terreni, “Hardware building blocks of a hierarchical battery management system for a fuel cell hev,” in *Proc. IECON 2012 - 38th Annual Conf. IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 4041–4047. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6389243>

Pubblicazioni su riviste internazionali

- F. Baronti, G. Fantechi, R. Roncella, and R. Saletti. A new and accurate system for measuring cruising yacht freeboards with magnetostrictive sensors. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 60(5):1811–1819, 2011.
- F. Baronti, G. Fantechi, R. Roncella, and R. Saletti. High-efficiency digitally controlled charge equalizer for series-connected cells based on switching converter and super-capacitor. *IEEE Trans. Ind. Informat.*, 9(2):1139–1147, 2013.
- Federico Baronti, Gabriele Fantechi, Roberto Roncella, and Roberto Saletti. Wireless sensor node for surface seawater density measurements. *Sensors (Basel)*, 12(3):2954–2968, 2012.

Pubblicazioni in conferenze internazionali

- F. Baronti, G. Fantechi, L. Fanucci, E. Leonardi, R. Roncella, R. Saletti, and S. Saponara. State-of-charge estimation enhancing of lithium batteries through a temperature-dependent cell model. In *Proc. Int Applied Electronics (AE) Conf*, pages 1–5, 2011.
- F. Baronti, G. Fantechi, E. Leonardi, R. Roncella, and R. Saletti. Effective modeling of temperature effects on lithium polymer cells. In *Proc. 17th IEEE Int Electronics, Circuits, and Systems (ICECS) Conf*, pages 990–993, 2010.
- F. Baronti, G. Fantechi, E. Leonardi, R. Roncella, and R. Saletti. Enhanced model for lithium-polymer cells including temperature effects. In *Proc. IECON 2010 - 36th Annual Conf. IEEE Industrial Electronics Society*, pages 2329–2333, 2010.
- F. Baronti, G. Fantechi, E. Leonardi, R. Roncella, and R. Saletti. Hierarchical platform for monitoring, managing and charge balancing of lipo batteries. In *Proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf. (VPPC)*, pages 1–6, 2011.
- F. Baronti, G. Fantechi, R. Roncella, and R. Saletti. Experimental validation of an automated system for measuring cruising yacht freeboards. In *Proc. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conf. (I2MTC)*, pages 402–406, 2010.
- F. Baronti, G. Fantechi, R. Roncella, and R. Saletti. Simultaneous multi-point measurement of yacht freeboards by means of a wireless sensor network. In *Proc. Intl Conf Electronic Devices, Systems and Applications (ICEDSA)*, pages 64–69, 2010.
- F. Baronti, G. Fantechi, R. Roncella, and R. Saletti. Wireless sensor network for the accurate measurement of yacht freeboards. In *Proc. IEEE Sensors Applications Symp. (SAS)*, pages 10–14, 2010.
- F. Baronti, G. Fantechi, R. Roncella, and R. Saletti. Design of a module switch for battery pack reconfiguration in high-power applications. In *Proc. IEEE Int Industrial Electronics (ISIE) Symp*, pages 1330–1335, 2012.
- F. Baronti, G. Fantechi, R. Roncella, and R. Saletti. Intelligent cell gauge for a hierarchical battery management system. In *Proc. IEEE Transportation Electrification Conf. and Expo (ITEC)*, pages 1–5, 2012.

- F. Baronti, G. Fantechi, R. Roncella, R. Saletti, G. Pede, and F. Vellucci. Design of the battery management system of lifepo4 batteries for electric off-road vehicles. In *Proc. IEEE Int Industrial Electronics (ISIE) Symp*, 2013.
- Federico Baronti, Gabriele Fantechi, Roberto Roncella, Roberto Saletti, and Pierangelo Terreni. Hardware building blocks of a hierarchical battery management system for a fuel cell hev. In *Proc. IECON 2012 - 38th Annual Conf. IEEE Industrial Electronics Society*, pages 4041–4047, 2012.
- M. Brandl, H. Gall, M. Wenger, V. Lorentz, M. Giegerich, F. Baronti, G. Fantechi, L. Fanucci, R. Roncella, R. Saletti, S. Saponara, A. Thaler, M. Cifrain, and W. Prochazka. Batteries and battery management systems for electric vehicles. In *Proc. Design, Automation & Test in Europe Conf. & Exhibition (DATE)*, pages 971–976, 2012.

Ringraziamenti

Se non ci fosse stato Federico Baronti tutto questo non sarebbe mai esistito. Non ci sarebbero state tutte quelle ore in laboratorio a far funzionare quello che non funziona, a creare quello che non c'era, a discutere idee. Non ci sarebbero stati i suoi preziosi consigli e gli insegnamenti.

Un ringraziamento anche a tutti le persone che si sono trovate per breve o lungo tempo a passare dal Laboratorio Testing. Ricordo in particolare Andrea Lazzeri e Emanuele Leonardi con cui ho avuto il piacere di lavorare ma, ancor più, di ridere e scherzare.

Grazie ai miei tutori Roberto Roncella e Roberto Saletti che non sono solo stati una guida preziosa: mi hanno anche insegnato e lasciato guidare da solo.

Francesco Bucchi, Federico Belfi, Andrea Mascellani e tutti gli amici dell'E-Team Squadra Corse non hanno contribuito direttamente alla ricerca che ho presentato in questo volume, ma hanno costruito con me qualcosa di grandioso, e non parlo soltanto delle macchine che abbiamo messo in pista. Massimo Guiggiani mi ha dato fiducia e ci ha sempre creduto, anche nei momenti difficili. Sono poche le persone che sanno insegnarti qualcosa come riesce a farlo lui.

Grazie Ignazio Sedda, Maurizio Angeli, Marco Barontini:
mi avete fatto crescere.

Da bambino volevo avrei voluto fare l'Inventore. Un immenso Grazie a tutta la mia Famiglia per avermi sostenuto ogni giorno affinché questo si avverasse.