



UNIVERSITÀ POLITECNICA DELLE MARCHE

FACOLTÀ DI INGEGNERIA

Corso di Laurea magistrale in **ingegneria elettronica**

**CARATTERIZZAZIONE E STIMA DELLO STATO DI CARICA DI BATTERIE
CON APPLICAZIONI DI ENERGY STORAGE**

***CHARATERIZATION AND ESTIMATION OF STATE OF CHARGE OF BATTERIES WITH
ENERGY STORAGE APPLICATIONS***

Relatore: Chiar.mo

Prof. Massimo Conti

Tesi di Laurea di:

Jennifer Guaitini

Correlatore:

Ing. Luca Buccolini

A.A. 2022 / 2023

Contents

1	Introduzione	4
2	Stato dell'Arte	8
2.1	La batteria	8
2.1.1	Lithium-ion Battery Management System	13
2.1.2	Problematiche	16
2.2	State of Charge	19
2.2.1	Il Coulomb Counting	20
2.3	Il filtro di Kalman	21
2.3.1	L'algoritmo	23
2.3.2	Modello circuitale della batteria	25
3	Il sensore di corrente	29
3.1	Il sensore ad effetto Hall	32
3.1.1	Magnetic current sensing	32
3.1.2	L'effetto Hall	35
3.1.3	Hall-effect magnetic current sensing	36
3.1.4	HASS 50-S	38
3.1.5	Problemi legati all'utilizzo di sensori magnetici per il Coulomb Counting	40
3.2	Il sensore Shunt	41
3.2.1	I componenti	45
3.2.2	I vantaggi del sensore shunt	47
3.2.3	Il circuito shunt	47
3.3	L'errore	56
3.3.1	Offset error	58

3.3.2	Gain error	59
3.3.3	Common-mode rejection ratio CMRR	62
3.3.4	Temperature error	64
3.3.5	Power supply rejection error PSRR	65
3.3.6	Shunt resistor tolerance error	67
3.3.7	l'errore totale	68
3.4	Misure	69
3.4.1	Misure sensore effetto Hall	70
3.4.2	Misure sensore shunt	71
4	Implementazione del filtro di Kalman	86
4.1	Modellizzazione della batteria in Simulink	86
4.2	Sviluppo del sistema a partire da esempi di libreria	87
4.3	Implementazione modello 3RC	88
4.4	Misure	95
4.4.1	Simulazione 1 e 2	97
4.4.2	Simulazione 3 e 4	101
4.4.3	Simulazioni 5, 6 e 7	106
4.5	Simulazione pacco batteria per accumulo energia fotovoltaica	112
5	Conclusioni	117
A	Appendice	119
A.1	Scheda tecnica Hass 50	119
A.2	Scheda tecnica shunt Bourns	122
A.3	Scheda tecnica shunt Vishay	126
A.4	Scheda tecnica amplificatore Ina240	129

1 Introduzione

Le batterie a litio sono utilizzate in svariate applicazioni, che vanno da apparecchi elettronici di uso personale, come telefoni cellulari, all'emergente industria di veicoli elettrici [1]. A fronte di notevoli vantaggi in termini di densità di energia, affidabilità e protezione dell'ambiente, se comparate agli accumulatori al piombo o NiCd, certe caratteristiche di questi tipi di batterie rendono necessario avere un sistema avanzato di monitoraggio per un funzionamento corretto e sicuro [2][3][4].

La complessità di un sistema di gestione della batteria (Battery Management System, BMS) dipende fortemente dalla applicazione di utilizzo. In casi semplici, come le batterie a cella singola nei telefoni cellulari o nei lettori di e-book, un semplice Circuito integrato (IC) può essere sufficiente. Questi circuiti integrati di solito sono in grado di misurare tensione, temperatura e corrente e utilizzare metodi semplici per stimare lo Stato di carica (State of Charge, SOC) della batteria. Nei dispositivi più complessi, come le auto elettriche, il BMS deve eseguire più compiti elaborati: è importante controllare la temperatura di lavoro, il tempo di carica e scarica e avere il controllo su altri parametri come ad esempio il matching degli elementi del pacco batterie.

Il BMS deve quindi essere in grado di garantire che i pacchi batteria possano fornire l'adeguata quantità di energia, il grado di sicurezza e un lungo ciclo di vita. Di conseguenza si ha la necessità di mantenere le batterie in condizioni ottimali, massimizzando le loro capacità, proteggendole da potenziali danni come surriscaldamento, sovraccarico e sovrascarica. Per fare questo, il BMS deve assicurarsi che tutte le celle che compongono la batteria siano mantenute alla stessa tensione (equivalente allo stato di carica), attraverso il bilanciamento, che può essere eseguito, ad esempio, dissipando energia dalle celle più cariche collegandole ad un carico, oppure trasferendo energia dalle celle più cariche a quelle meno cariche, o riducendo la corrente di carica ad un livello sufficientemente basso da non danneggiare le celle completamente cariche, mentre

quelle meno cariche possono continuare a caricarsi.

Oltre a fornire queste condizioni di lavoro ottimali, per cui è necessario ottenere informazioni critiche in tempo reale sullo stato di ciascuna cella, è importante utilizzare tali informazioni per predire il comportamento futuro, al fine di stimare la quantità di energia disponibile e la vita rimanente.

Tuttavia queste informazioni non sempre sono misurabili direttamente tramite sensori fisici, pertanto è necessario utilizzare metodi indiretti. Al tal scopo si sono introdotti i modelli basati su circuiti equivalenti (Equivalent Circuit Model) che utilizzano un circuito RC con resistori e condensatori per modellare il comportamento dinamico della batteria.

Questi modelli sono fondamentali per la stima dello stato di salute (State of Health, SOH), dello stato di funzionamento (State of Function, SOF) e, in particolar modo, dello stato di carica (SOC).

In particolare, il calcolo del SOC è un parametro fondamentale per un sistema che mira a massimizzare le prestazioni in termini di vita della batteria e potenza erogabile. A tal scopo, nel seguente lavoro ci si è posto l'obbiettivo di utilizzare sistemi e algoritmi che, controllando le caratteristiche delle celle, siano in grado di prevedere in modo accurato il loro comportamento nel tempo.

Esistono molti metodi per calcolare il SOC delle batterie: uno dei più popolari è il Coulomb Counting Method che utilizza il metodo dell'integrazione nel tempo della corrente di carica e di scarica della batteria. Utilizzando questo metodo, a causa degli errori di misura e del rumore, molti parametri, come il valore iniziale del SOC, o il calcolo vero e proprio dell'integrale, possono portare a errori non trascurabili. Da un'inesattezza più o meno marcata derivano quindi delle prestazioni ridotte, oltre che ad un potenziale danno al sistema della batteria; inoltre è utile, ai fini del monitoraggio del SOC, la conoscenza di diversi altri parametri, come l'impedenza interna, la tensione a circuito aperto e la costante di polarizzazione, che sono però difficilmente misurabili in tempo

reale. Perciò è molto difficile sviluppare algoritmi che possano stimare il SOC senza errori significativi.

Questa tesi è stata sviluppata in collaborazione con l'azienda Midac SPA di Soave (VR) presso la sede di Civitanova Marche. Il lavoro è stato svolto su pacchi batteria al LiFePO₄ (litio ferro fosfato) avvalendosi di tecnologia proprietaria.

Lo scopo era lo sviluppo e la validazione di una metodologia per la stima del SOC da impiegare nei futuri prodotti.

Nel seguito verrà illustrata l'attività oggetto della tesi, durante la quale in prima battuta ci si è occupati dello studio e selezione di un sensore di corrente resistivo per misurare la corrente in entrata e in uscita dal pacco batteria, analizzando pregi e difetti rispetto a sensori magnetici. In seconda battuta si sono utilizzati i dati in uscita da questo sensore avvalendosi di un filtro di Kalman per stimare lo stato di carica.

Si è reso infatti necessario l'utilizzo di metodi di condizionamento dei dati misurati per compensare gli effetti dell'errore. Il filtro di Kalman è un metodo che utilizza la misura osservata in tempo reale con rumore e altri tipi di errore sovrapposti e, attraverso una previsione dello stato, riesce a produrre valori il più possibile simili a quelli reali. Questo filtro è basato su sistemi dinamici lineari a tempo discreto ed è uno stimatore ricorsivo, vale a dire che la stima dello stato attuale richiede necessariamente conoscenza della stima dello stato precedente oltre alla conoscenza della misura dello stato attuale (cui è sovrapposto l'errore).

La tesi è suddivisa in cinque capitoli (di cui il primo è questa introduzione) e un'appendice. Nel secondo capitolo verrà descritto lo stato dell'arte e le problematiche connesse alla stima dello stato di carica.

Nel terzo capitolo l'attenzione sarà posta sui due tipi di sensori di corrente (magnetico e resistivo). I due approcci verranno messi a confronto e, motivata la scelta che ha portato all'utilizzo del sensore resistivo, verranno descritti i circuiti e il layout del sensore realizzato dalla Midac. Infine verranno forniti i risultati sperimentali relativi alla

distribuzione termica e di corrente, nonché i risultati relativi all'errore di misura.

Nel quarto capitolo viene discusso l'algoritmo di stima dello stato di carica con particolare attenzione al filtro di Kalman esteso. Verrà illustrato il modello equivalente della cella di batteria (a tripla costante di tempo) che verrà utilizzato nella simulazione del sistema completo con filtro di Kalman. La simulazione è stata realizzata in ambiente Matlab e Simulink. I risultati delle simulazioni sono mostrati alla fine del capitolo.

Il quinto capitolo contiene le conclusioni.

Nell'appendice vengono riportate parti delle schede tecniche dei componenti utilizzati.

Vorrei ringraziare il Professor Massimo Conti del Dipartimento dell'Ingegneria dell'Informazione per il lavoro interessante proposto e lo staff della Midac, in particolar modo Luca Buccolini e Marco Ferranti per la disponibilità e l'aiuto durante lo svolgimento della tesi.

2 Stato dell'Arte

2.1 La batteria

La batteria agli ioni di litio è diventata, dalla fine del secolo scorso, sempre più popolare nel mercato delle batterie ricaricabili grazie alla sua alta densità di energia e la lunga durata. Esiste una formula, riportata di seguito, che lega il volume della batteria a parametri riguardanti la prestazione e la densità energetica [5].

$$\text{Volume of Battery} = \frac{(\text{Regulated Average Power})(\text{Device Longevity})}{\text{Energy Density of Battery}}$$

Il volume della batteria è inversamente proporzionale alla densità energetica dovuta alla tecnologia usata, ma è direttamente proporzionale alla potenza erogata e all'aspettativa di vita desiderata [6][7].

Le batterie agli ioni di litio sono costituite da due elettrodi, l'anodo e il catodo, divisi da un separatore con un elettrolita in cui gli ioni di litio si spostano dal catodo all'anodo durante la carica e ritornano indietro durante la scarica [8][9].

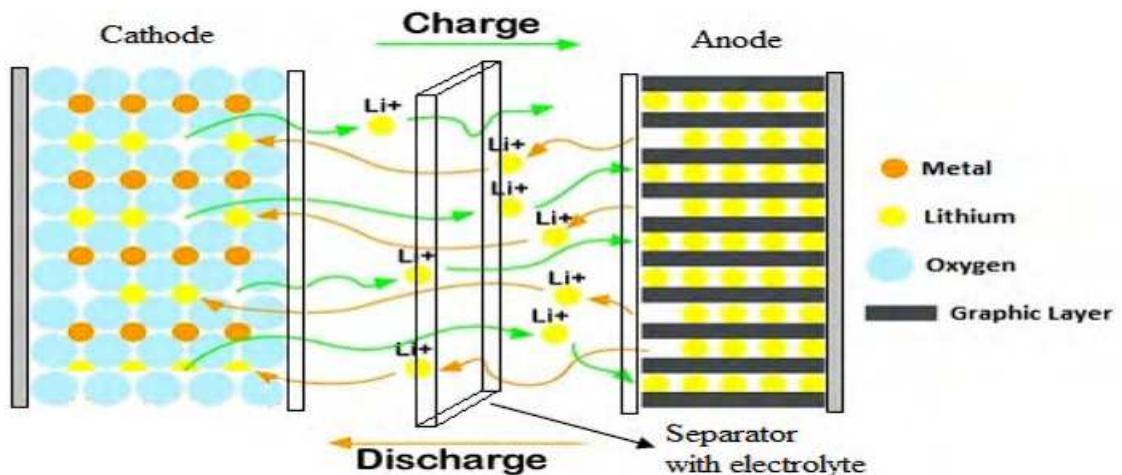


Figure 1: Chimica della cella al litio [6]

Rispetto alle batterie al piombo-acido, caratterizzate da pesanti piastre di piombo e da un elettrolita acido, le batterie agli ioni di litio sono diventate predominanti come batterie ricaricabili portatili perché hanno un'elevata densità di energia, sono leggere e utilizzabili nelle applicazioni veicoli elettrici, EV, senza alcuna modifica del sistema di trasmissione. Sebbene le batterie agli ioni di litio abbiano proprietà superiori, esse necessitano di processi produttivi con livelli di test molto spinti e sistemi di protezione durante l'uso molto efficaci a causa dell'elettrolita infiammabile che potrebbe causare guasti e incidenti.

Le caratteristiche principali delle batterie agli ioni di litio comprendono le dimensioni (densità fisica ed energetica), la longevità (capacità e cicli di vita), le caratteristiche di carica e scarica, il costo, le prestazioni in un intervallo di temperature più ampio, il profilo di autoscarica e le perdite, i gas e l'impatto sulla tossicità. In generale, le batterie agli ioni di litio presentano aspetti positivi e negativi. Tra le caratteristiche positive si annoverano l'elevata energia specifica (230 Wh/kg) e la densità di potenza (12 kW/kg) [10], l'eccellente numero di cicli e la lunga vita, nonché una buona efficienza di carica e scarica. Il costo, il sistema di protezione elettronica obbligatorio durante la carica e la scarica e le emissioni di gas serra durante la produzione nonché lo smaltimento costituiscono aspetti negativi [11][12].

Le figure seguenti mostrano i tipici andamenti di carica (a) e scarica (b) di una batteria al litio [13].

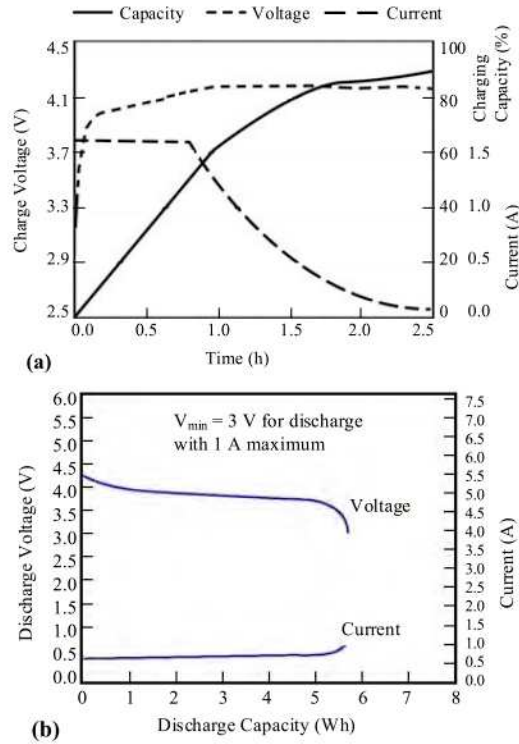


Figure 2: Grafici di carica (a) e scarica (b) di una cella al litio [6]

Durante la carica si applica una corrente costante che fa aumentare la tensione di batteria. Si può dire che il livello di tensione è in un certo senso indice dello stato di carica. Quando la tensione raggiunge il valore massimo previsto (4,1 V per ioni di litio 3,65 V per LiFePO_4), la corrente viene diminuita fino ad annullarsi. Durante la scarica, la tensione ben presto si assesta su un valore costante (3,6 V per ioni di litio, 3,2 V per LiFePO_4 [14]) che viene mantenuto praticamente per tutta la durata della scarica, e quando la capacità della cella raggiunge il livello minimo accettabile la tensione diminuisce bruscamente. Di solito i circuiti incorporati nei pacchi batteria rilevano i valori massimi e minimi durante la carica e scarica e provvedono a scollegare la batteria.

In generale, la fonte principale di ioni di litio attivi in una batteria è contenuta nel materiale dell'elettrodo positivo (catodo) [8]. Per ottenere un'elevata capacità, questo materiale contiene una notevole quantità di litio. Inoltre, i materiali catodici seguono

un processo reversibile per scambiare il litio con lievi modifiche strutturali alle sue proprietà; nell'elettrolita, i materiali sono preparati con ioni di litio ad alta diffusività, buona conducibilità ed elevata efficienza. Questi tipi di materiali catodici sono l'ossido di litio e cobalto (LiCoO_2), ossido di litio e manganese (LiMn_2O_4), litio ferro fosfato (LiFePO_4), ossido di litio e nichel-manganese-cobalto (LiNiMnCoO_2), ossido di litio e nichel-cobalto-alluminio (LiNiMnCoO_2). (LiNiMnCoO_2), ossido di litio nichel cobalto alluminio (LiNiCoAlO_2) e titanato di litio ($\text{Li}_4\text{Ti}_5\text{O}_{12}$) [15][16][17].

La Midac produce pacchi batteria composti da celle a litio ferro fosfato. Questa tecnologia sembra attualmente il miglior compromesso tra prestazioni e sicurezza.

L'Università del Texas ha scoperto nel 1996 che il fosfato può essere usato come materiale catodico per le batterie al litio. Questo catodo è stabile in condizioni di sovraccarico e può tollerare alte temperature senza rompersi. Il materiale catodico della batteria al litio ferro fosfato è più affidabile e sicuro di altri catodi, ad esempio LiCoO_2 o LiMn_2O_4 . I fosfati presentano un intervallo di temperatura di funzionamento delle celle compreso tra -30°C e $+60^\circ\text{C}$ e un intervallo di temperatura di immagazzinamento delle celle compreso tra -50°C e $+60^\circ\text{C}$, il che riduce la fuga termica e impedisce la combustione. La batteria al litio ferro fosfato è composta da materiali fosfatici su scala nanometrica e presenta una bassa resistenza, una lunga durata, una capacità di gestire carichi elevati, una maggiore sicurezza e consistenza termica, nessun effetto tossico e un costo inferiore. Ha un impatto minore sul ciclo di vita per quanto riguarda il sovraccarico, anche se l'energia specifica diminuisce marginalmente rispetto alla tecnologia Li-Ion tradizionale. Presenta alcune proprietà negative in termini di prestazioni e durata di vita dovute alla temperatura. Le batterie al litio ferro fosfato sono in grado di fornire un'energia specifica e una tensione nominale di circa 160 mAh/g e 3,2 V, rispettivamente.

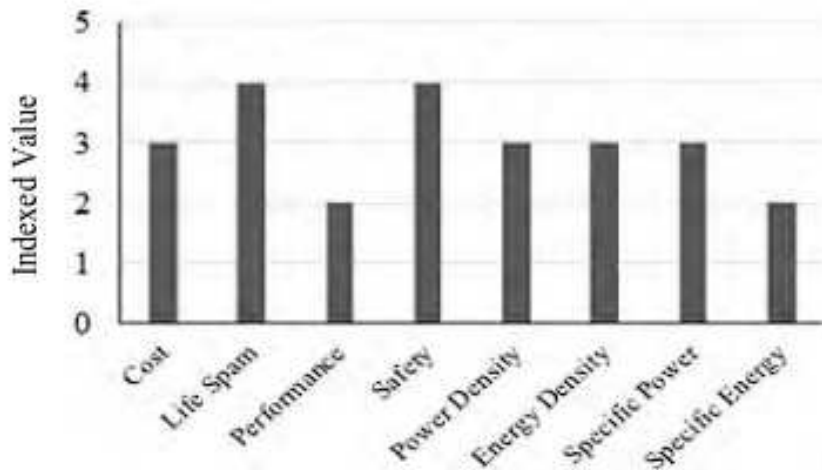


Figure 3: Cifre di merito di una batteria LiFePO4 [6]

La figura seguente mostra il grafico di confronto delle tensioni tipiche delle diverse chimiche. A seguire viene riportata una tabella di riepilogo con vantaggi e svantaggi delle capacità specifiche per ciascuna tecnologia di batteria al litio. Il basso costo, la lunga vita e l'alto indice di sicurezza sottolineano i vantaggi dell'utilizzare una batteria a litio ferro fosfato.

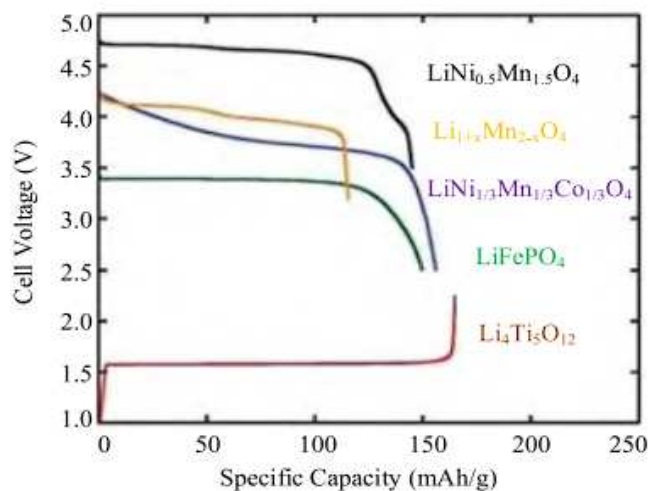


Figure 4: Confronto della capacità specifica per differenti chimiche basate su litio [6]

[H]

Types of Li-ion Batteries	Advantage	Disadvantage	Applications
LiCoO ₂ [41]	High specific energy	Short life span and limited load capacity, and safety.	Cell phones; laptops and digital cameras
LiMn ₂ O ₄ [49]	Specific power, safety and life span	Moderate in overall performance.	EVs, HEVs, medical.
LiFePO ₄ [52]	Good thermal stability, tolerant to abuse, high current rating, excellent safety and long life span;	Moderate specific energy; lower voltage than other lithium-based batteries; cold temperature reduces performance	EVs; power tools and portable devices.
LiNiMnCoO ₂ [55]	Good overall performance and excels on specific energy	High Cost	Power tools, electric vehicles and energy storages.
LiNiCoAlO ₂ [57]	High energy and power densities, good life span	High cost and marginal safety	Electric vehicles and power trains.
Li ₄ Ti ₅ O ₁₂ [60]	Temperature range (-30-55°C) and recharge efficiency 98%, life cycles: > 3000-7000 cycles, high safety and stability, quicker to charge, charged at rate > 10 ⁰ C.	Small voltage (2.4V/cell), low energy density, difficult to manufacture	Advanced nano-technology applications.

Table 1: Tabella comparativa per differenti chimiche al litio [6]

2.1.1 Lithium-ion Battery Management System

Il Battery Management System (BMS) gestisce tutte le funzioni di controllo, accumulo e trasferimento di energia nel pacco batteria [18][19]. Queste funzioni sono il controllo della carica e della scarica, il monitoraggio e il bilanciamento della tensione delle celle per l'equalizzazione della carica, il monitoraggio della corrente e della tensione in ingresso e in uscita, il controllo della temperatura, la protezione della batteria da eventi

anomali (ad esempio il cortocircuito o correnti troppo elevate), la diagnosi e la valutazione dei guasti. Inoltre, il BMS è spesso in grado di comunicare tramite interfaccia standard con sistemi di controllo di livello superiore al fine di ottenere una gestione integrata ad esempio di un veicolo elettrico o di un impianto fotovoltaico. Il BMS controlla la carica della batteria in base alle proprietà della batteria (capacità nominale e tensione nominale) e al suo stato di carica iniziale. Analogamente, esso controlla la scarica della batteria in base all'assorbimento del carico e alla carica disponibile nel pacco batterie. I livelli di tensione delle celle della batteria devono essere misurati dal BMS per stimare gli stati di carica di ciascuna cella della batteria e per impedire ad ogni cella di raggiungere tensioni troppo elevate o troppo basse. Il bilanciamento avviene attraverso tecniche di equalizzazione della carica e deve essere implementato dal BMS per migliorare le prestazioni complessive e la durata delle batterie. Il BMS controlla che la temperatura di esercizio sia entro determinati livelli per impedire che il calore generato possa creare problemi di sicurezza. Le protezioni da stress di tensione/corrente, sovratensione, cortocircuito, sovracorrente, isteresi, ecc. sono garantite dall'integrazione di sensori, relè e interruttori ove necessario. Il BMS diagnostica e valuta i guasti che potrebbero verificarsi [20][21].

Di seguito viene riportata una lista dei parametri su cui il BMS ha il controllo.

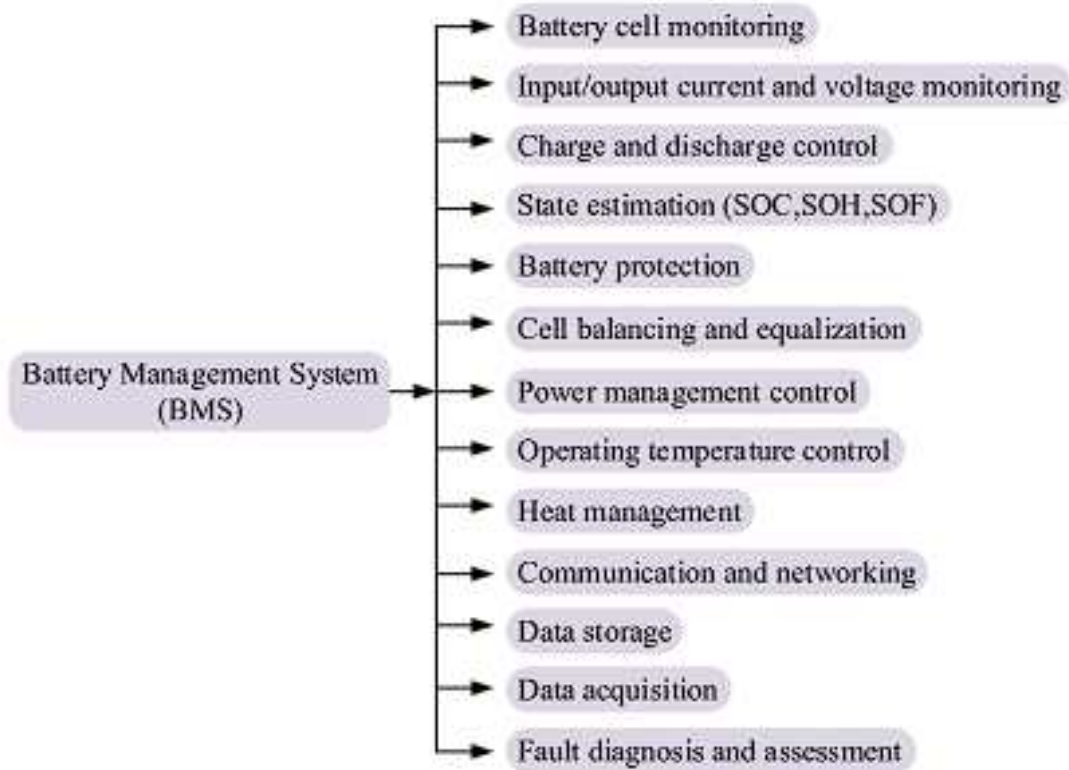


Figure 5: Parametri sotto il controllo del BMS [6]

Un parametro di particolare importanza nel presente lavoro è lo state estimation. Si tratta di riportare gli stati di batteria che comprendono, come già detto, lo stato di carica (SOC), lo stato di salute (SOH) e lo stato di funzionamento (SOF). Il SOC definisce lo stato di carica e la profondità di scarica della batteria. Il SOC viene stimato mediante algoritmi tra i quali si annoverano: il metodo del test di scarica, il metodo del conteggio dei coulomb, il metodo della tensione a circuito aperto, il metodo dell'osservatore a modalità scorrevole, il metodo basato sul modello della batteria, il metodo del modello della rete neurale, il metodo della logica fuzzy, il metodo dell'impedenza, il metodo della resistenza interna, il metodo del filtro di Kalman (convenzionale, esteso, non dentato, cubatura adattiva ecc.), il filtro di Hinfinity. L'SOH definisce lo stato attuale rispetto allo stato ideale della batteria, che dipende

dall'impedenza interna, dalla capacità, dalla densità di potenza e dal tasso di autoscarica della batteria stessa. L'SOH indica quanto la batteria è stata maltrattata e se le sue prestazioni si sono degradate. L'SOH viene stimato con il metodo open-loop basato sul modello di durata, che viene eseguito osservando il meccanismo di perdita degli ioni di litio, le reazioni collaterali, l'affievolimento della capacità e l'incremento della resistenza interna, e con il metodo closed-loop basato sull'identificazione dei parametri del modello della batteria, stimandone i valori.

L'SOF definisce lo scenario reale delle prestazioni della batteria nel soddisfare la domanda del carico come rapporto tra l'energia rimanente e l'energia massima della batteria. L'SOF può essere determinato con i valori stimati di SOC e SOH, il profilo di carica/scarica e la temperatura di esercizio. I valori dello stato della batteria possono visualizzare e prevedere le condizioni generali e le prestazioni del sistema di accumulo delle batterie agli ioni di litio.

2.1.2 Problematiche

Le batterie agli ioni di litio hanno molti aspetti positivi: elevato potenziale e densità (Wt/kg), dimensioni minime, assenza di effetto memoria, carica rapida e gestione di carichi elevati, intervallo di temperature operative più ampio, robustezza alle condizioni ambientali, ciclo di vita elevato e periodi di assistenza e sostituzione più rari. Tuttavia, questa batteria presenta ancora alcuni problemi. Per poter sostituire le altre tecnologie, è necessario risolvere problemi legati alla complessità dei circuiti di protezione, all'elevato costo, alla sicurezza degli ioni di litio, l'effetto memoria per numerosi cicli di carica e scarica parziale, l'impatto ambientale e il riciclaggio.

La figura seguente mostra la capacità in funzione della temperatura per diverse tecnologie di batteria. Come si può notare le batterie al litio sono tra quelle più suscettibili a una perdita di capacità per temperature basse.

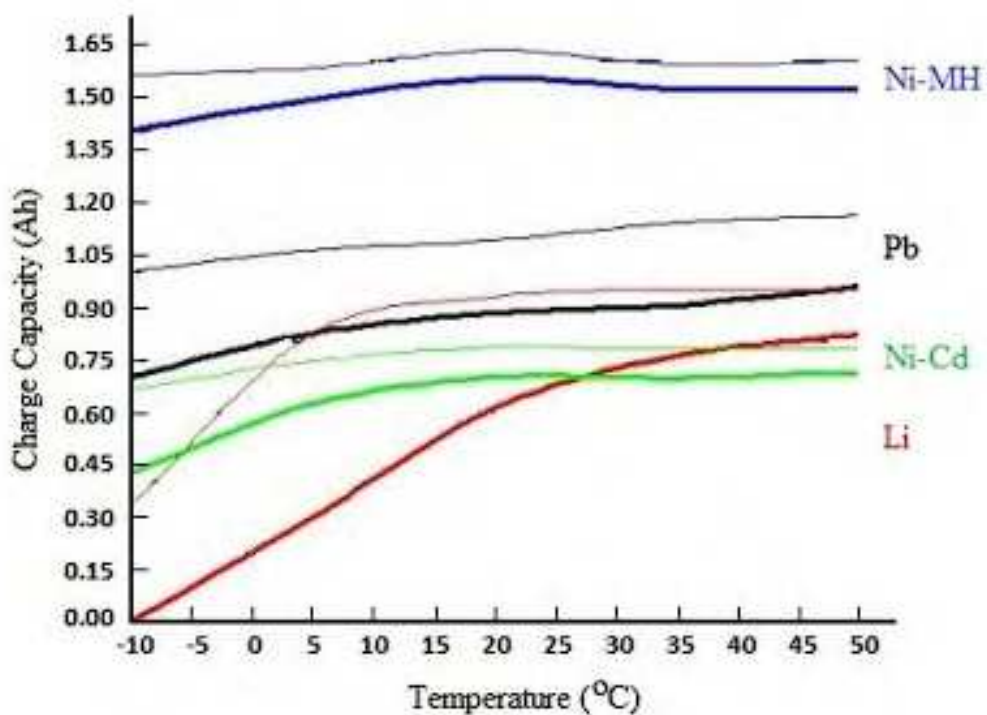


Figure 6: Confronto delle capacità in funzione della temperatura per diverse chimiche di batteria [6]

Nella figura seguente è mostrato poi il range di carica entro cui la batteria dovrebbe trovarsi al fine di un funzionamento ottimale. Si osserva che lo stato di carica dovrebbe essere compreso tra il 20% e l'80% della carica massima accumulabile. Essere al di fuori di questo range causerebbe eccessivo stress sull'accumulatore accorciandone la vita utile.

Tuttavia ciò pone un problema algoritmico nella stima del SOC: sarebbe facile scaricare o caricare completamente l'accumulatore al fine di avere uno stato iniziale perfettamente conosciuto a partire dal quale effettuare il conteggio della carica accumulata. Dovendo invece partire da una condizione intermedia che non è sempre facile da stimare, si pongono le basi per un errore nella stima dello stato di carica.

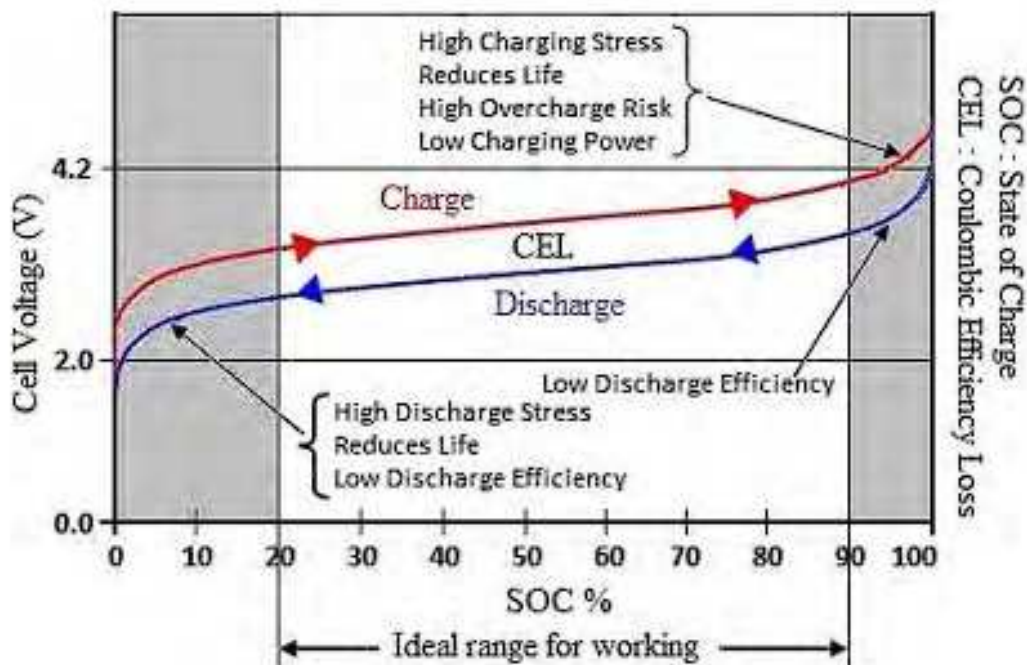


Figure 7: Zona di lavoro ottimale di una batteria al litio [6][22]

Nel presente lavoro si è cercato di minimizzare l'effetto appena descritto utilizzando le informazioni di carica iniziale note all'atto della produzione in fabbrica, compensando il degrado dell'informazione dovuto all'invecchiamento tramite algoritmi predittivi basati su filtro di Kalman e su Coulomb Counting per poter garantire una stima sufficientemente stabile nel tempo dello stato di carica.

Data la grande sensibilità della stima rispetto allo stato di carica iniziale, è altresì molto importante che non venga introdotto alcun offset di misura da parte del sensore di corrente.

Come si vedrà nella sezione dedicata al sensore, la scelta di utilizzare un sensore resistivo in luogo di un sensore magnetico è stata dettata proprio a causa del valore di offset che inevitabilmente quest'ultimo introduce.

2.2 State of Charge

La conoscenza dello stato di carica (SOC) di un pacco batteria è necessario per garantirne la funzionalità e la durata durante le fasi di carica, scarica e stoccaggio. Tuttavia, il SOC non può essere misurato direttamente e viene stimato in base ad altre misure e parametri noti. Ciò comporta errori nella stima del SOC che rendono impossibile sfruttare appieno la capacità della cella.

Come già detto, esistono diversi metodi per stimare il SOC di una batteria. Nel caso delle batterie Midac, l'algoritmo attualmente utilizzato per la stima del SOC è il Coulomb Counting, mentre l'obiettivo di questa tesi è di utilizzare un algoritmo basato sul filtro di Kalman.

La batteria utilizzata nel presente lavoro consiste di 16 elementi LiFePO₄ da 100 Ah in serie per una tensione nominale totale di 51,2 V.

Il primo passo è stato la modellizzazione della singola cella secondo il circuito equivalente mostrato in questa figura.

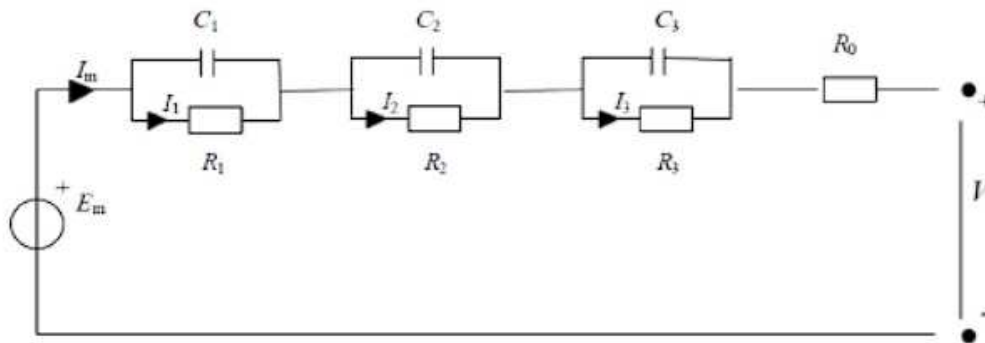


Figure 8: Modello 3RC di una cella di batteria [23]

I condensatori C_1 , C_2 e C_3 modellano l'effetto di carica e scarica dell'elemento. Supponendo ad esempio di partire da batteria scollegata, i condensatori sono scarichi, e non appena il carico viene collegato ai morsetti i condensatori si comportano tempo-

ranamente come delle basse impedenze, in modo tale che la resistenza di uscita della batteria sia pari a R_0 . Man mano che i tre condensatori si caricano l'impedenza equivalente comincia ad aumentare fino ad arrivare dopo un tempo adeguato al valore massimo costituito dalla serie dei 4 resistori. Assegnando l'opportuno valore ai componenti del circuito si riesce a modellizzare il comportamento nel tempo della cella [24].

2.2.1 Il Coulomb Counting

Con Coulomb Counting si designa il metodo basato sull'integrazione della corrente [25][26]. Misurando infatti il valore istantaneo della corrente e integrando questo valore nel tempo si ottiene la quantità di carica transitata da o verso la batteria. In questo metodo, il SOC può essere calcolato come il rapporto tra i Coulomb presenti nella batteria e la capacità della batteria stessa, che si presume sia nota. L'approccio al conteggio di Coulomb per la stima del SOC può essere approssimato come segue (utilizzando un campionamento a tempo discreto)

$$SOC(k) = SOC(k-1) + \frac{\Delta_k i(k)}{3600 C_{batt}}$$

dove $SOC(k)$ indica il SOC al tempo k , Δ_k è il tempo di campionamento, $i(k)$ è la corrente che attraversa la batteria al tempo k e C_{batt} è la capacità della batteria in Ampere-ora (Ah). Il metodo di conteggio di Coulomb non richiede la conoscenza della tensione a circuito aperto (Open Circuit Voltage, OCV) il che è vantaggioso in quanto non è necessario mettere la batteria "Offline" per la misura; tuttavia, esso è soggetto alle seguenti fonti di errore:

- SOC iniziale: questo metodo richiede un SOC iniziale per iniziare. Una errata conoscenza di questo valore porta a errore di calcolo.

- Errore di misurazione della corrente: l'errore di misurazione influisce sul SOC calcolato.
- Errore di integrazione della corrente: il metodo di conteggio di Coulomb, lavorando a tempo discreto e non a tempo continuo, utilizza un'approssimazione molto semplificata per l'integrazione, anch'esso causa di errori.
- Incertezza nella conoscenza della capacità della batteria: la capacità della batteria cambia a causa della temperatura, dell'età, ecc. L'incertezza nella capacità della batteria influisce sulla formula del SOC.
- Errore del clock di temporizzazione: qualsiasi errore nell'oscillatore di temporizzazione, alterando la misura del tempo, falsa il calcolo dell'integrale e influisce sul SOC calcolato.

Nonostante queste limitazioni, il conteggio di Coulomb è ancora un metodo popolare per stimare il SOC perché è semplice e facile da implementare.

2.3 Il filtro di Kalman

Considerando un sistema lineare stazionario a dimensione finita, raggiungibile e osservabile, di cui sia nota la formulazione matematica, del tipo

$$\begin{aligned}\frac{d\vec{x}(t)}{dt} &= A\vec{x}(t) + B\vec{u}(t) \\ \vec{y}(t) &= C\vec{x}(t) + D\vec{u}(t)\end{aligned}$$

è noto che utilizzando l'osservatore dello stato è possibile ricostruirne il vettore di stato a partire dalla sola conoscenza degli ingressi e delle uscite.

L'osservatore dello stato è esso stesso un sistema dinamico, stimolato dagli ingressi e

dalle uscite del sistema da studiare, la cui uscita è un vettore che, per tempi sufficientemente lunghi, converge allo stato del sistema.

L'espressione dello stato stimato dall'osservatore è

$$\frac{d\vec{\hat{x}}(t)}{dt} = F\vec{\hat{x}}(t) + L\vec{u}(t) + G\vec{y}(t)$$

Dove gli ingressi al sistema sono i vettori $u(t)$ e $y(t)$ e $\hat{x}(t)$ è lo stato stimato, L , G e F sono le matrici associate.

Supponendo nulla la matrice D , ponendo $F = A - GC$ e $L = B$ e indicando l'uscita stimata con $y_s(t) = C\hat{x}(t)$ si può riscrivere l'espressione dell'osservatore come:

$$\frac{d\vec{\hat{x}}(t)}{dt} = A\vec{\hat{x}}(t) + B\vec{u}(t) + G(\vec{y}(t) - \vec{y}_s(t)).$$

La formula precedente mostra come l'osservatore dello stato sia un sistema che differisce dal sistema di partenza per un termine di correzione G applicato alla differenza tra l'uscita vera e quella stimata. È possibile dimostrare che, se la matrice $A - GC$ è definita negativa, lo stato stimato con un tale sistema converge allo stato reale per tempi sufficientemente lunghi. La velocità di convergenza viene determinata dalle caratteristiche della matrice G .

Tuttavia è necessario distinguere l'osservatore deterministico dall'osservatore non deterministico che prende il nome di filtro di Kalman.

La problematica affrontata in questo caso è quella di un sistema lineare soggetto a rumore di processo $v_x(t)$ e rumore di misura $v_y(t)$ variabili aleatorie a media nulla gaussiane e incorrelate.

In questo caso l'equazione del sistema è

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= A\mathbf{x}(t) + B\mathbf{u}(t) + \mathbf{v}_x(t) \\ \mathbf{y}(t) &= C\mathbf{x}(t) + D\mathbf{u}(t) + \mathbf{v}_y(t) \end{aligned} \quad \text{con} \quad \mathbf{v}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_x(t) \\ \mathbf{v}_y(t) \end{bmatrix}$$

Ipotizzando $D = 0$ l'osservatore dello stato è dato dal sistema:

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = A\hat{\mathbf{x}}(t) + B\mathbf{u}(t) + L(t)[\mathbf{y}(t) - C\hat{\mathbf{x}}(t)]$$

Il problema dell'ottimizzazione consiste nel ricavare il valore di $L(t)$ che minimizzi la distanza tra il vettore di stato stimato e lo stato vero nel senso dei minimi quadrati.

Nella pratica risulta utile lavorare con filtri di Kalman a tempo discreto da implementare su microcontrollore [27].

2.3.1 L'algoritmo

Il filtro di Kalman è quindi un insieme di equazioni matematiche che fornisce un efficiente metodo computazionale (ricorsivo) per stimare lo stato di un processo, in modo da minimizzare l'errore quadratico medio. Il filtro è molto potente sotto diversi aspetti: supporta stime di stati passati, presenti e futuri, e può operare anche quando la precisa natura del sistema modellato è sconosciuta.

Il Kalman Filter (KF) è utile per stimare lo stato di carica: infatti il SOC può essere considerato come lo stato del sistema di equazioni che descrive il circuito equivalente (Equivalent Circuit Model, ECM). Il metodo KF di base è una diffusa tecnica di identificazione lineare dello stato. Essa stima ricorsivamente lo stato di un'equazione di stato lineare cercando il minimo dell'errore quadratico medio tra lo stato reale e lo stato ottimale stimato. Poiché i modelli di batteria sono costituiti da elementi (resistenze e condensatori) non del tutto lineari, il KF lineare non è adatto; diventa quindi necessaria l'estensione di un algoritmo KF lineare al caso non lineare:

- Extended Kalman Filter (EKF) algorithm: l'EKF è una versione non lineare dell'algoritmo KF lineare; esso linearizza la funzione non lineare della batteria tramite espansione di Taylor, in modo da poter utilizzare l'algoritmo KF standard per stimare il SOC. La limitazione consiste nel fatto che l'errore causato dall'utilizzo dei soli termini del primo ordine nell'espansione di Taylor si accumula con il progredire della ricorsione. Questo inconveniente ha portato allo sviluppo di una nuova tecnica EKF. Ad esempio, l'algoritmo EKF adattativo aggiorna in modo adattivo le matrici di covarianza del filtro di Kalman. Un'altra variante detta EKF robusto è in grado di aumentare la precisione della stima del SOC anche in presenza dell'errore derivante da valori iniziali errati del SOC [28][29].
- Unscented Kalman filter (UKF) algorithm: A differenza dell'algoritmo EKF, l'UKF introduce punti sigma per catturare la media e la covarianza senza utilizzare l'espansione di Taylor per la linearizzazione dell'equazione della batteria e ottiene la precisione che si otterrebbe utilizzando termini della serie di Taylor del secondo ordine. Huang et al. hanno confrontato le prestazioni degli algoritmi EKF e UKF e verificato l'elevata precisione e la velocità di convergenza dell'algoritmo UKF. He et al. hanno utilizzato l'UKF autoregolante per calcolare il SOC con elevata precisione. Tuttavia, gli algoritmi EKF e UKF presentano problemi di dimensionalità e divergenza. Per adattare la stima dello stato ad alta dimensionalità, nel 2010 Arasaratnam et al. hanno presentato la tecnica del filtro di Kalman a cubatura [30].

Come si vedrà nel capitolo dedicato all'implementazione del filtro di Kalman, la linearità del modello adottato è stata tale da consentire l'utilizzo dell'algoritmo più semplice EKF.

2.3.2 Modello circuitale della batteria

I circuiti equivalenti di batteria più comuni sono il circuito equivalente di Thevenin, il circuito PNGV, il circuito dinamico del quarto ordine e il circuito RC del secondo ordine.

Anche se il modello utilizzato nel presente lavoro è del terzo ordine si può considerare per semplicità un circuito RC del secondo ordine in modo da illustrare in modo sufficientemente agevole l'interazione con gli algoritmi di stima della batteria.

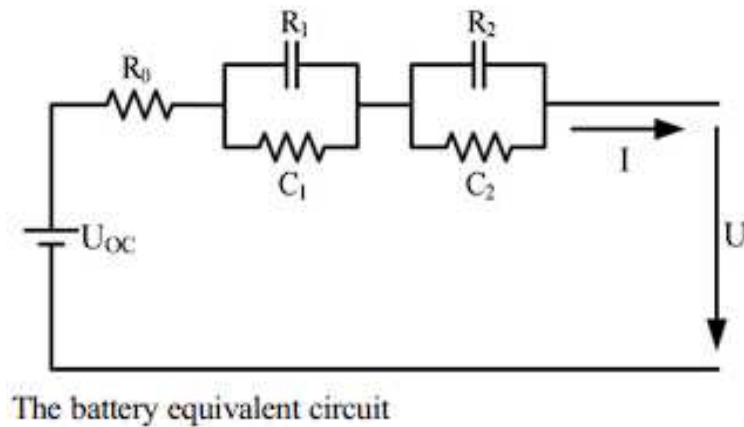


Figure 9: Modello 2RC di una cella di batteria [23]

Il circuito contiene U_{OC} (generatore di tensione a circuito aperto), la resistenza interna R_0 e le resistenze equivalenti R_1C_1 e R_2C_2 . U è la tensione ai terminali della batteria, I è la corrente ai terminali e la direzione della corrente è positiva per la scarica e negativa per la carica.

Secondo la legge di Kirchhoff, la somma delle tensioni di maglia è uguale a zero e quindi all'istante k si ha:

$$U_k = U_{OC,k}(SOC_k) - I_k R_0 - U_k^{R_1 C_1} - U_k^{R_2 C_2}$$

Le risposte in tensione per stato iniziale nullo ai capi di R_1 e R_2 sono:

$$\begin{cases} U_{k,zerostate}^{C_1R_1} = I_{k-1}R_1 \times (1-\exp(-Ts/\tau_1)) \\ U_{k,zerostate}^{C_2R_2} = I_{k-1}R_2 \times (1-\exp(-Ts/\tau_2)) \end{cases}$$

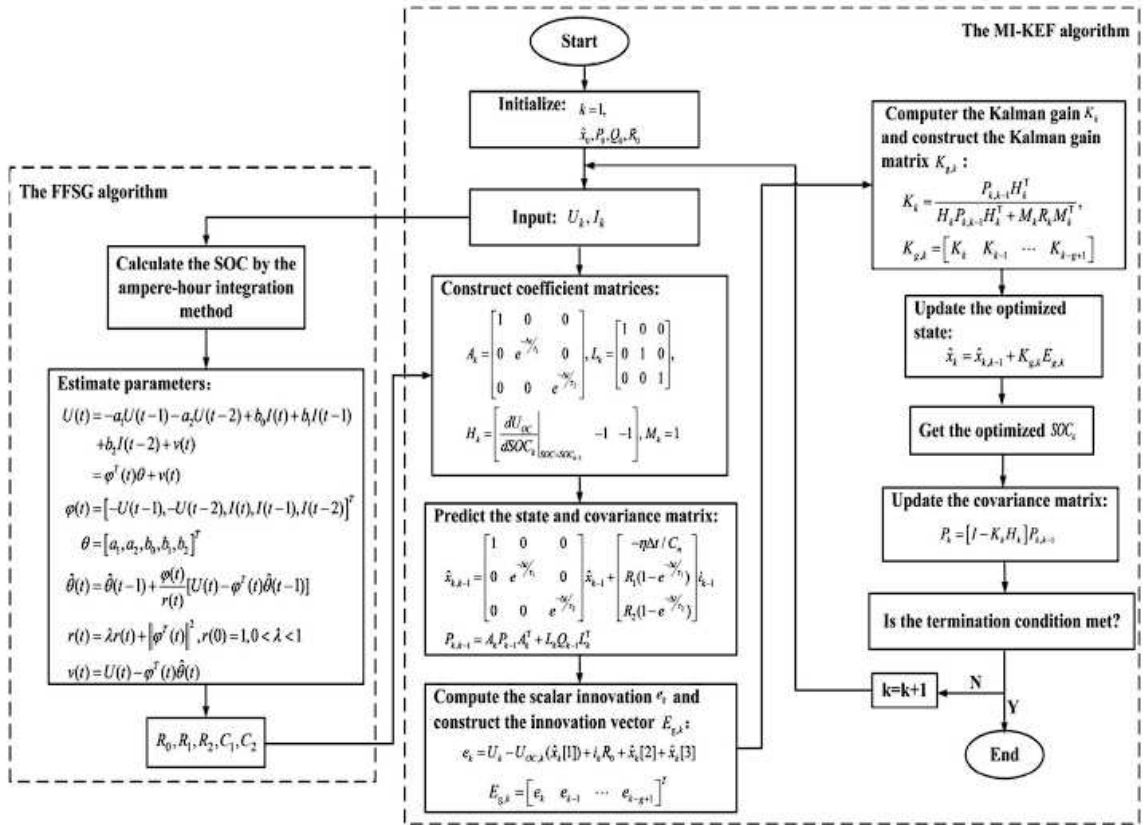
dove le costanti di tempo sono rispettivamente $\tau_1 = R_1C_1$ e $\tau_2 = R_2C_2$; Ts è il periodo di campionamento. Le risposte alla tensione di ingresso nulla di R_1 e R_2 sono:

$$\begin{cases} U_{k,zeroinput}^{C_1R_1} = \exp(-Ts/\tau_1) \times U_{k-1}^{C_1R_1} \\ U_{k,zeroinput}^{C_2R_2} = \exp(-Ts/\tau_2) \times U_{k-1}^{C_2R_2} \end{cases}$$

Le risposte in tensione di R_1 e R_2 sono:

$$\begin{cases} U_k^{C_1R_1} = U_{k,zerostate}^{C_1R_1} + U_{k,zeroinput}^{C_1R_1} \\ = I_{k-1}R_1 \times (1-\exp(-Ts/\tau_1)) + \exp(-Ts/\tau_1) \times U_{k-1}^{C_1R_1} \\ U_k^{C_2R_2} = U_{k,zerostate}^{C_2R_2} + U_{k,zeroinput}^{C_2R_2} \\ = I_{k-1}R_2 \times (1-\exp(-Ts/\tau_2)) + \exp(-Ts/\tau_2) \times U_{k-1}^{C_2R_2} \end{cases}$$

Qui sotto viene riportato un diagramma a blocchi che illustra il funzionamento matematico dell'algoritmo.



The procedures of the MI-EKF algorithm

Figure 10: Modello matematico a blocchi del filtro di Kalman [23]

Nella figura sottostante viene riportata una visuale della configurazione di un sistema di batterie.

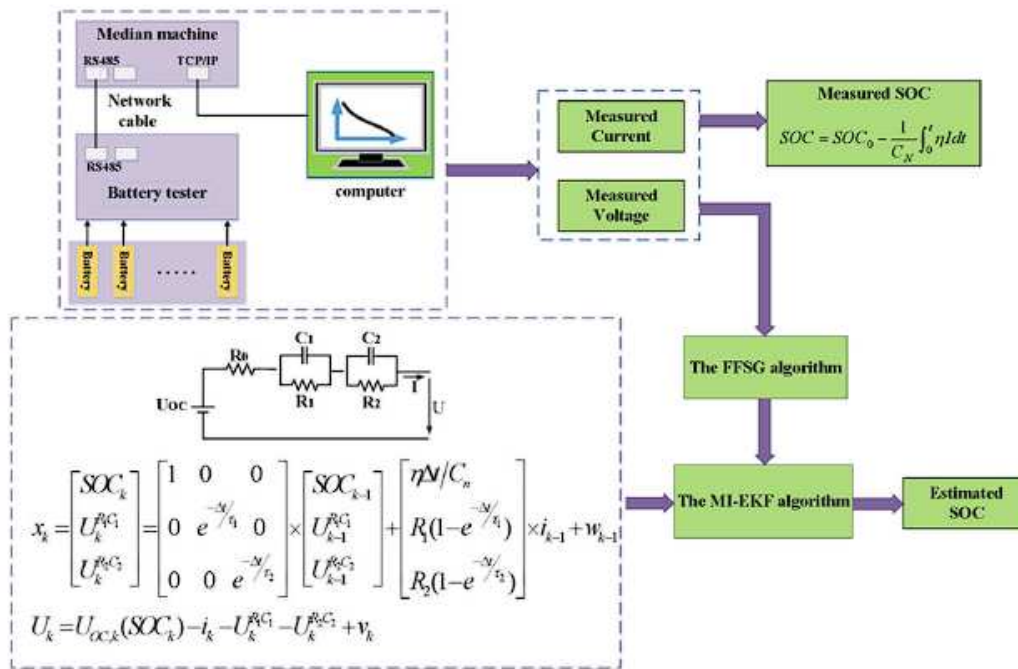


Figure 11: Setup generale per la stima del SOC [23]

3 Il sensore di corrente

Le due attività intorno a cui si è incentrato il tirocinio sono lo studio del sensore di corrente all'interno del pacco batterie Midac e l'utilizzo di un filtro di Kalman per calcolarne lo stato di carica (State Of Charge: SOC).

In un pacco batterie industriale è presente una circuiteria ausiliaria di controllo (Battery Management System: BMS) che deve assicurare innanzitutto la sicurezza dell'accumulatore, poi il matching degli elementi posti in serie, infine la misura di parametri fondamentali quali la corrente, la temperatura, la carica media delle celle, la carica della cella più carica e della più scarica.

Per quanto riguarda la misura della corrente, si fa uso di un sensore che può essere di tipo magnetico (ad effetto Hall) o resistivo. L'uscita di questi sensori è un segnale in tensione che viene amplificato, convertito in formato digitale, elaborato a vari scopi, tra cui la stima dello stato di carica.

Come si vedrà nel prossimo capitolo i dati sulla misura della corrente verranno elaborati utilizzando un filtro di Kalman per risolvere alcuni inconvenienti dei sistemi tradizionali.

Questa sezione è incentrata sul sensore di corrente: verranno illustrate le principali tecniche di current sensing e verranno descritte le misure effettuate nel laboratorio della Midac utilizzando sensori magnetici e resistivi, analizzando i pro e contro che hanno portato alla scelta del sensore definitivo.

Le batterie utilizzate sono del tipo a litio ferro fosfato (LiFePO_2). Il pacco batterie prodotto da Midac consiste in 16 elementi messi in serie. L'elemento base a litio ferro ha una tensione nominale 3.2 V (3.6 V quando è completamente carico), pertanto la tensione nominale del pacco batterie è 51.2 V (57.6 V quando è carico).

Per stabilire lo stato di carica della batteria si utilizza l'algoritmo di Coulomb Counting: la corrente misurata dal sensore viene integrata nel tempo per calcolare la quantità

di carica che è fluita nella batteria. Perché questo calcolo sia affidabile risulta quindi necessario avere uno strumento molto preciso per la misura della corrente.

Durante l'attività di laboratorio ci si è avvalsi di vari strumenti di attuazione e misura, tra cui:

- multimetro, per la misura di tensioni e controllo componenti;
- oscilloscopio, per la visualizzazione di forme d'onda;
- ciclatore, strumento capace di generare una corrente programmabile e precisa, utilizzato per caricare e scaricare le batterie;
- termocamera, per la misura a distanza della temperatura del sensore;
- saldatore, per il montaggio e la riparazione di prototipi.



Figure 12: Ciclatore di corrente in uso alla Midac



Figure 13: Multimetro da banco



Figure 14: Cella LiFePO4 100 Ah Midac, 49,91mm x 160mm x 116mm



Figure 15: Pacco batterie da 16 celle in serie Midac

3.1 Il sensore ad effetto Hall

3.1.1 Magnetic current sensing

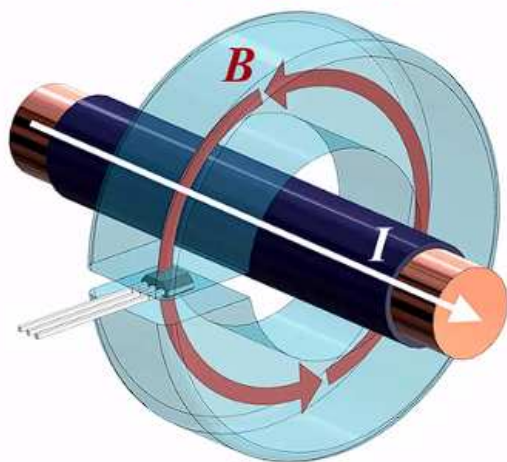
Il vantaggio del current sensing magnetico consiste nella possibilità di misurare la corrente senza bisogno di provocare cadute di tensione ai capi di un elemento resistivo.

Per confronto, il rilevamento della corrente diretto o shunt si basa sulla legge di Ohm. Posizionando un resistore shunt in serie al carico del sistema, si genera una tensione sul resistore che è proporzionale alla corrente circolante. Si tratta di una misura invasiva, poiché la resistenza shunt e il circuito di rilevamento sono collegati elettricamente al sistema monitorato senza la possibilità di isolamento galvanico tra batteria e circuito di controllo. C'è inoltre una non trascurabile dissipazione di potenza.

Al contrario, il rilevamento indiretto o magnetico della corrente, che si basa sulla legge

di Ampere, va a misurare il campo magnetico nello spazio vicino ad un conduttore. Tale campo magnetico è proporzionale alla corrente elettrica che lo attraversa. Posizionando un sensore magnetico, ad esempio un sensore di Hall, vicino al conduttore che trasporta corrente, si genera una tensione proporzionale al campo stesso, quindi alla corrente. Questo metodo consente una misurazione non invasiva in cui il circuito di rilevamento non è collegato elettricamente al sistema monitorato, garantendone l'isolamento galvanico.. Ciò rende il rilevamento magnetico della corrente una scelta eccellente per le misure di corrente ad alta tensione o dinamiche. Tuttavia come si vedrà più avanti, la scelta finale tra le due tecnologie può essere influenzata da considerazioni ulteriori.

Indirect (magnetic) current sensing



• Things to know:

- Based on Ampere's law
- Magnetic sensor placed near current-carrying conductor
- Noninvasive measurement → no direct connections
- Sensing circuit is isolated from system load

• Recommend when:

- Currents are > 1A, up to 1000+ A
 - Lower currents possible with appropriate devices, calibration, and magnetic and PCB layout design techniques
- System cannot tolerate power loss
- High voltage → 100V or greater
- Load current is dynamic
- Isolation required

Figure 16: Funzionamento di un sensore magnetico [31]

In passato, il rilevamento indiretto della corrente veniva utilizzato solo per misurare correnti di 100 ampere o superiori. I sensori erano relativamente costosi e non si prestavano al rilevamento delle correnti su un circuito stampato. Inoltre, spesso era necessaria una certa quantità di progettazione magnetica, come l'uso di nuclei magnetici per attenuare o concentrare il flusso magnetico visto dal sensore.

Tuttavia, i progressi tecnologici e le riduzioni di prezzo hanno portato a dispositivi più recenti, come i sensori di corrente magnetici in-package, che sono relativamente poco costosi e adatti a correnti più basse circolanti su PCB.

Esistono diverse implementazioni del rilevamento della corrente magnetica, o MCS, basate tutte sulla legge di Ampere. Poiché la fisica è la stessa per tutte queste soluzioni, la differenza sta nell'integrazione meccanica e magnetica della soluzione.

Il rilevamento basato su moduli utilizza in genere un toroide magnetico o un'altra geometria per concentrare il campo magnetico generato dal conduttore di corrente. Questi sistemi sono in genere venduti da un produttore di terze parti, poiché è richiesto un elevato grado di progettazione magnetica.

Il rilevamento della corrente magnetica ambientale, invece, utilizza il campo ambientale nell'aria generato da una traccia di PCB, da una sbarra collettrice o da un altro conduttore per rilevare la corrente. A tal fine si utilizza un sensore lineare di Hall o un altro sensore magnetico a una distanza meccanica fissa dal conduttore. Questo tipo di soluzione può anche utilizzare un concentratore o uno schermo magnetico per migliorare i livelli di segnale o ridurre l'impatto dei campi parassiti.

Infine, il rilevamento della corrente magnetica può avvenire all'interno del package di un circuito integrato. Il campo magnetico generato dal flusso di corrente (che viene fatta passare dentro il package) viene misurato internamente da una sezione isolata.

I sensori ambientali sono influenzati dalla distanza dal campo magnetico generato dal conduttore che trasporta la corrente, mentre i tipi ambientali e in-package sono entrambi suscettibili di interferenze da campi magnetici vaganti, da altri materiali magnetici presenti nel sistema e dal layout del circuito stampato.

3.1.2 L'effetto Hall

Come mostrato in figura !!, ad un conduttore in cui scorre una corrente in una data direzione viene applicato un campo magnetico perpendicolare alla corrente stessa. Gli elettroni si muovono in verso opposto alla direzione convenzionale della corrente.

What is Hall effect?

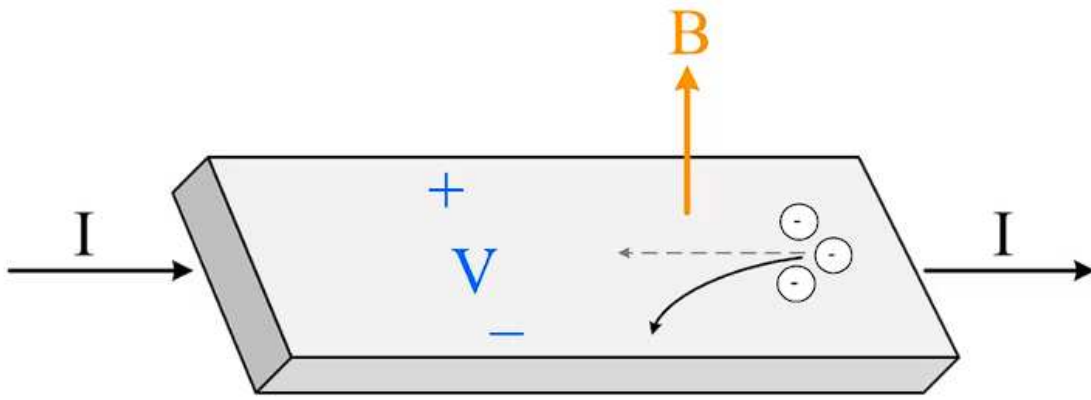


Figure 17: L'effetto Hall [31]

La presenza del campo magnetico provoca una forza sugli elettroni in movimento (forza di Lorentz). Questa forza è perpendicolare alla loro velocità e li spinge verso una faccia del conduttore parallela alla direzione del moto. Ciò provoca un eccesso di elettroni in una faccia e una carenza nella faccia opposta. Si forma un campo elettrico e si crea una differenza di potenziale tra le due facce.

Verrà raggiunto un equilibrio nel momento in cui la forza di Lorentz sarà esattamente controbilanciata dal campo elettrico tra le due facce. La tensione che si sviluppa, chiamata tensione di Hall, è direttamente proporzionale alla quantità di corrente che passa nel conduttore e dipende dalla sua geometria. Questa tensione è solitamente dell'ordine dei microvolt e dovrà essere amplificata.

3.1.3 Hall-effect magnetic current sensing

La corrente da misurare passa effettivamente attraverso il package del dispositivo e il campo magnetico generato dal flusso di corrente attraverso il telaio del conduttore viene misurato internamente con un sensore IC isolato.

Hall-effect MCS basic explanation

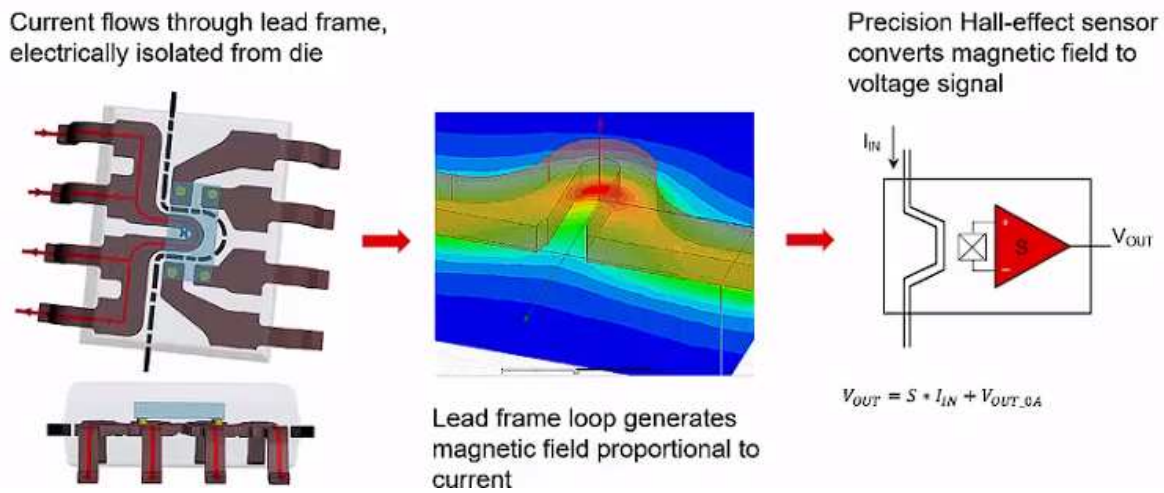


Figure 18: Struttura e funzionamento di un sensore a effetto Hall [31]

In questo tipo di soluzione, la corrente da misurare passa attraverso il package del dispositivo tramite un lead frame a bassa impedenza, qui rappresentato sul lato sinistro del package. Il lead frame è la struttura metallica all'interno del package che trasporta i segnali tra il die e il mondo esterno.

Signal flow and domain transformation

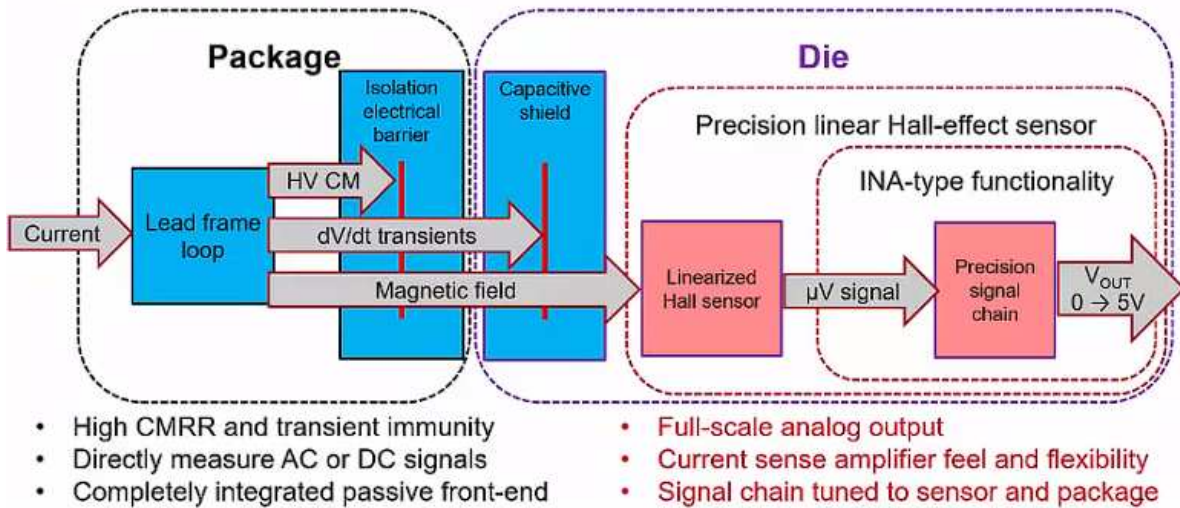


Figure 19: Circuiti di controllo e sensore di Hall [31]

Il flusso di corrente genera un campo magnetico concentrato. Il campo magnetico è proporzionale alla corrente e può quindi fungere da segnale di rappresentazione della corrente che attraversa il package.

Si nota un lato isolato ad alta tensione e un lato a bassa tensione per il sensore. Il sensore è assemblato sopra il lato ad alta tensione che trasporta la corrente, garantendo l'isolamento galvanico.

La doppia conversione da corrente elettrica a segnale magnetico a tensione comporta delle criticità tecnologiche.

La tensione di uscita, proporzionale alla corrente di ingresso, può essere soggetta a un certo offset che può essere annullato per mezzo di una tensione di compensazione di ingresso.

Un'altra non idealità è costituita da altre correnti che si potrebbero accoppiare in modo indesiderato nel loop del sensore di corrente generando una lettura alterata.

Ad esempio si potrebbe verificare un significativo transitorio di tensione in caso di tensioni soggette a commutazione, come nel caso di un segnale PWM. A tal scopo

uno schermo capacitivo è integrato nella matrice del sensore sopra il loop del lead frame. Questo schermo capacitivo impedisce ai transienti DV/DT elevati di passare nella catena del segnale e nel segnale di uscita.

Ciò si traduce in un'eccellente immunità alle variazioni di modo comune e ai transitori di tensione, consentendo la misurazione diretta di segnali DC o AC.

3.1.4 HASS 50-S

Il sensore magnetico utilizzato nel pacco batteria Midac oggetto di questo lavoro è l'HASS 50-S della LEM Integrated Circuit.

È in grado di misurare la corrente AC o DC. Il circuito comprende un sensore a effetto Hall e genera una tensione proporzionale alla corrente.

È costituito da un nucleo elettromagnetico e da un nucleo in ferrite. Il nucleo di ferrite è avvolto da un tessuto conduttivo nanotech per migliorare la durata e l'impedenza a bassa frequenza. Il nucleo elettromagnetico è circondato da uno schermo protettivo per evitare le radiazioni magnetiche. Il nucleo e lo schermo sono collegati da un conduttore esterno, che fornisce isolamento e aiuta il raffreddamento.

Le caratteristiche elettriche e prestazionali sono riportate nelle figure seguenti tratte dal data sheet del dispositivo.



Figure 20: HASS 50-S (utilizzato dalla Midac)

Specifications

Series:	HASS
Packaging:	Tray
Part Status:	Active
For Measuring:	AC/DC
Sensor Type:	Hall Effect, Open Loop
Current - Sensing:	50A
Number of Channels:	1
Output:	Ratiometric, Voltage
Sensitivity:	--
Frequency:	DC ~ 50kHz
Linearity:	±0.5%
Accuracy:	±1%
Voltage - Supply:	5V
Response Time:	3µs
Current - Supply (Max):	19mA
Operating Temperature:	-40°C ~ 85°C
Polarization:	Bidirectional
Mounting Type:	Through Hole
Package / Case:	Module

Table 2: Riassunto specifiche

3.1.5 Problemi legati all'utilizzo di sensori magnetici per il Coulomb Counting

Nonostante gli indubbi vantaggi dei sensori magnetici, illustrati sopra, il loro utilizzo diventa problematico nell'implementazione di algoritmi quali il Coulomb Counting. Infatti questo algoritmo si basa sull'integrazione nel tempo della corrente rilevata. Il presupposto è quindi quello di non avere errori apprezzabili poiché verrebbero integrati nel tempo e porterebbero a un valore di carica contata non corretto. In linea di principio errori sistematici potrebbero venire cancellati per via algoritmica, tuttavia gli errori

introdotti dai sensori di Hall tendono a variare a seconda dell'ambiente di misura. Infatti, il sensore di Hall al variare della temperatura è soggetto a espansioni termiche dei materiali con conseguente instabilità delle proprietà magnetiche; transitori brevi ma intensi nella corrente introducono un offset residuo dovuto agli effetti di isteresi; il variare della posizione del sensore nell'ambiente di misura cambia l'effetto che campi magnetici esterni hanno sulla misura stessa; similmente, la posizione del conduttore rispetto al sensore è influente. Inoltre, risulta necessario avere una tensione di alimentazione per il sensore particolarmente precisa.

Supponendo ad esempio che non circoli corrente nella batteria, non abbiamo la certezza che la tensione di uscita sia identicamente nulla, né siamo sicuri della ripetitività dell'errore.

Pertanto, anche se i sistemi di conteggio carica tradizionalmente utilizzati sono basati su sensori effetto Hall, essi non sono da considerarsi ottimali.

Pertanto, si è cercato di migliorare questa tecnica utilizzando un sensore di tipo shunt. Nel presente lavoro sono stati analizzati sensori magnetici già utilizzati e i risultati sono stati confrontati con le misure su sensori shunt appositamente progettati.

3.2 Il sensore Shunt

Il concetto di base del rilevamento della corrente continua si basa sulla legge di Ohm, in cui le correnti di carico generano una tensione attraverso gli elementi di rilevamento, in genere una resistenza di shunt. Questa tensione di rilevamento viene misurata per determinare il livello di corrente. Come già accennato, comporta una dissipazione indesiderata di potenza e non permette l'isolamento galvanico tra corrente da misurare e circuiteria di controllo.

Per diminuire al massimo la dissipazione di potenza la resistenza di shunt dovrebbe essere molto piccola, d'altra parte deve essere sufficientemente grande da garantire una

tensione di lettura accettabile.

Essendo la tensione di rilevamento attraverso il resistore di shunt piccola, in genere nell'ordine dei millivolt, essa deve essere amplificata e condizionata per poter essere elaborata dai sistemi a valle.

Per comprendere meglio l'applicazione è necessario introdurre alcuni concetti di base:

- la tensione di modo comune d'ingresso, VCM è definita come la tensione media dei due pin di ingresso di un amplificatore differenziale. Idealmente l'amplificatore dovrebbe funzionare indipendentemente dal valore di VCM. Nella pratica esiste un intervallo di funzionamento da rispettare;
- il rilevamento può essere low-side o high-side. Un'implementazione low-side prevede che la resistenza di shunt o lo shunt siano posizionati tra il carico del sistema e la massa. In questo modo, la tensione di modo comune è essenzialmente pari a 0 volt. Un'implementazione high-side prevede che la resistenza di shunt sia posizionata tra la tensione di alimentazione e il carico, in modo che la tensione di modo comune sia essenzialmente uguale alla tensione del positivo di batteria. Ci sono vantaggi e svantaggi in entrambi gli approcci. Da un lato la configurazione low-side è solitamente semplice e poco costosa da progettare. Tuttavia, la massa vista dal carico risulta disturbata. In secondo luogo, non è possibile rilevare i cortocircuiti del carico verso terra. Nel caso di rilevazione high-side, il sistema non presenta alcun disturbo a terra e può identificare i cortocircuiti verso terra. Tuttavia, a seconda della tensione di sistema può essere necessario un amplificatore capace di tensione di modo comune molto elevata;
- l'amplificatore d'ingresso differenziale è indispensabile per aumentare la piccola tensione di rilevamento ai capi della resistenza di shunt. Vengono usati quattro tipi di amplificatori differenziali: gli amplificatori operazionali, gli amplificatori di differenza, gli amplificatori per strumentazione e gli amplificatori di rilevamento

della corrente, noti anche come monitor shunt di corrente. Gli amplificatori operazionali offrono l'implementazione più semplice e di solito vengono utilizzati in applicazioni di bassa precisione e a basso costo. Tuttavia, i risparmi sui costi sono compensati dall'utilizzo di componenti esterni o ad alta precisione. Poiché la tensione di modo comune di un amplificatore operazionale è limitata alla sua tensione di alimentazione, questi amplificatori sono più adatti per le misure a basso livello. Se si implementa un ingresso single-ended all'amplificatore operazionale, eventuali impedenze parassite sul circuito stampato (PCB) tra gli shunt e la massa creeranno errori dovuti alla caduta di tensione aggiuntiva. Gli amplificatori di differenza sono progettati per convertire piccoli segnali differenziali in grandi segnali single-ended. Pertanto, l'architettura dell'amplificatore di differenza è adatta alla maggior parte delle applicazioni di rilevamento della corrente. Poiché la tensione di ingresso è differenziale, gli errori dovuti a effetti parassiti di modo comune vengono eliminati. Questi dispositivi sono dotati di una rete partitiva resistiva agli ingressi, che consente tensioni di modo comune elevate e permette di effettuare misure high-side o low-side. Tuttavia, la rete di resistenze può anche caricare il sistema, introducendo errori se non viene gestita con attenzione. Gli amplificatori di strumentazione sono una combinazione di un amplificatore di differenza con uno stadio buffer su ciascuno degli ingressi. Questa impedenza di ingresso molto grande consente di misurare correnti molto piccole. Tuttavia, l'architettura limita l'uso all'applicazione in cui la tensione di modo comune è compresa nell'intervallo della tensione di alimentazione. Come un amplificatore di differenza, la tensione di ingresso differenziale elimina gli errori dovuti a effetti parassiti di modo comune. Gli amplificatori di rilevamento della corrente, detti anche amplificatori di shunt di corrente o monitor di shunt di corrente, sono amplificatori specializzati dotati di uno stadio di ingresso unico che consente alla tensione di modo comune di essere molto più alta della tensione di alimentazione. Inoltre, integrano una rete

di guadagno a bassa deriva ad alta precisione che massimizza l'accuratezza della misura;

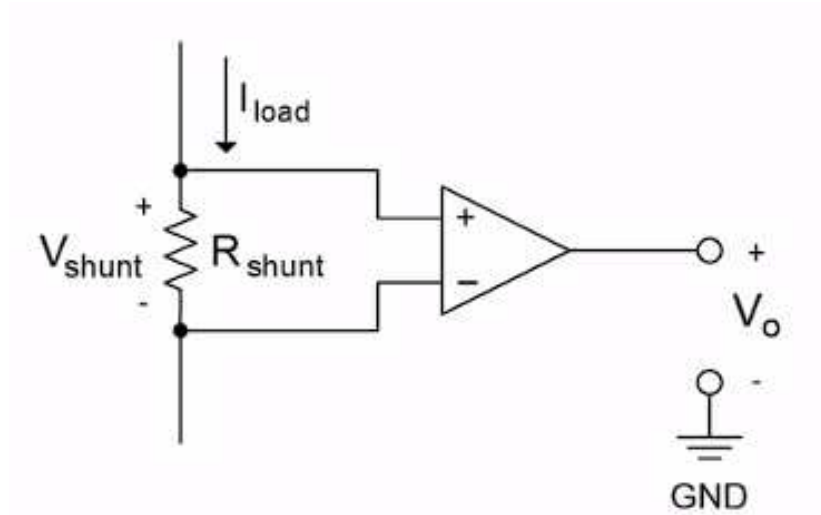
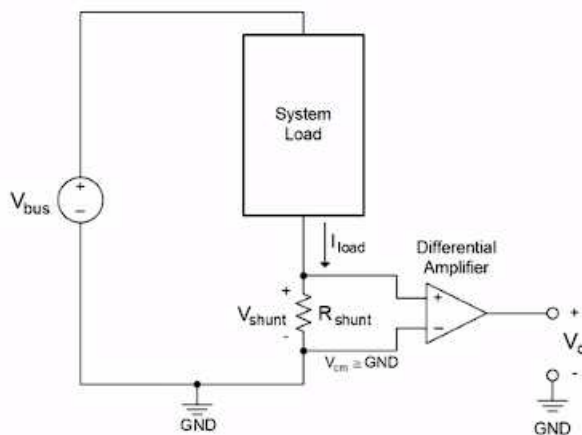


Figure 21: Schema base del sensore di corrente Shunt [32]

Low-side sensing

Shunt resistor placed between load & ground



• Pros

- $V_{CM} \approx 0V$
- Simple
- Inexpensive

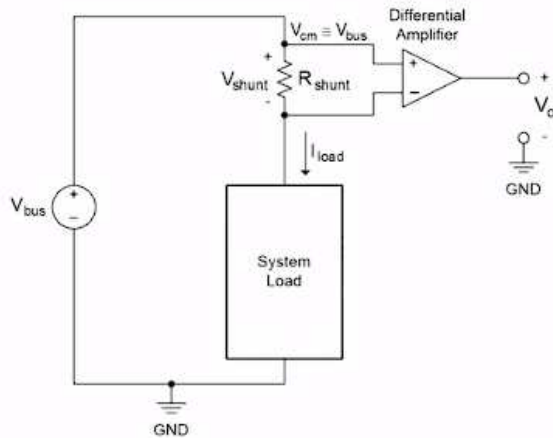
• Cons

- Can't detect load shorts to ground
- Single-ended measurement
- $\text{System GND} = I_{LOAD} * R_{SHUNT}$

Figure 22: Shunt posto sul terminale negativo (Low-side) [32]

High-side sensing

Shunt resistor placed between supply & load



- **Pros**

- Can detect load shorts to ground
- Monitors current directly from source

- **Cons**

- $V_{CM} \approx V_{BUS}$
 - Requires amplifier with high V_{CM} range, depending on V_{BUS} voltage

Figure 23: Shunt posto sul terminale positivo (High-side) [32]

3.2.1 I componenti

Il sensore di corrente resistivo, come visto, è quindi composto da due parti fondamentali, lo shunt e l'amplificatore. La scelta effettuata in Midac e analizzata nel presente lavoro ha utilizzato diversi shunt, da 0.7 e 0.5 mOhm, combinati con l'amplificatore di rilevamento di corrente INA240A1.



Figure 24: Resistenza di shunt smd commerciali (Bourns e Vishay)



Figure 25: Amplificatore Texas Instruments INA240a1

Lo shunt è a tutti gli effetti un resistore di basso valore. In realtà i resistori utilizzati per il current sensing debbono avere delle caratteristiche speciali che resistori per uso generale non hanno: è necessario infatti che presentino una eccellente stabilità termica, bassa variazione del valore nel tempo, bassa induttanza parassita, capacità di sopportare la potenza dissipata a causa del passaggio di corrente, una costruzione che ne garantisca la robustezza nei transitori veloci.

Nelle figure seguenti vengono riportati estratti delle schede tecniche dei due shunt utilizzati.

L'INA240A1 è un amplificatore con uscita in tensione con un guadagno di 20 V/V. È progettato per offrire una buona reiezione PWM, con un intervallo di tensioni di modo comune da -4 V a 80 V, indipendentemente dalla tensione di alimentazione. La reiezione PWM garantisce una buona immunità a effetti transitori.

La tensione di alimentazione va da 2,7 V a 5,5 V con un assorbimento massimo di 2,4 mA. La tensione di caduta rilevabile ai capi dello shunt è di 10 mV fondo scala. Pertanto, con gli shunt utilizzati nelle prove la corrente misurabile massima è pari $V/R = 14.29 \text{ A}$ (0.7 mOhm) o 20 A (0.5 mOhm). La temperatura di esercizio va nell'intervallo -40°C a $+125^{\circ}\text{C}$, più che appropriato per gli ambienti ove il pacco batterie sarà installato.

Nelle figure seguenti sono riportati estratti dal data sheet dell'integrato INA240.

3.2.2 I vantaggi del sensore shunt

Il sensore shunt risulta adatto a misure di precisione in virtù di alcune caratteristiche legate ai materiali e alle prestazioni.

In primo luogo si riesce a mantenere molto bassa l'influenza della temperatura sull'accuratezza, poiché esistono in commercio resistori e trasduttori dal bassissimo coefficiente termico (10 ppm/K e 50 ppm/K rispettivamente). In secondo luogo, transistori di corrente brevi ma intensi non alterano, una volta esauriti, il valore della resistenza e quindi dell'uscita. In terzo luogo, né la posizione del sensore nell'ambiente né la posizione del conduttore hanno effetti rilevanti sull'uscita. Infine, la stabilità richiesta al regolatore che alimenta la circuiteria di misura non è particolarmente stringente.

3.2.3 Il circuito shunt

La figura seguente mostra lo schema del circuito progettato nel laboratorio Midac per il current sensing resistivo. R_s rappresenta lo shunt su cui scorre la corrente da misurare. La tensione ai suoi capi viene portata, attraverso le resistenze R_1 e R_4 , all'ingresso differenziale dell'amplificatore INA240A1. La funzione dei condensatori posti all'ingresso è quella di filtrare i disturbi e i transistori veloci. La tensione di uscita dall'amplificatore viene filtrata da un filtro passa basso formato da R_2 e C_6 e inviata all'ingresso del microcontrollore. L'alimentazione dell'integrato vale 5 V e una tensione da 2.5 V è applicata all'integrato come valore di riferimento.

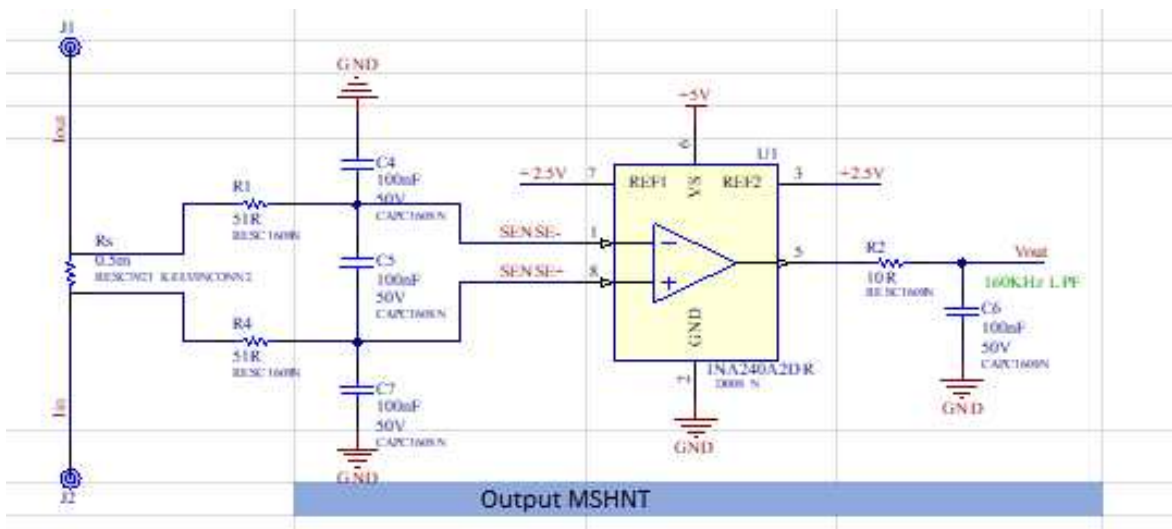


Figure 26: Schema elettrico del sensore di corrente shunt

Le foto seguenti mostrano i lati top e bottom, rispettivamente, del circuito stampato assemblato. Come si può vedere, la parte preminente è dedicata allo shunt, montato sopra un'area con ampie metallizzazioni per garantire bassissima resistenza delle piste e adeguata dissipazione termica. I cavi della batteria vengono collegati a questi piani tramite una vite inserita nel foro e stretta con un dado e delle rondelle. I nodi delle tensioni di alimentazione, i riferimenti e la tensione di uscita si collegano al BMS tramite il connettore bianco sul lato bottom.

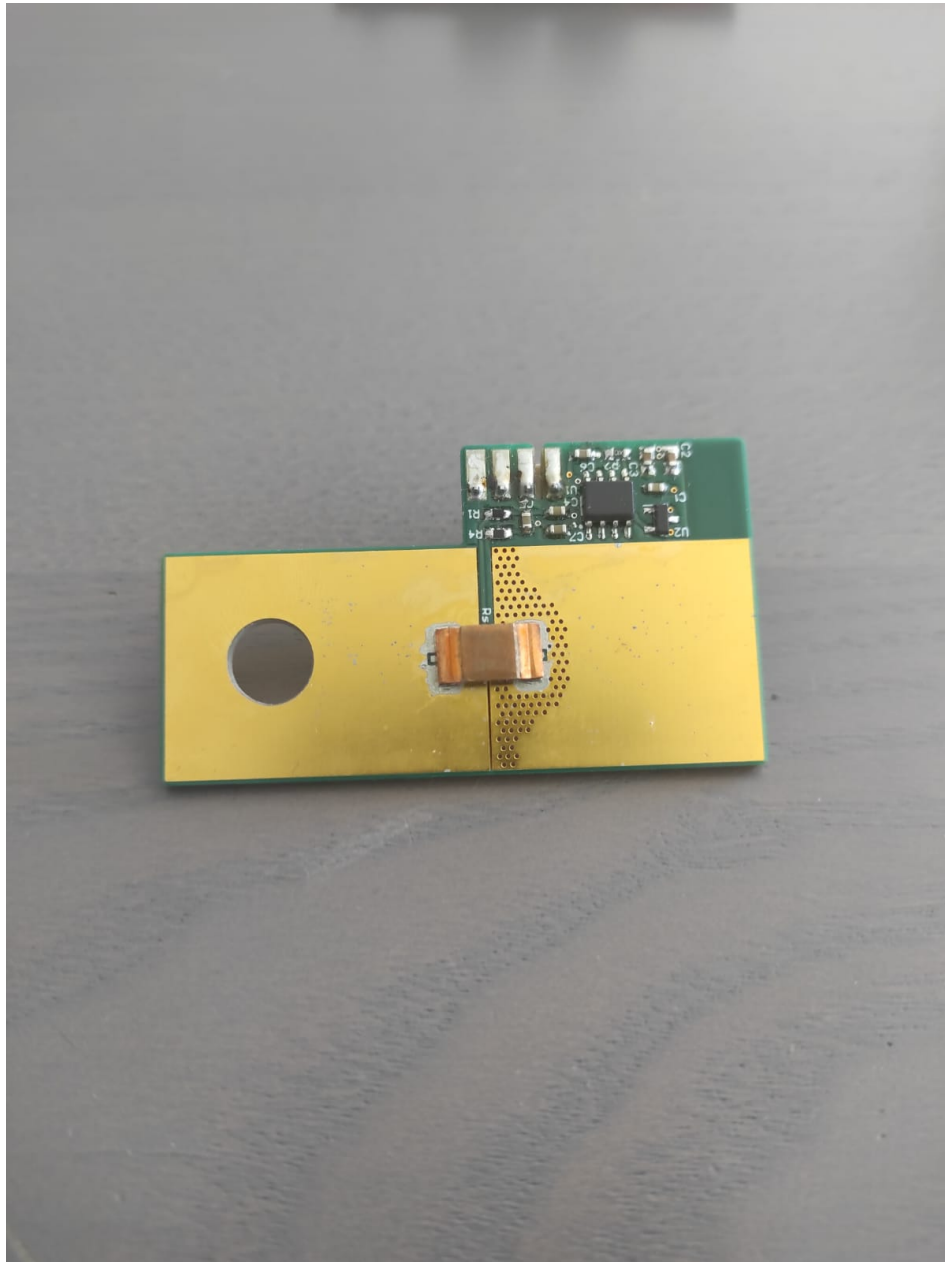


Figure 27: Lato top del circuito stampato prototipale



Figure 28: Lato bottom del circuito stampato prototipale

L'amplificatore e i restanti componenti sono messi esternamente per evitare il surriscaldamento dovuto al passaggio della corrente e operare in condizioni termiche stabili. Intorno allo shunt sono stati messi 115 fori di vias disposti in un'area sagomata in modo da collegare il secondo terminale del resistore con la faccia bottom del PCB minimizzando la resistenza.

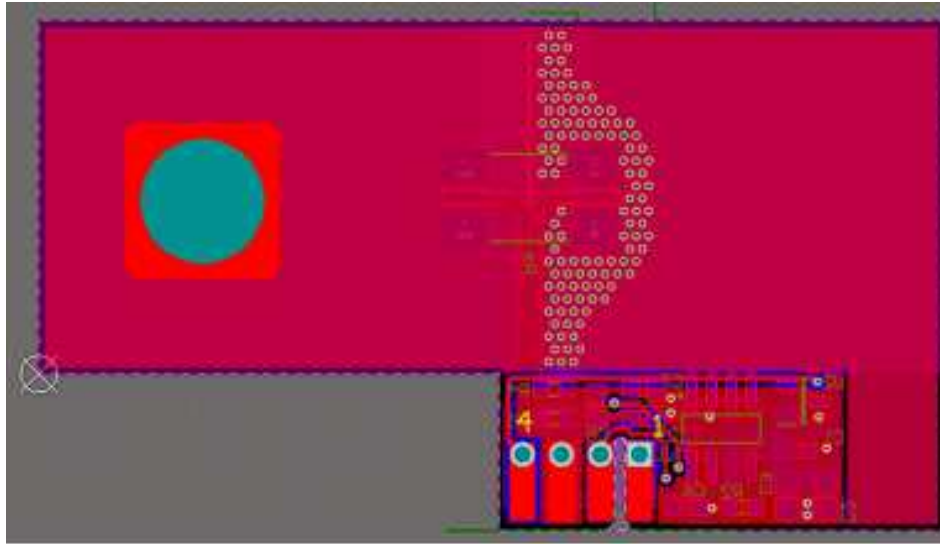


Figure 29: Disposizioni delle vias nel PCB

La seguente tabella mostra la distribuzione di potenza sul lato top e bottom del PCB. La prima colonna si riferisce alla dissipazione avendo sostituito lo shunt con un puro cortocircuito e avendo imposto una corrente di 50 A. La seconda colonna mostra la dissipazione di potenza avendo utilizzato uno shunt da 0.5 mOhm sempre con una corrente da 50 A. Si noti che lo shunt in queste condizioni dissipa 1.25 W e produce calore che fa innalzare la temperatura del PCB: a temperature più alte la resistenza del rame aumenta e di conseguenza aumenta anche la dissipazione del rame stesso. La terza colonna si riferisce allo shunt da 0.7 mOhm con 50 A imposti. Come c'era da aspettarsi, poiché la potenza sullo shunt aumenta, anche la temperatura del PCB è più alta che nel caso precedente così come la potenza sul PCB.

	Solo su PCB (no effetto termico su Rcu)	Solo su PCB, RS = 0.0005 (1.25W)	Solo su PCB, RS = 0.0007 (1.75W)
PCB top:	0.627 W	0.678 W	0.697 W
PCB bottom:	0.804 W	0.872 W	0.898 W
Vias:	0.0357 W	0.0389 W	0.0401 W
Totale:	1.47 W	1.59 W	1.64 W

Table 3: Tabella della distribuzione di potenza sul lato top e bottom del PCB

La Midac ha fornito i risultati dell'analisi effettuata per determinare la distribuzione

di corrente su ciascun via. Possiamo vedere dalla figura !! alcuni vias centrali che tendono a portare più corrente mentre la distribuzione è più uniforme in un'ampia fascia trasversale.

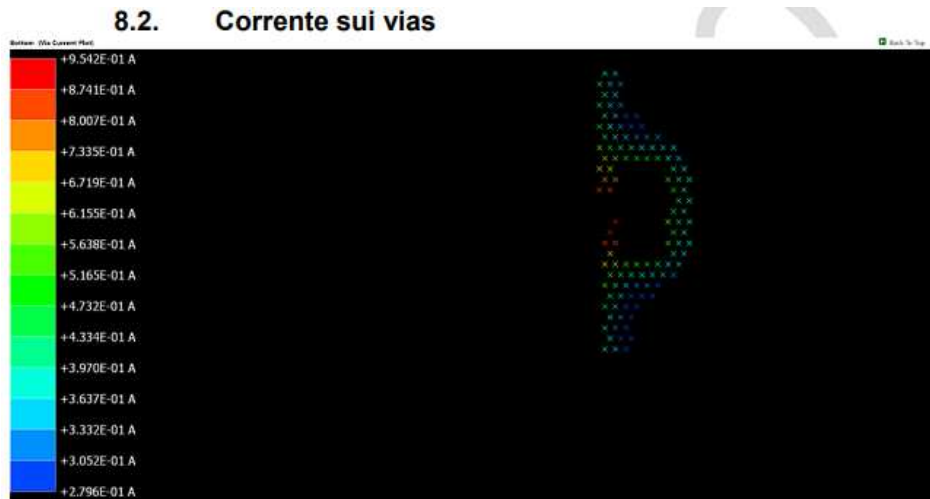


Figure 30: Distribuzione della corrente nei vias

La foto seguente mostra la distribuzione dei vettori densità di corrente nel piatto inferiore e in quello superiore rispettivamente.

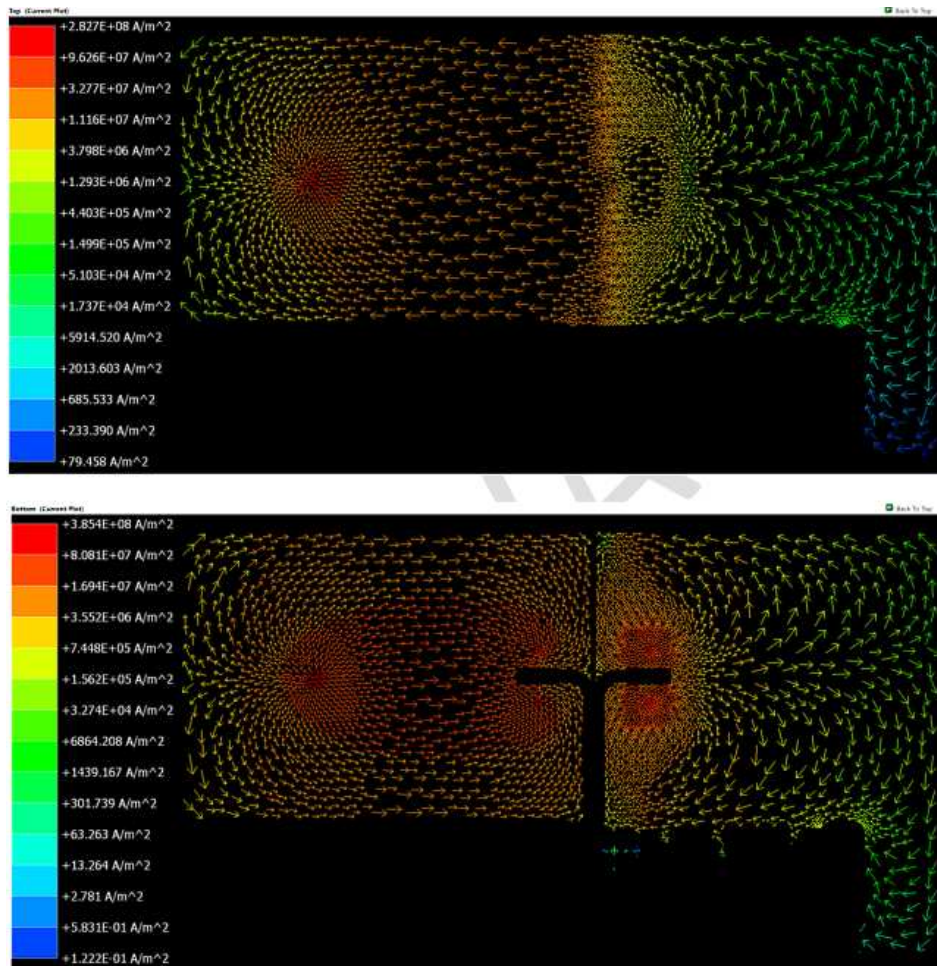


Figure 31: Distribuzione dei vettori densità di corrente sul lato top e bottom

Come già detto relativamente alla tabella precedente, nell'analisi termica del PCB, riportata nelle figure seguenti, si sono considerate tre casistiche. La prima coppia di foto mostra il profilo di temperatura nel caso in cui non ci sia effetto termico della resistenza di shunt sul piatto inferiore e superiore, rispettivamente. La temperatura maggiore si rileva nei punti di contatto con il cavo di batteria.

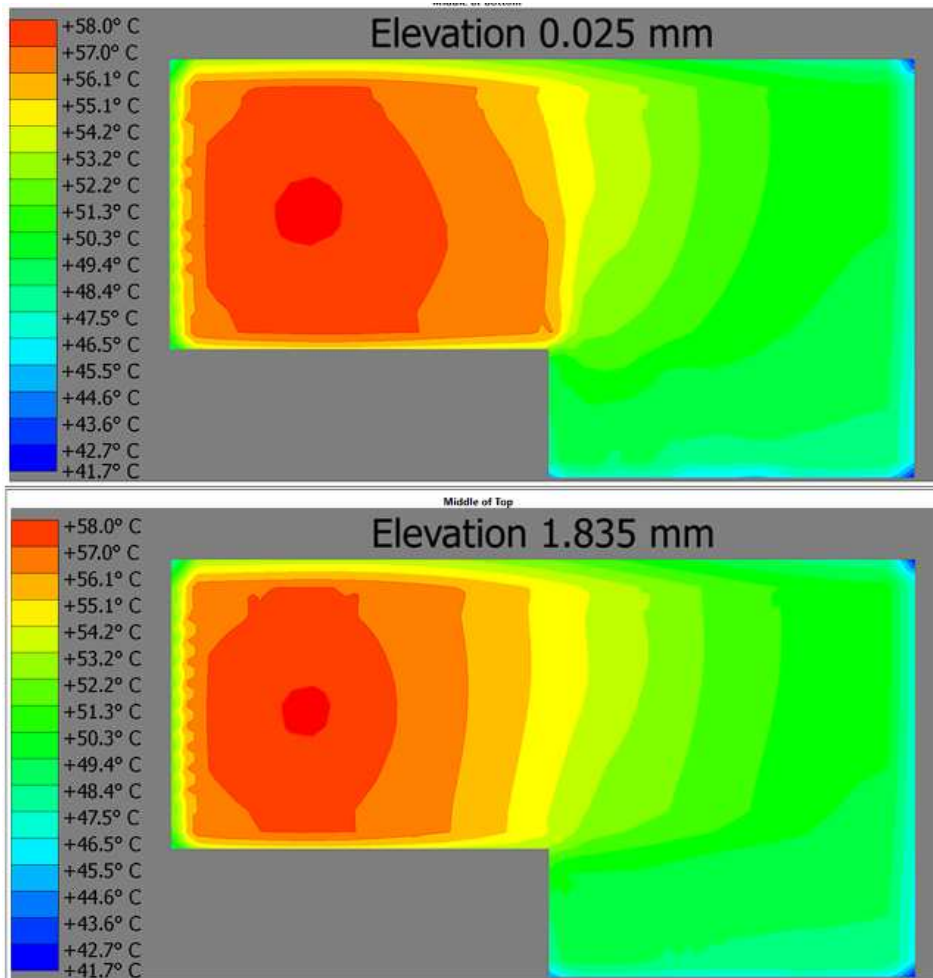


Figure 32: Distribuzione delle temperature sul lato top e bottom dovuta esclusivamente al PCB

La seconda coppia è relativa allo shunt da 0.5 mOhm, e si può vedere l'accumulo termico in prossimità dello shunt. Come evidenziato dalla scala a sinistra, le temperature risultano significativamente più alte.

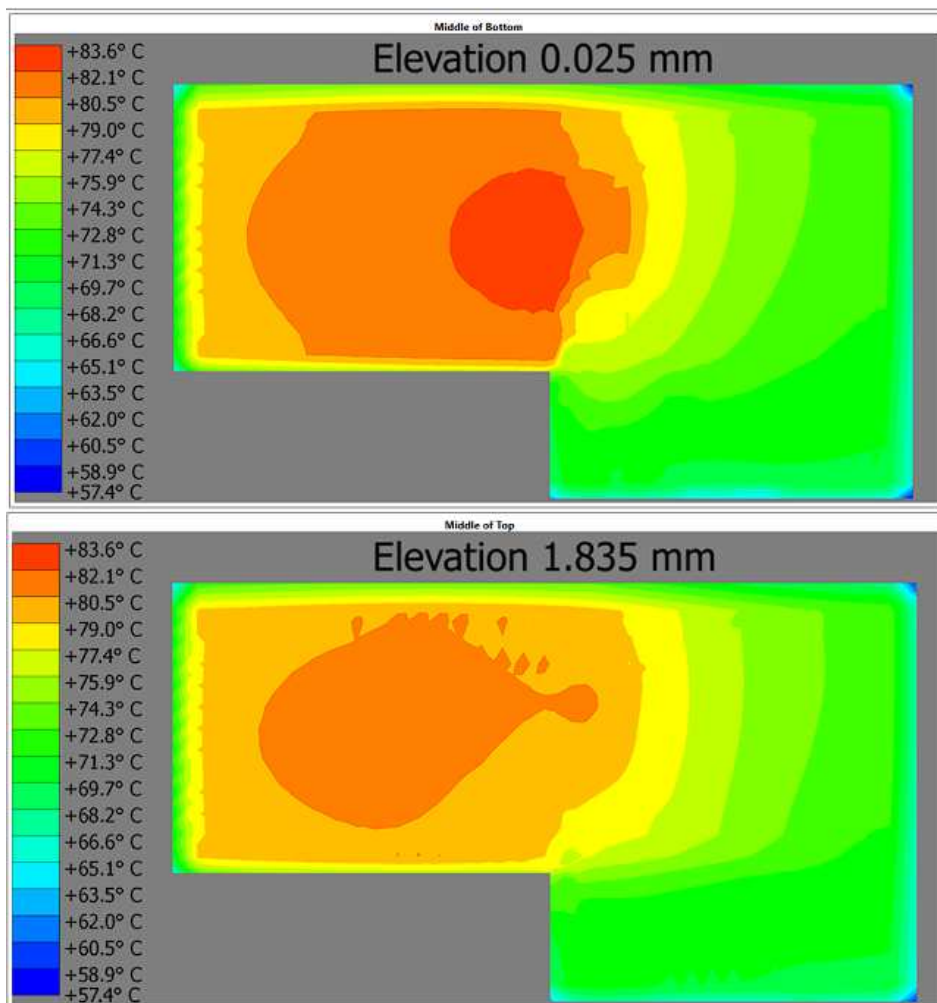


Figure 33: Distribuzione termica sul lato top e bottom con shunt da 0.5 mOhm

Con lo shunt da 0.7 mOhm si rilevano temperature ancora più alte come evidenziato nella coppia di figure seguenti.

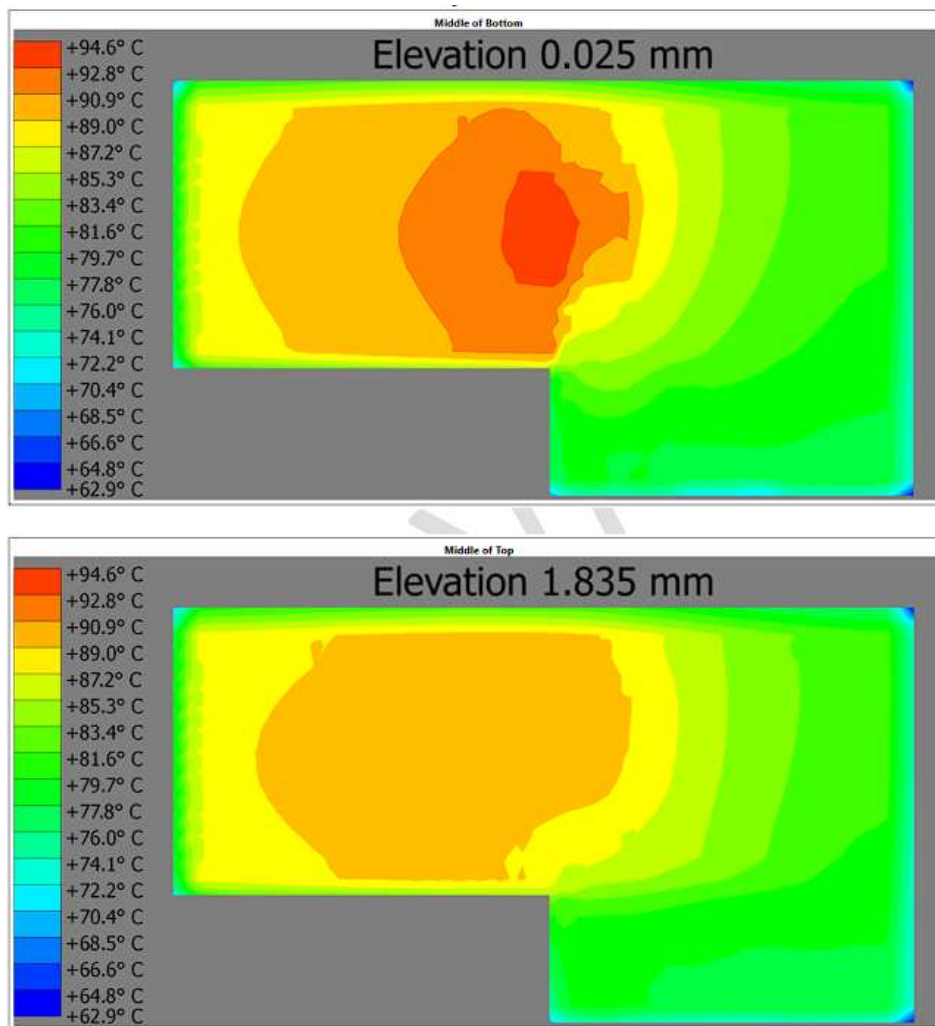


Figure 34: Distribuzione termica sul lato top e bottom con shunt da 0.7 mOhm

Le foto sopra riportate si riferiscono a una delle configurazioni di PCB, tra le tante provate, che ha fornito i migliori risultati sia livello di prestazioni che a livello di costi di produzione.

3.3 L'errore

Esistono diverse fonti di errore che possono influenzare i circuiti di rilevamento della corrente. Possono essere raggruppati in tre categorie principali. Il primo tipo di errore

è l'errore di offset: esso è a sua volta la risultanza della tensione di offset in ingresso, VOS, del rapporto di reiezione di modo comune, CMRR, e del rapporto di reiezione dell'alimentazione, PSRR, e è equivalente a un valore di tensione all'ingresso del dispositivo che rimane per lo più costante sull'intero intervallo di ingresso. In generale, l'errore di offset è il tipo di errore dominante a bassi livelli di ingresso.

Il secondo tipo di errore è l'errore di guadagno. L'errore di guadagno e la linearità dell'amplificatore, insieme alla tolleranza della resistenza shunt, creano errori che variano con il livello del segnale di ingresso. In generale, l'errore di guadagno è il tipo di errore dominante a livelli di ingresso elevati.

Il terzo tipo di errore è quello dipendente dall'applicazione. Comprende gli errori indotti dalle correnti di polarizzazione, dalle variazioni di temperatura, dai filtri di ingresso, dalle limitazioni della risposta in frequenza e da qualsiasi altro artefatto. L'impatto di questo tipo di errore può variare significativamente tra i diversi tipi di applicazioni e dispositivi.

Queste fonti di errore vanno combinate per calcolare l'errore totale del sistema e assicurarsi che esso soddisfi i requisiti.

Un primo approccio per tener conto dell'errore totale è quello di sommare tutti gli errori massimi possibili. Si tratta di un approccio molto conservativo.

$$\zeta_{\text{Worst}}(\%) \approx e_{V_{os}} + e_{CMRR} + e_{PSRR} + e_{\text{Gain_error}} + e_{\text{Linearity}} + e_{\text{Shunt_tolerance}} + e_{\text{Bias_current}} + e_{\text{Other}}$$

Tuttavia, l'analisi statistica insegna che questi errori hanno delle distribuzioni. È quasi impossibile trovare un dispositivo con ogni tipo di errore al valore massimo. Un'approssimazione più realistica dell'errore totale può essere determinata sommando gli errori quadratici e calcolando la radice di questa somma (metodo RSS). Quindi, si prende il quadrato dei valori massimi per ogni fonte di errore, li si somma e si prende la radice quadrata del risultato.

$$\zeta_{RSS}(\%) \approx \sqrt{e_{Vos}^2 + e_{CMRR}^2 + e_{PSRR}^2 + e_{Gain_error}^2 + e_{Linearity}^2 + e_{Shunt_tolerance}^2 + e_{Bias_current}^2 + e_{Other}^2}$$

Essendo non facilmente determinabili le fonti di errore dovute all'applicazione, l'analisi svolta nel presente lavoro si è focalizzata esclusivamente sull'effetto che l'errore di offset e di gain hanno sull'accuratezza del sensore.

3.3.1 Offset error

La tensione di offset di ingresso, o VOS, è definita come la tensione DC che deve essere applicata tra i terminali di ingresso dell'amplificatore per forzare la tensione di uscita DC a 0. La VOS ideale di un amplificatore è 0 volt. Tuttavia, le variazioni di processo e i vincoli di progettazione dei dispositivi causano valori non nulli di VOS.

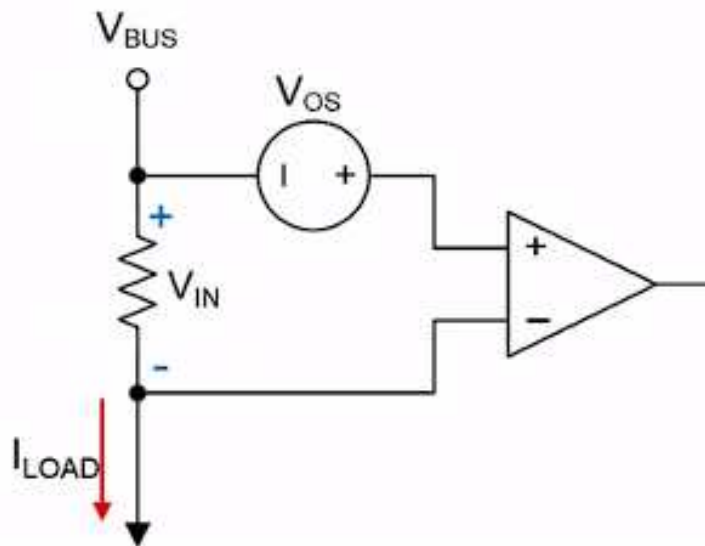


Figure 35: Modellizzazione dell'errore di offset [32]

VOS si aggiunge a V_{in} e ha un impatto sulla precisione di un circuito amplificatore di rilevamento della corrente, soprattutto a ingressi bassi. Di seguito è riportata

l'equazione per calcolare l'errore di offset in termini percentuali.

$$e_{Vos} = \frac{V_{OS_max}}{V_{Shunt_ideal}} \cdot 100\%$$

$V_{shuntideale}$ è il prodotto della corrente di carico e del valore ideale del resistore di shunt, senza tenere conto della tolleranza della deriva termica del resistore stesso. La tensione di offset di ingresso è in genere il fattore che influenza maggiormente l'accuratezza di misura con ingressi bassi. Questo perché se l'ingresso è molto piccolo, VOS risulta comparativamente non trascurabile.

Per quanto riguarda gli effetti della temperatura sull'errore di offset, si noti che nella maggior parte delle schede tecniche degli amplificatori, la VOS è specificata a temperatura ambiente di 25° C. La VOS in funzione della temperatura dipende dal coefficiente termico. La deriva è indicata nella tabella elettrica come $dVOS/dT$, ovvero una variazione di VOS proporzionale alla variazione di temperatura.

Per calcolare l'errore di offset risultante il valore a 25° va corretto moltiplicando il salto termico per il coefficiente termico.

Per ridurre al minimo l'errore di offset, è possibile aumentare V_{shunt} aumentando R_{shunt} , oppure diminuire VOS scegliendo un dispositivo diverso. L'errore di offset di solito è dominante nella formula dell'errore RSS totale con segnali di ingresso bassi, poiché VOS può diventare grande rispetto alle tensioni di ingresso.

$$V_{OS} = V_{OS_max} + V_{OS_drift_max} = V_{OS_max} + \frac{dV_{OS}}{dT} \cdot (T_A - 25C)$$

3.3.2 Gain error

L'errore di guadagno totale comprende l'errore di guadagno interno del dispositivo, la deriva del guadagno con la temperatura e la linearità del dispositivo.

Current sense amplifier (CSA) gain error

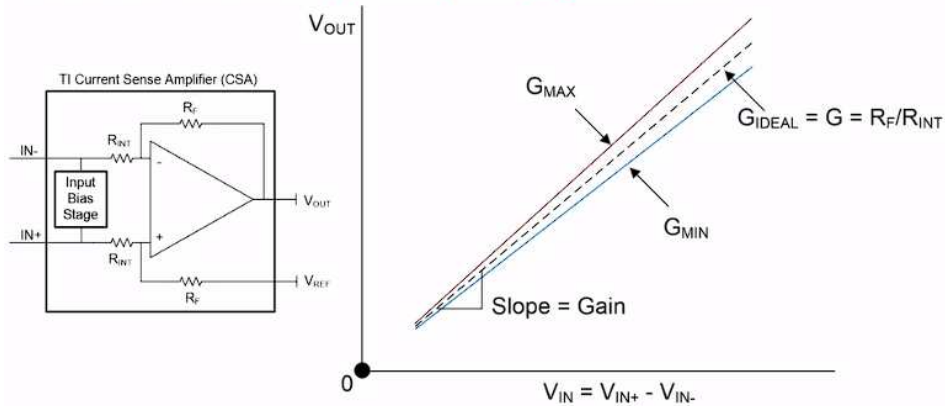


Figure 36: Errore di guadagno [32]

L'errore di guadagno si differenzia dall'errore di offset in quanto contribuisce all'errore totale in forma percentuale sull'intero intervallo dinamico (vedere figura !!). In generale, l'errore di guadagno è il tipo di errore dominante a livelli elevati del segnale di ingresso. Per il tipico amplificatore di rilevamento della corrente, Current Sense Amplifier o CSA, le resistenze che determinano il guadagno sono interne al dispositivo.

Queste resistenze sono costruite in modo da avere un rapporto preciso, poiché è il rapporto che determina il guadagno del dispositivo, mentre il loro valore esatto non è fondamentale. Pertanto, è la variazione del rapporto ciò che determina l'errore di guadagno del dispositivo.

Poiché il guadagno è la pendenza dell'uscita rispetto all'ingresso, le curve di caso peggiore (di guadagno massimo e minimo) definiscono i limiti del possibile errore di guadagno lineare del CSA. Non possiamo inoltre presupporre perfetta linearità della curva di guadagno. Si parla quindi di errore di linearità per quantificare lo scostamento della curva di guadagno da una retta perfetta.

Per caratterizzare la linearità, l'ingresso del dispositivo viene sottoposto a sweep con un numero N di punti e viene misurata l'uscita. La curva di guadagno viene calcolata per approssimazione lineare.

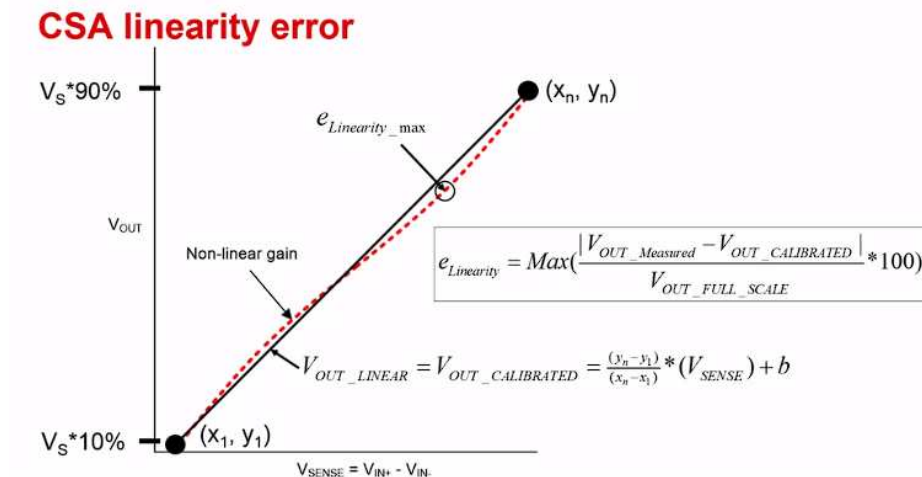


Figure 37: Errore di non linearità [32]

Per determinare il guadagno calibrato è necessario calcolare la pendenza lineare e l'offset. L'errore di linearità, specificato nella scheda tecnica, è determinato dal campione più lontano dalla curva interpolata.

Di solito, l'errore di linearità è molto più piccolo dell'errore di guadagno massimo e può essere ignorato.

C'è anche una componente di deriva termica, per la quale bisogna moltiplicare la differenza di temperatura rispetto a 25° e aggiungere il risultato all'errore di guadagno iniziale.

$$e_{Gain}(\%) \approx e_{Gain_error} + e_{Gain_error_temperature_drift} + e_{Linearity}$$

$$G_{MAX} = G \cdot \left(1 + \frac{E_G + \frac{\Delta E_G}{\Delta C} \cdot \Delta T_A + E_{Linearity}}{100} \right)$$

$$G_{MIN} = G \cdot \left(1 - \frac{E_G + \frac{\Delta E_G}{\Delta C} \cdot \Delta T_A + E_{Linearity}}{100} \right)$$

$$e_{Gain_error} = E_G$$

$$e_{Gain_error_temperature_drift} = \frac{\Delta E_G}{\Delta C} \cdot \Delta T_A$$

$$e_{Linearity} = E_{Linearity}$$

Come la maggior parte degli amplificatori, l'uscita dei CSA è limitata dalla tensione di alimentazione e l'escursione di uscita al massimo (ma non necessariamente) può andare dal valore di alimentazione negativa a quella positiva. Tale ampiezza dinamica dell'uscita è stabilita dai parametri swing to negative, VSN, e swing to positive rail, VSP.

Sebbene le specifiche di swing to rail definiscano i limiti dell'uscita, non definiscono la regione lineare dell'amplificatore. Per un corretto guadagno dell'amplificatore, l'uscita deve rientrare nella regione lineare.

3.3.3 Common-mode rejection ratio CMRR

Il rapporto di reiezione di modo comune (CMRR) si definisce come il rapporto tra il guadagno differenziale e il guadagno di modo comune. Questo rapporto è la misura della capacità del dispositivo di rigettare la variazione di tensione di modo comune agli ingressi differenziali dell'amplificatore. Il CMRR ideale di un amplificatore è infinito e non produrrebbe alcuna variazione in uscita. Tuttavia, le non idealità circuitali fanno sì che il CMRR dei dispositivi abbia un valore finito. Di conseguenza, un ingresso a modo comune variabile inevitabilmente viene trasferito in uscita con un certo guadagno e si aggiunge all'uscita utile proveniente dal carico. Di conseguenza ne risulta un impatto sulla precisione del circuito di rilevamento della corrente.

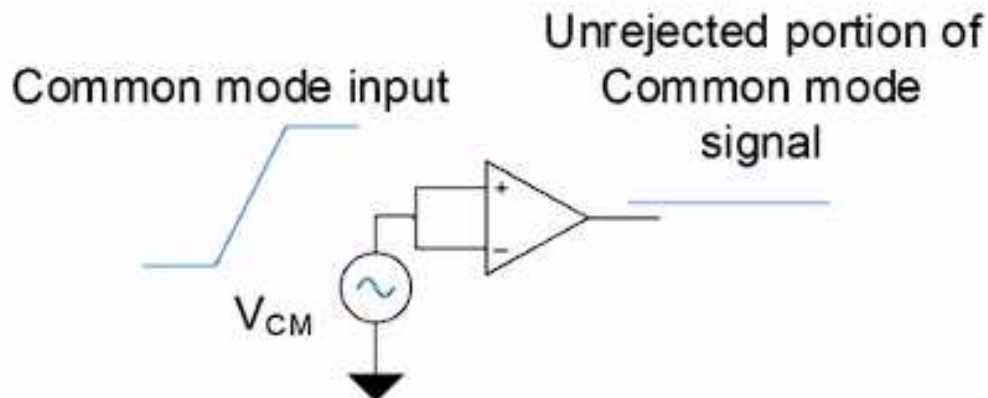


Figure 38: Comportamento ideale rispetto all'ingresso di modo comune [32]

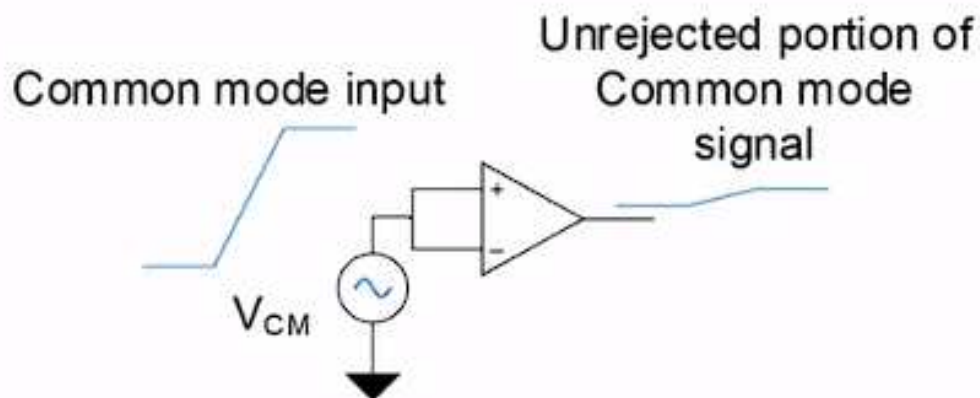


Figure 39: Comportamento reale rispetto all'ingresso di modo comune [32]

Per esempio applicando come in figura un segnale a gradino a entrambi gli ingressi dell'amplificatore, si vorrebbe che l'uscita rimanesse identicamente nulla, ma a causa del CMRR finito lo stesso segnale, seppur attenuato, è riportato sul nodo di uscita. Questa misura fornisce il guadagno di modo comune da utilizzare nel calcolo del CMRR.

Il CMRR è un valore che dipende dalla frequenza. Tuttavia ai fini del tipo di misure del presente lavoro si può trascurare questo aspetto in quanto ciò che interessa, il valore di corrente di batteria, è relativamente lento.

Similmente, può essere trascurato il tempo di assestamento durante i transitori a escursione di tensione elevata in quanto i tempi di integrazione sono in questo caso sufficientemente lunghi.

Per il sensore di corrente l'ingresso differenziale è la tensione ai capi dello shunt. Quello di modo comune, nel caso low-side è la media di tale tensione (infatti uno dei terminali è al negativo di batteria), mentre nel caso high-side è la tensione del polo positivo meno il valor medio della tensione differenziale. Al variare della corrente di sensing ci sarà quindi una tensione di modo comune che varia in modo corrispondente. Fortunatamente, proprio a causa del bassissimo valore della resistenza di shunt risulterà molto bassa anche la variazione della tensione di modo comune.

In ogni caso, nello stimare l'impatto che il CMRR ha sull'errore globale è sempre bene utilizzare il valore del CMRR minimo riportato dal datasheet.

$$-CMRR(dB) = -20 \log \left(\frac{\Delta V_{CM}}{\Delta V_{OS}} \right)$$

che diventa

$$CMRR \left(\frac{V}{V} \right) = \left(\frac{\Delta V_{OS}}{\Delta V_{CM}} \right) = 10^{\frac{-CMRR(dB)_{min}}{20}}$$

$$e_{CMRR} = \frac{\Delta V_{CM} \times \frac{\Delta V_{OS}}{\Delta V_{CM}}}{V_{Shunt_ideal}} = \frac{|V_{CM_{DS}} - V_{CM_{SYS}}| \times CMRR}{V_{Shunt_ideal}} \times 100\%$$

3.3.4 Temperature error

La temperatura non compare direttamente nella formula dell'errore con un suo termine ma influenza indirettamente gli altri termini quali errore di guadagno, tensione di offset d'ingresso e tolleranza dello shunt.

$$PMM = \frac{1}{1000000}$$

$$\%PMM = \frac{100\%}{1000000} = \frac{1}{10000}\%$$

Quindi, all'interno della formula RSS, è possibile raggruppare genericamente tutti i termini in due categorie. Una categoria è l'errore di guadagno. L'altra è l'offset di tensione. Il sottoinsieme dell'errore di guadagno comprende le specifiche per l'errore di guadagno, la non linearità e la tolleranza shunt. In genere, l'errore di non linearità è piuttosto piccolo. E l'entità della sua deriva è ancora più trascurabile.

La tolleranza dello shunt si può desumere dalla scheda tecnica. Per l'errore di guadagno a temperatura ambiente, si utilizza il valore massimo dichiarato nella scheda tecnica.

Se la temperatura non è di 25° C, è necessario incorporare il coefficiente di deriva dell'errore di guadagno.

Per la tolleranza shunt è molto importante il coefficiente di temperatura che deve essere il più basso possibile. In effetti l'impatto maggiore sul costo di uno shunt è dato più che dalla precisione dal coefficiente termico desiderato.

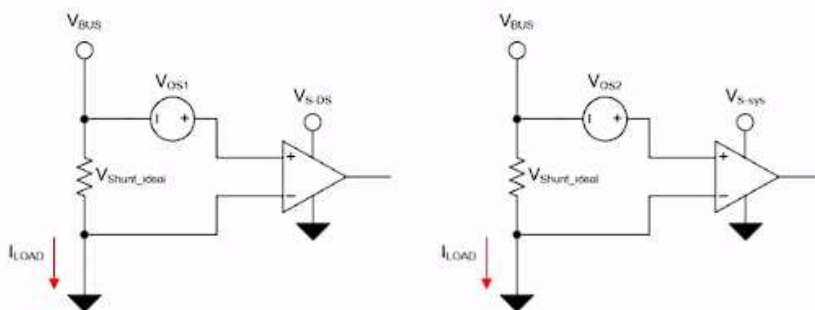
L'ultima fonte di errore influenzata dalla temperatura, specificata nella scheda tecnica, è l'errore di offset della tensione riferito all'ingresso. L'unità di misura del coefficiente termico per l'offset è il nV/C.

3.3.5 Power supply rejection error PSRR

Il rapporto di reiezione dell'alimentazione misura la variazione della tensione di offset dei dispositivi, V_{os} , indotta dalla variazione della tensione di alimentazione dell'amplificatore, V_S .

Definition

The change in the device's offset voltage created by a change in the amplifier's supply voltage



Definition

The change in the device's offset voltage created by a change in the amplifier's supply voltage

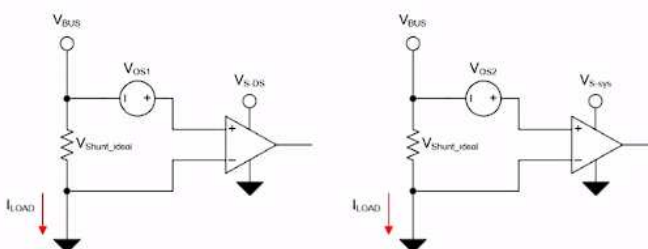


Figure 40: Effetto sull'uscita delle variazioni della tensione di alimentazione [32]

La misura della indipendenza della tensione di offset dalla power supply è detta PSRR. Più piccola è la variazione di VOS, maggiore è il PSRR. Idealmente si vorrebbe un valore infinito per questo parametro, ma a causa delle non idealità circuitali ciò non si verifica.

Di seguito viene riportata l'equazione per calcolare l'errore dovuto a PSRR. È semplicemente il rapporto tra la variazione di VOS causata dalla variazione dell'alimentazione rispetto alla tensione shunt ideale.

$$e_{PSRR} = \frac{ABS(V_{S-DS} - V_{S-sys}) \times PSRR}{V_{Shunt-Ideal}} \times 100\%$$

Per ridurre l'errore PSRR, è possibile aumentare V_{SHUNT} aumentando R_{SHUNT} , oppure migliorare la specifica PSRR scegliendo un dispositivo diverso.

3.3.6 Shunt resistor tolerance error

La tolleranza shunt è un termine di errore indipendente dall'amplificatore di rilevamento della corrente, ma contribuisce in modo determinante all'errore del sistema. Il suo effetto sulle prestazioni è simile a quello che ha l'errore di guadagno.

Come già sottolineato, il coefficiente di temperatura, spesso indicato come tempco, descrive la variazione di resistenza nell'intervallo di temperatura di funzionamento standard. Il tempco è solitamente indicato in ppm per gradi C.

Un tempco di 100 può contribuire a un errore aggiuntivo dello 0,5% su una variazione di temperatura di 50 gradi, mentre un tempco di 10 contribuirebbe in misura significativamente inferiore, solo lo 0,05% sulla stessa variazione di 50 gradi.

I resistori shunt sono spesso attraversati da correnti elevate o si trovano vicino a componenti della scheda che generano calore. Pertanto, se si prevedono forti variazioni di temperatura, è bene tenerne conto in fase di progettazione del sistema.

L'equazione per calcolare l'errore di tolleranza dello shunt è mostrata di seguito. V_{shunt} ideale è il prodotto della corrente di carico e del valore ideale del resistore shunt, ignorando la tolleranza e la deriva termica del resistore stesso. Il contributo all'errore dovuto allo shunt è pari alla tolleranza totale dello shunt. La tolleranza totale dello shunt comprende la tolleranza iniziale più la deriva termica quando si deve considerare l'effetto della temperatura.

$$e_{Shunt} = \frac{V_{Shunt_Ideal} \times (ShuntTol)}{V_{Shunt_Ideal}} = ShuntTol$$

$$e_{Shunt} = ShuntTol + TC \times T$$

Esiste una varietà di resistenze shunt per applicazioni di rilevamento della corrente. I casi d'uso più comuni prevedono shunt a bassa resistenza, bassa tolleranza e alta potenza per gestire decine di ampere con una minima caduta di tensione. Le resistenze più grandi possono fornire un segnale migliore all'estremità bassa della gamma dinamica, dove domina l'errore di offset. Tuttavia, i resistori più piccoli possono fornire una minore caduta di tensione e dissipare meno potenza, il che li rende spesso la scelta migliore per le applicazioni che misurano grandi correnti.

A volte la tolleranza dichiarata dal costruttore presuppone una specifica forma del layout su cui verranno montati gli shunt. Pertanto, se non si seguono le linee guida del produttore, si rischia di finire al di fuori della tolleranza dichiarata.

3.3.7 l'errore totale

Sulla base delle considerazioni teoriche precedentemente illustrate, sono state eseguiti i calcoli per stimare l'errore di misura della corrente col sensore resistivo progettato.

La tabella seguente mette a confronto gli errori calcolati con diversi resistori di shunt: in particolare sono stati utilizzati prodotti della Bourns e della Vishay. I resistori Bourns avevano due valori , 0.5 mOhm e 0.7 mOHM, mentre di Vishay sono stati usati solo resistori da 0.5 mOhm. Si sono considerate temperature ambiente di 25° C e 60° C. Dalle analisi termiche si è stimato un innalzamento della temperatura sullo shunt di circa 44° C. Di conseguenza la temperatura massima raggiunta dallo shunt è pari circa a 69° C per temperatura ambiente da 25° C e 104° C per temperatura ambiente di 60° C. Tenendo conto del coefficiente termico ricavato dalle schede tecniche si è potuto risalire alla differenza tra a tensione ideale di shunt e quella effettiva dovuta all'innalzamento termico. Il calcolo è stato eseguito ipotizzando correnti di 50 A e 100 A.

Come mostrato in tabella i coefficienti termici dei due produttori sono diversi e ne risulta un diverso impatto sull'errore di misura. In particolare i modelli Vishay intro-

ducono, ad alta temperatura, un errore percentuale maggiore rispetto ai modelli Bourns.

La seconda parte della tabella riporta i contributi all'errore dovuti alla presenza dell'integrato INA240A1 precedentemente descritto.

Type	R_Shunt mOhm	Temp °C	I_load A	TC ppm/°C	TC*Temp%	T_max °C	Vshunt_ideal	Vos_drift_max	e_Vos %	e_shunt %	e_gain %	e_CMRR	e_P5RR %	e_tot %
Bourns	0,5	25	50	100	0,25	69	25	0	0,1	1,25	0,211	0,048	2,2	2,218528355
Bourns	0,5	25	100	100	0,25	69	50	0	0,05	1,25	0,211	0,024	1,1	1,132537003
Bourns	0,5	60	50	100	0,6	104	25	0,00875	0,135	1,6	0,21975	0,048	2,2	2,232521346
Bourns	0,5	60	100	100	0,6	104	50	0,00875	0,0675	1,6	0,21975	0,024	1,1	1,157045725
Bourns	0,7	25	50	100	0,25	69	35	0	0,071428571	1,25	0,211	0,0342857	1,571428571	1,5953775
Bourns	0,7	25	100	100	0,25	69	70	0	0,035714286	1,25	0,211	0,0171429	0,785714286	0,829747184
Bourns	0,7	60	50	100	0,6	104	35	0,00875	0,096428571	1,6	0,21975	0,0342857	1,571428571	1,613531622
Bourns	0,7	60	100	100	0,6	104	70	0,00875	0,048214286	1,6	0,21975	0,0171429	0,785714286	0,862315484
Vishay	0,5	25	50	150	0,375	69	25	0	0,1	1,375	0,211	0,048	2,2	2,22181829
Vishay	0,5	25	100	150	0,375	69	50	0	0,05	1,375	0,211	0,024	1,1	1,13896818
Vishay	0,5	60	50	150	0,9	104	25	0,00875	0,135	1,9	0,21975	0,048	2,2	2,243848508
Vishay	0,5	60	100	150	0,9	104	50	0,00875	0,0675	1,9	0,21975	0,024	1,1	1,178753314

Table 4: Errore del sensore con shunt

La scelta migliore risulta essere il resistore Bourns da 0.7 mOhm.

3.4 Misure

Determinato l'errore, bisogna verificare che ci sia un effettiva convenienza nella sostituzione del sensore a effetto Hall con il sensore shunt.

Per prendere le misure si è utilizzato il ciclatore in dotazione del laboratorio Midac come generatore di corrente connesso in un primo momento direttamente al sensore shunt per verificarne le prestazioni e successivamente al pacco batterie con sensore collegato. Per la lettura della tensione ai capi dello shunt si è usato il multimetro. La tensione misurata dal sensore è stata riletta tramite il BMS.

Il BMS legge il segnale proveniente dal sensore ogni 20 ms, facendo la media sulle ultime 4 letture (somma le ultime 4 e le divide per 4). Il dato contenuto nel BMS viene reso disponibile verso il mondo esterno tramite protocollo CAN-BUS. Il messaggio CAN che viene inviato all'esterno con periodicità 100 ms contiene, tra le varie informazioni, il valore di corrente letto dal sensore.

3.4.1 Misure sensore effetto Hall

Le misure realizzate con il sensore a effetto Hall sono riportate nella tabella seguente:

I ideale (A)	I reale (A)	I Hallsensor (A)
-60	-59,9984	-60,1 ~ -60,2
-50	-49,9982	-50,1 ~ -50,2
-25	-24,9981	-24,9 ~ -25,1
-20	-19,9981	-19,9 ~ -20
-15	-14,9982	-14,9 ~ -15
-10	-9,9983	-9,9 ~ -10
-5	-4,9986	-4,9 ~ -5
-2	-1,9987	-1,8 ~ -1,9
0	0	0 ~ 0,1
2	2,0014	2 ~ 2,1
5	5,0012	5 ~ 5,1
10	10,0013	10 ~ 10,2
15	15,0012	15,1 ~ 15,2
20	20,0011	20,1 ~ 20,2
25	25,0009	25 ~ 25,3
50	50,0008	50,3
60	60,0006	60,2 ~ 60,4

Table 5: Misure del sensore a effetto hall

La prima colonna della tabella mostra le correnti impostate al ciclatore, mentre la seconda colonna riporta i valori effettivi misurati dallo strumento interno al ciclatore. La terza colonna mostra i valori misurati dal BMS. Come già detto le misure vengono ripetute ogni 20 ms e sperimentalmente si è riscontrata una variabilità nel tempo del valore misurato. Questa variabilità è indicata in tabella come escursione minima e mas-

sima della misura.

Dalle letture riportate, si è notato che per correnti positive molto alte l'errore aumenta gradualmente fino a raggiungere un 0.4 A in più rispetto al risultato atteso.

3.4.2 Misure sensore shunt

La figura seguente mostra il setting della misura preliminare per cui il circuito stampato del sensore shunt è stato connesso direttamente al ciclatore e al multimetro.

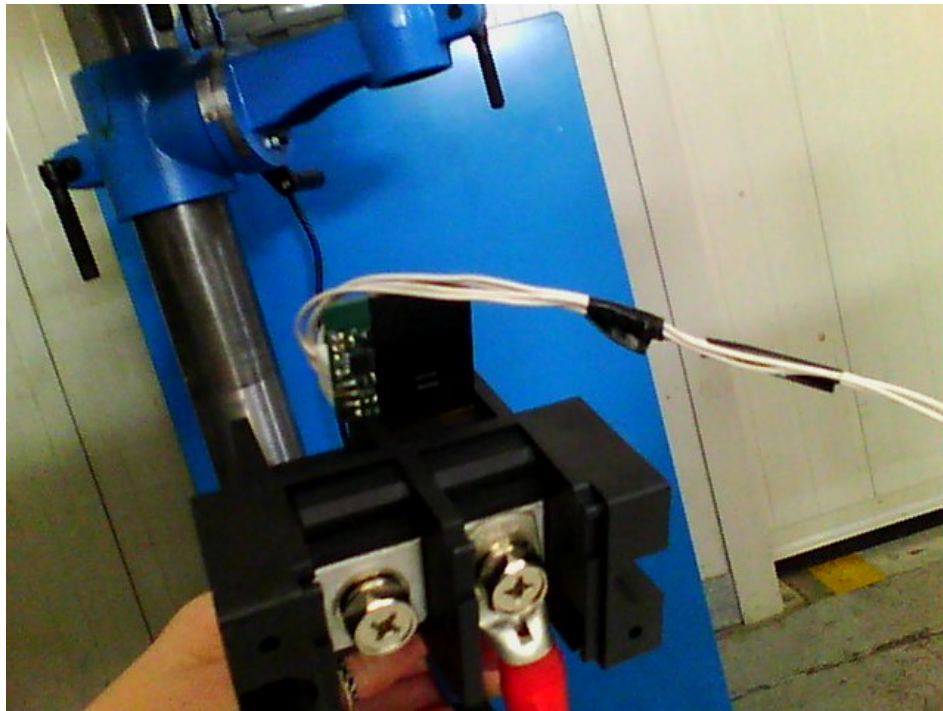


Figure 41: Setup di misura lato B

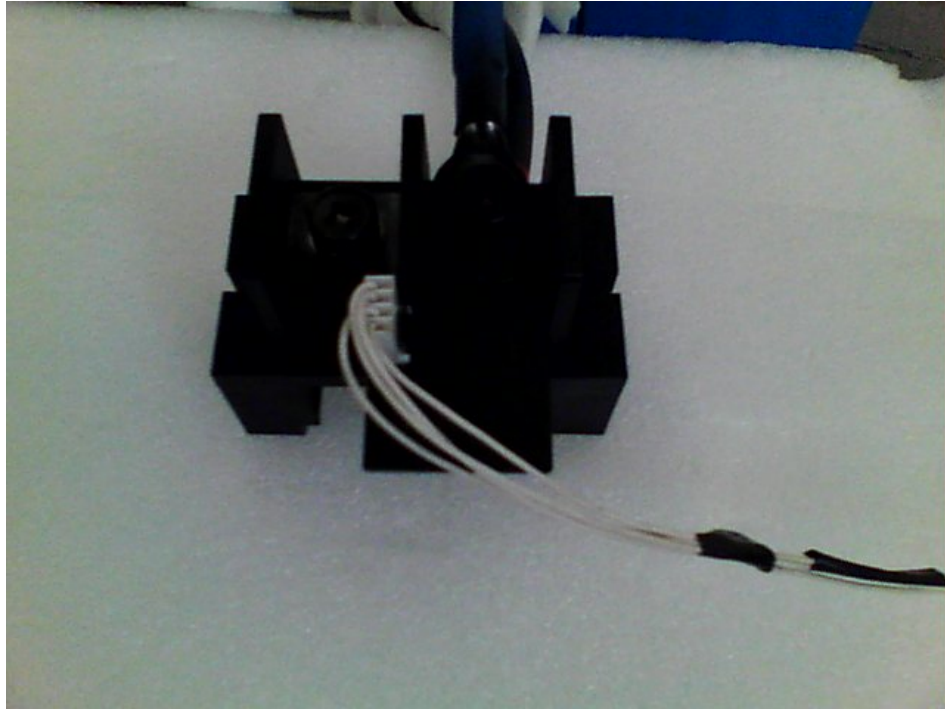


Figure 42: Setup di misura lato A

I fili bianchi che si connettono al multimetro, mentre i cavi attaccati alle viti portano la corrente imposta dal ciclatore. I segnali misurati dal multimetro sono la tensione di uscita del sensore e la tensione di riferimento da 2.5 V: essi vengono registrati dal BMS e inviati su CAN-BUS.

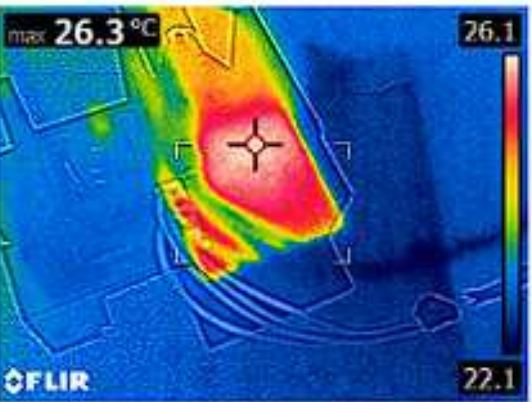
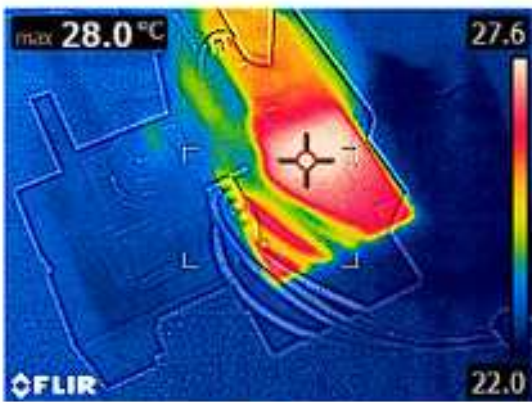
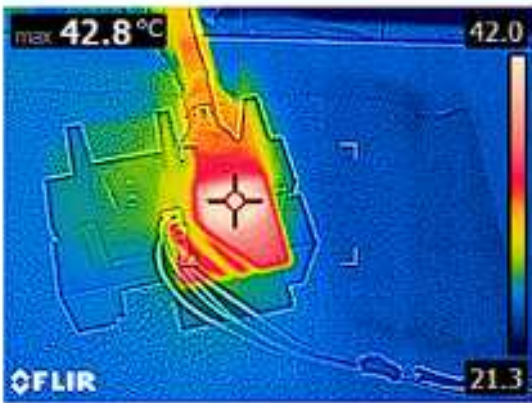
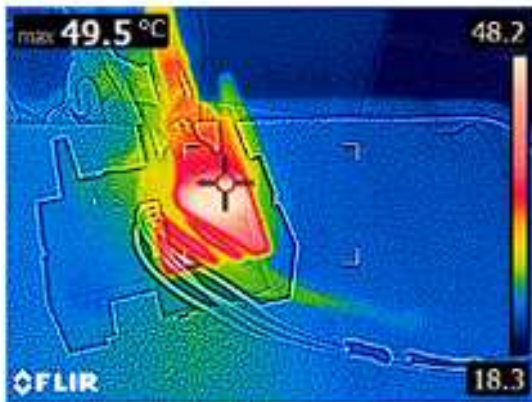
In questa prima fase è anche stata misurata la temperatura per verificare che coincidesse con i risultati dell'analisi termica descritta precedentemente. Le temperature raggiunte durante questa fase sono riportate nella tabella seguente. Ogni riga della tabella si riferisce a correnti che vanno da -60 A a 60 A secondo lo schema mostrato precedentemente. In particolare la prima colonna si riferisce al lato top A, la terza al lato bottom B.

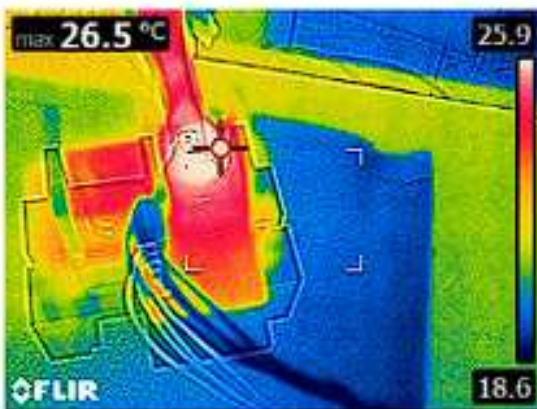
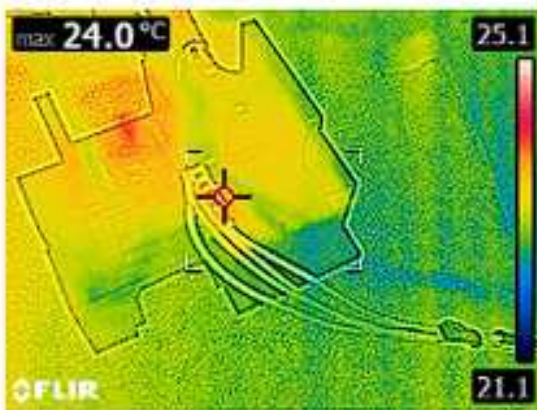
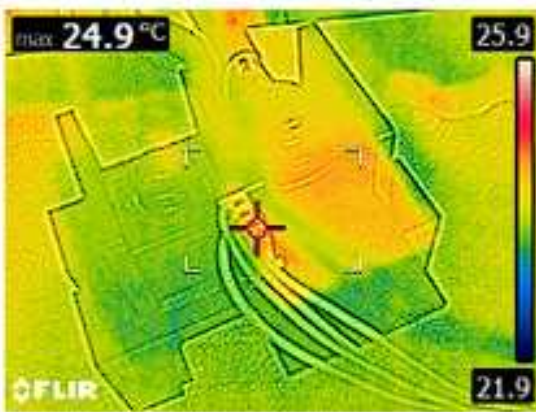
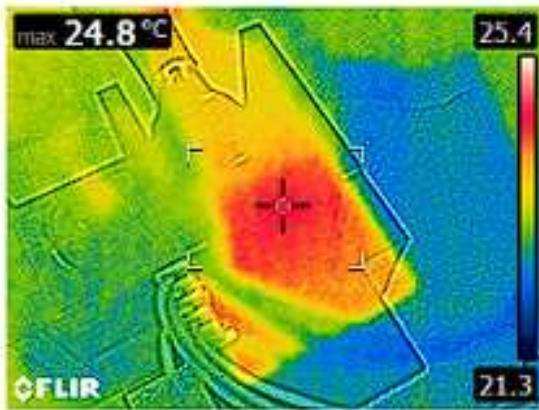
Temperature [°C] T	Image T	Temperature [°C] B	Image B
49,5	2861	66,6	2863
42,8	2873	55,1	2875
28	2917	31,1	2919
26,3	2909	28,3	2911
24,8	2901	25,8	2903
24,9	2893	25,3	2895
24	2885	24,8	2887
26,5	2877	25,7	2879
19,4	2931	20,2	2933
23	2881	22,7	2883
23,7	2889	24,8	2891
24,2	2897	25,8	2899
25,1	2905	26,3	2907
25,9	2913	27,5	2915
28,1	2921	31,2	2923
44,3	2869	57,2	2871
49,1	2865	66,5	2867

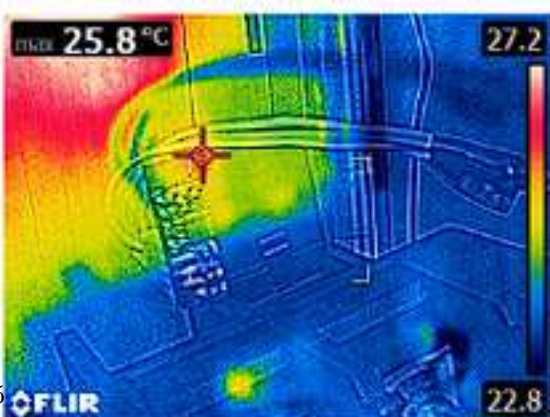
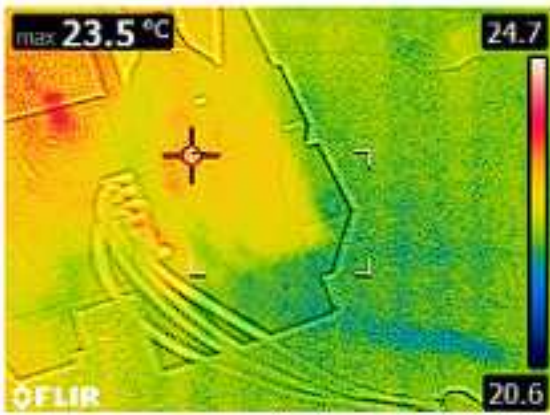
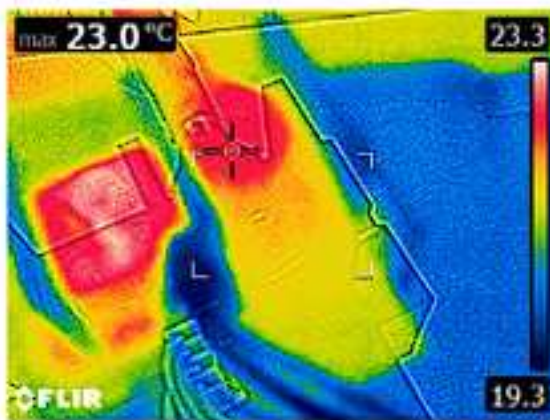
Table 6: Tabella temperature e immagini associate

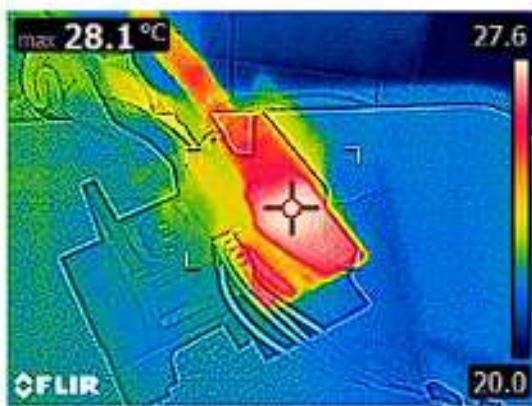
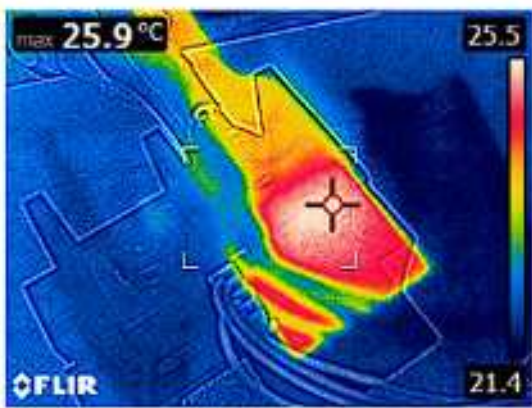
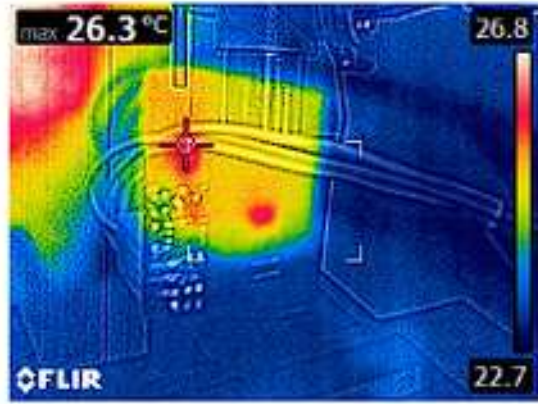
Le foto seguenti, realizzate con l'ausilio della termocamera a raggi infrarossi, sono state prese partendo dalla corrente di 0 A per poi passare a -2, 2 A fino ad arrivare a -60, 60 A. Esse riportano la distribuzione termica sul lato top e bottom per ciascuna corrente; come era logico aspettarsi, le varie parti del circuito si scaldano all'aumentare della corrente.

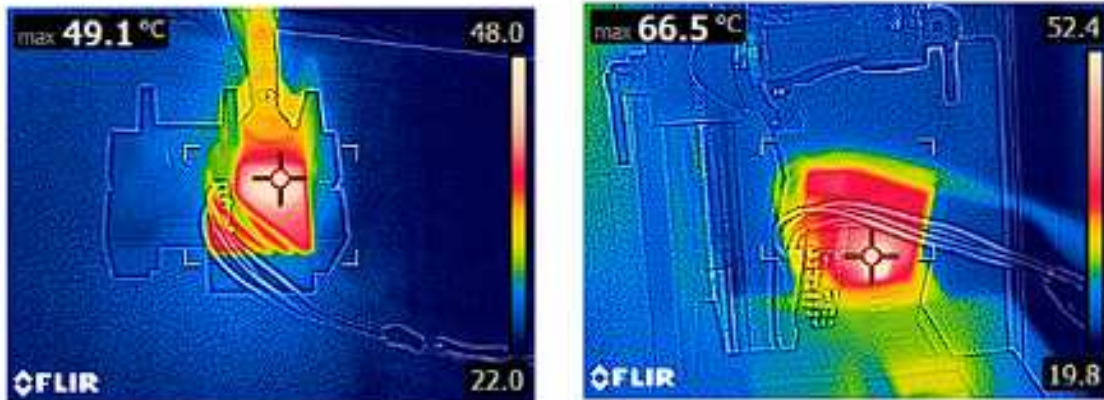
Le foto sono state ordinate a coppie, bottom top, partendo dalle correnti più negative (-60 A) fino ad arrivare ai valori più positivi (60 A).











Si può vedere che ogni coppia di foto ha due temperature diverse: questo è dovuto al fatto che il lato contenente lo shunt tende a scaldarsi di più rispetto al lato senza.

Le tensioni registrate dal multimetro in questa fase sono riportate in tabella:

Current [A]	Meas. Current [A]	Vref [V]	Vout_expected [V]	Vout [V]	I [A]
-60	-59,9978	2,49705	1,6570808	1,67544	-58,68642857
-50	-49,9979	2,48708	1,7871094	1,81083	-48,30357143
-25	-24,9981	2,49646	2,1464866	2,152701	-24,55421429
-20	-19,9981	2,49661	2,2166366	2,21888	-19,83785714
-15	-14,9982	2,4964	2,2864252	2,29279	-14,54357143
-10	-9,9983	2,49629	2,3563138	2,35562	-10,04785714
-5	-4,9982	2,49644	2,4264652	2,42574	-5,05
-2	-1,9985	2,4964	2,468421	2,46744	-2,068571429
0	0	2,49626	2,49626	2,49555	-0,050714286
2	2,0013	2,49611	2,5241282	2,5206	1,749285714
5	5,0014	2,49619	2,5662096	2,56382	4,830714286
10	10,0014	2,49637	2,6363896	2,63468	9,879285714
15	15,0012	2,49633	2,7063468	2,6941	14,12642857
20	20,0013	2,49656	2,7765782	2,76819	19,40214286
25	25,0012	2,49672	2,8467368	2,83819	24,39071429
50	50,001	2,4972	3,197214	3,18665	49,24642857
60	60,0009	2,49728	3,3372926	3,32743	59,29642857

Table 7: Tabella misure con sensore di corrente shunt da 0.7 mOhm

Nella tabella sono riportati: la corrente ideale, Current, fornita al sensore, la Meas. Current, che è la corrente reale erogata dal ciclatore, la Vref che è la tensione di riferimento e la Vout che è la tensione in uscita dal circuito.

La $V_{out_expected}$ è ricavata da calcolo secondo la formula che descrive il funzionamento nominale del sensore.

$$V_{out_e} = I_m * R_s * G + V_{ref}$$

Dove la V_{out} rappresenta la tensione che ci si aspetta di misurare in funzione di I_m , la corrente effettivamente erogata dal ciclatore, R_s è la resistenza di shunt, da 0.7 mOhm, e G è il gain all'amplificatore, 20 V/V.

Per calcolare la corrente I misurata dal sensore si è usato:

$$I = \frac{V_{out} - V_{ref}}{R_s * G}$$

Dalla tabella si vede che la corrente misurata dal sensore presenta un significativo errore, confermato anche utilizzando il BMS.

Riprendendo il disegno del circuito dello shunt uno dei problemi rilevati è sembrato essere la presenza della rete RC all'uscita dell'amplificatore. Controllando con un oscilloscopio la forma d'onda si è riscontrata un'oscillazione sull'uscita, instabilità probabilmente causata da un eccessivo carico capacitivo sullo stadio di uscita. Quindi l'azione intrapresa è stata quella di eliminare il condensatore C6 e sostituire R2 in un caso con una resistenza da 0 Ohm e in un altro con una resistenza da 100 Ohm.

Rifacendo le misure, riportate nella tabella seguente, si è notato un miglioramento dei risultati con $R2=100$ Ohm.

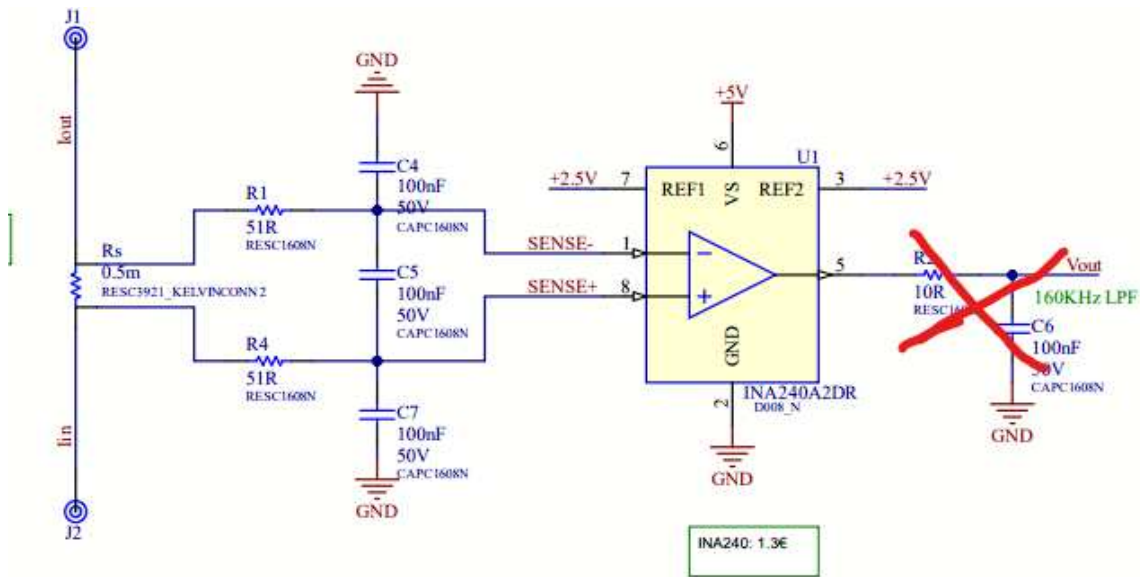


Figure 43: Eliminazione del filtro passa basso in uscita

Current [A]	Meas. Current [A]	Vref [V]	Vout_expected [V]	Vout senza R [V]	Vout con R [V]	I senza R [A]	I con R [A]
-60	-59,9978	2,49705	1,6570808	1,672094	1,666448	-58,925429	-59,32871429
-50	-49,9979	2,48708	1,7871094	1,80991	1,803958	-48,369286	-48,79442857
-25	-24,9981	2,49646	2,1464866	2,153775	2,146395	-24,4775	-25,00464286
-20	-19,9981	2,49661	2,2166366	2,22195	2,21421	-19,618571	-20,17142857
-15	-14,9982	2,4964	2,2864252	2,29063	2,2831	-14,697857	-15,23571429
-10	-9,9983	2,49629	2,3563138	2,35925	2,35109	-9,7885714	-10,37142857
-5	-4,9982	2,49644	2,4264652	2,42755	2,41914	-4,9207143	-5,521428571
-2	-1,9985	2,4964	2,468421	2,46851	2,46028	-1,9921429	-2,58
0	0	2,49626	2,49626	2,49679	2,48841	0,03785714	-0,560714286
2	2,0013	2,49611	2,5241282	2,52354	2,51557	1,95928571	1,39
5	5,0014	2,49619	2,5662096	2,56535	2,55554	4,94	4,239285714
10	10,0014	2,49637	2,6363896	2,63362	2,62449	9,80357143	9,151428571
15	15,0012	2,49633	2,7063468	2,70251	2,69308	14,7271429	14,05357143
20	20,0013	2,49656	2,7765782	2,77068	2,7615	19,58	18,92428571
25	25,0012	2,49672	2,8467368	2,83907	2,82999	24,4535714	23,805
50	50,001	2,4972	3,197214	3,18374	3,17291	49,0385714	48,265
60	60,0009	2,49728	3,3372926	3,32245	3,31051	58,9407143	58,08785714

Table 8: Tabella misure con sensore di corrente shunt da 0.7 mOhm, senza filtro passabasso in uscita e senza resistenza da 100 Ohm in uscita

Nonostante ciò la corrente I_m presenta ancora un errore molto evidente come mostrato da ulteriori misure nella tabella che segue. Però rispetto alle misure precedenti l'errore sembra essere costante pari a circa il 2%.

Current [A]	Vout [V]	I_m [A]
-50	1,21	-48,8
-45	1,26	-43,9
-40	1,3	-39
-35	1,35	-34,1
-25	1,44	-24,4
-20	1,49	-19,5
-15	1,53	-14,6
-10	1,58	-9,8
-5	1,63	-4,9
5	1,72	4,9
10	1,76	9,7
15	1,81	14,6
20	1,85	19,5
25	1,9	24,3
35	1,98	34,1
40	2,02	39
45	2,06	43,8
50	2,11	48,8

Table 9: Tabella misure con sensore di corrente shunt da 0.7 mOhm, senza filtro passabasso in uscita e con resistenza da 100 Ohm in uscita

A questo punto si è ipotizzato che il problema fosse dovuto al percorso che la corrente seguiva prima di incanalarsi nello shunt. Effettivamente la posizione della resistenza

non seguiva completamente le linee guida suggerite dal costruttore.

Forti di questa ipotesi si è deciso di fare prove su più campioni per vedere se l'errore rimaneva sistematicamente costante oppure se cambiava da campione a campione.

Nel fare queste prove ci si è accorti che utilizzando una resistenza da 0.5 mOhm in un altro campione l'errore sembrava quasi essere risolto come mostrato nella tabella seguente.

Current [A]	Meas. Current [A]	Vref [V]	Vout_expected [V]	Vout [V]	I [A]
-60	-59,9978	2,49674	1,896762	1,897553	-59,9187
-50	-49,9979	2,49674	1,996761	1,99775	-49,899
-25	-24,9981	2,49661	2,246629	2,24741	-24,92
-20	-19,9981	2,49661	2,296629	2,29726	-19,935
-15	-14,9982	2,49661	2,346628	2,34722	-14,939
-10	-9,9983	2,49661	2,396627	2,39692	-9,969
-5	-4,9982	2,49661	2,446628	2,44684	-4,977
-2	-1,9985	2,49661	2,476625	2,47665	-1,996
0	0	2,49661	2,49661	2,49667	0,006
2	2,0013	2,49661	2,516623	2,51661	2
5	5,0014	2,49661	2,546624	2,54651	4,99
10	10,0014	2,49661	2,596624	2,59622	9,961
15	15,0012	2,49661	2,646622	2,64618	14,957
20	20,0013	2,49661	2,696623	2,69599	19,938
25	25,0012	2,49661	2,746622	2,74594	24,933
50	50,001	2,49661	2,99662	2,99594	49,933
60	60,0009	2,49661	3,096619	3,09635	59,974

Current [A]	Meas. Current [A]	Vref [V]	Vout_expected [V]	Vout [V]	I [A]
-60	-59,9978	2,49674	1,896762	1,897553	-59,9187
-50	-49,9979	2,49674	1,996761	1,99775	-49,899
-25	-24,9981	2,49661	2,246629	2,24741	-24,92
-20	-19,9981	2,49661	2,296629	2,29726	-19,935
-15	-14,9982	2,49661	2,346628	2,34722	-14,939
-10	-9,9983	2,49661	2,396627	2,39692	-9,969
-5	-4,9982	2,49661	2,446628	2,44684	-4,977
-2	-1,9985	2,49661	2,476625	2,47665	-1,996
0	0	2,49661	2,49661	2,49667	0,006
2	2,0013	2,49661	2,516623	2,51661	2
5	5,0014	2,49661	2,546624	2,54651	4,99
10	10,0014	2,49661	2,596624	2,59622	9,961
15	15,0012	2,49661	2,646622	2,64618	14,957
20	20,0013	2,49661	2,696623	2,69599	19,938
25	25,0012	2,49661	2,746622	2,74594	24,933
50	50,001	2,49661	2,99662	2,99594	49,933
60	60,0009	2,49661	3,096619	3,09635	59,974

Table 10: Misure sensore di corrente con shunt da 0.5 mOhm

Da questa verifica si è potuto constatare che l'errore era in realtà dovuto alla qualità della saldatura del primo campione eseguita manualmente. Nella realizzazione dei primi prototipi le saldature sono state fatte "in casa" ed era molto probabile che errori venissero commessi. A verifica di questa constatazione si sono realizzati altri campioni utilizzando sia shunt da 0.5 che da 0.7 mOhm, ottenendo risultati soddisfacenti. Le tabelle seguenti mostrano i valori misurati su quattro ulteriori sensori, H E F B e messi a paragone con quello precedente G.

tpe	R [Ohm]
H	0,0007
E	0,0007
F	0,0007
B	0,0005
G	0,0007

Table 11: Prototipi dei sensori di corrente con shunt

type	Current [A]	V_ref [V]	V_out [V]	I [A]	type	Current [A]	V_ref [V]	V_out [V]	I [A]
H	-5	2,49331	2,4219	-5,100714	F	-5	2,50018	2,43132	-4,9185714
	0	2,49323	2,49306	-0,012143		0	2,50039	2,5003	-0,0064286
	5	2,49299	2,56279	4,985714		5	2,50081	2,56904	4,87357143
type	Current [A]	V_ref [V]	V_out [V]	I [A]	type	Current [A]	V_ref [V]	V_out [V]	I [A]
E	-5	2,50048	2,43209	-4,885	B	-5	2,49693	2,44691	-5,002
	0	2,50124	2,50083	-0,029286		0	2,49699	2,49689	-0,01
	5	2,50083	2,56953	4,907143		5	2,49693	2,54667	4,974
type	Current [A]	V_ref [V]	V_out [V]	I [A]					
G	-5	2,51279	2,44318	-4,972143					
	0	2,51293	2,51264	-0,020714					
	5	2,51284	2,58202	4,941429					

Table 12: Misura di tensione di ciascun prototipo

E anche utilizzando il bms le misure sono consistentemente migliorate.

Il confronto di queste misure con i risultati del sensore a effetto Hall conferma il netto miglioramento in termini di precisione e stabilità.

Current [A]	I_H [A]	I_G [A]
-50	-49,9 ~ -50	-49,7 ~ -49,8
-20	-19,9 ~ -20	-19,8 ~ -19,9
-5	-4,9 ~ -5	-4,9 ~ -5
5	4,9 ~ 5	4,9
20	19,9 ~ 20	19,8 ~ 19,9
50	49,9 ~ 50	49,7 ~ 49,8

Table 13: Paragone tra prototipo H e G

Le misure del sensore con shunt sono più stabili nel tempo e più vicine al valore di corrente imposto e misurato dal ciclatore.

4 Implementazione del filtro di Kalman

Nel capitolo precedente è stata mostrata una panoramica generale del funzionamento di una batteria, il funzionamento generale del BMS con particolare concentrazione sulla stima del SOC e alcuni algoritmi di principale importanza ed infine è stato introdotto il modello matematico per una batteria di tipo 2RC. In questa sezione ci si concentrerà sull'implementazione del filtro di Kalman eseguita su Matlab e Simulink.

Il MATLAB è un ambiente per il calcolo numerico e l'analisi statistica scritto in C, che comprende anche l'omonimo linguaggio di programmazione creato dalla MathWorks. Esso consente di manipolare matrici, visualizzare funzioni e dati, implementare algoritmi, creare interfacce utente, e interfacciarsi con altri programmi.

Simulink è un ambiente di diagrammi a blocchi utilizzato per progettare e simulare sistemi prima di passare all'hardware. Esso usa un modello virtuale per simulare e testare il sistema in anticipo e permette la convalida del progetto utilizzando parti fisiche interfacciate con l'ambiente stesso. Inoltre permette di generare codice C, C++, CUDA, PLC, Verilog e VHDL.

4.1 Modellizzazione della batteria in Simulink

Il primo passo nello sviluppo del filtro di Kalman è creare il modello della batteria in Simulink. Fortunatamente il tool mette a disposizione diverse librerie contenenti tali modelli. In particolare ci si è avvalsi del tool Simescape Battery [33].

Come detto nell'introduzione il modello utilizzato è del tipo 3RC [1] che viene nuovamente riportato nella figura seguente.

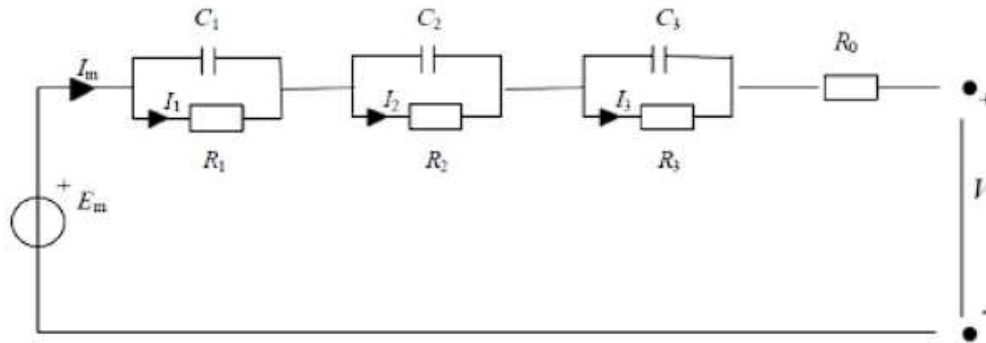


Figure 44: Modello 3RC della cella al litio [1]

I valori da assegnare ai componenti sono stati forniti dalla Midac.

4.2 Sviluppo del sistema a partire da esempi di libreria

Simscape Battery offre diversi schemi per la simulazione del SOC. Nessuno di questi si adatta perfettamente alle esigenze del presente lavoro, tuttavia rappresenta un utile punto di partenza. In particolare si consideri lo schema della figura seguente.

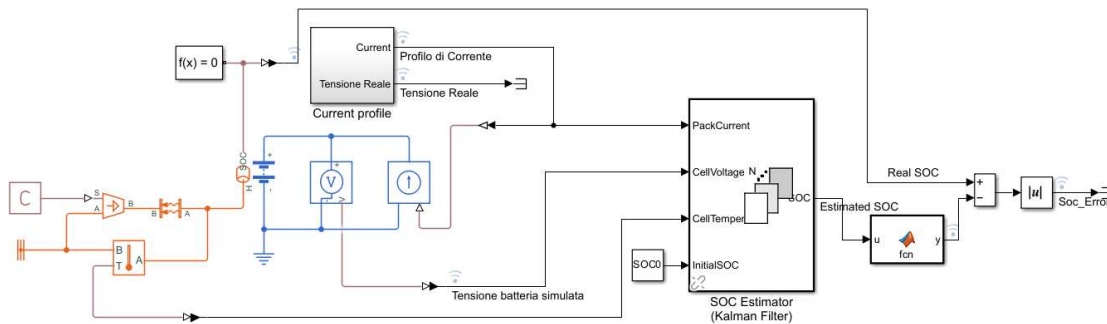


Figure 45: Schema a blocchi della simulazione Simulink standard [34]

Lo schema si divide in tre principali sezioni:

- 1) Il modello di batteria con associato il voltmetro per la misura della tensione, il generatore di corrente controllato per simulare la carica e scarica e il generatore di temperatura per simulare il comportamento al variare della stessa.

- 2) Il generatore di profilo di corrente. Questo blocco comanda il generatore di corrente associato alla batteria in modo da imporre la corrente desiderata. Allo stesso tempo questo blocco fornisce la tensione che il pacco batteria ideale genera in funzione della corrente scelta. Ovviamente ci si attende che la batteria reale abbia la stessa risposta in tensione a parità di corrente imposta.
- 3) Il filtro di Kalman che ha in ingresso la corrente di batteria, la tensione di batteria, la temperatura e lo stato iniziale di carica. All'uscita del filtro viene fornito il SOC stimato il quale viene sottratto al SOC ideale per ottenere una stima dell'errore del SOC.

La simulazione eseguita sul sistema dell'esempio fornisce l'andamento mostrato nel grafico seguente. La linea rossa mostra lo stato di carica in funzione del tempo stimato dal filtro, mentre la linea blu si riferisce al SOC reale (misurato su esemplari campione).

4.3 Implementazione modello 3RC

La struttura descritta nel precedente paragrafo non si adatta al modello 3RC utilizzato per la batteria di Midac. Il motivo è dato dal fatto che la dimensione della matrice Jacobiana del filtro di Kalman è insufficiente per gestire le tre costanti di tempo del modello utilizzato.

Pertanto si sono apportate delle variazioni al filtro di Kalman.

La figura seguente mostra lo schema finale del sistema. Dall'immagine si può notare che sono presenti tre filtri di Kalman. Ogni blocco è stato creato con un modello matematico diverso per poter fare il confronto del risultato del SOC utilizzando uno dei tre filtri sul modello 3RC della batteria. Le tre uscite costituiscono lo stato di carica stimato per i tre modelli.

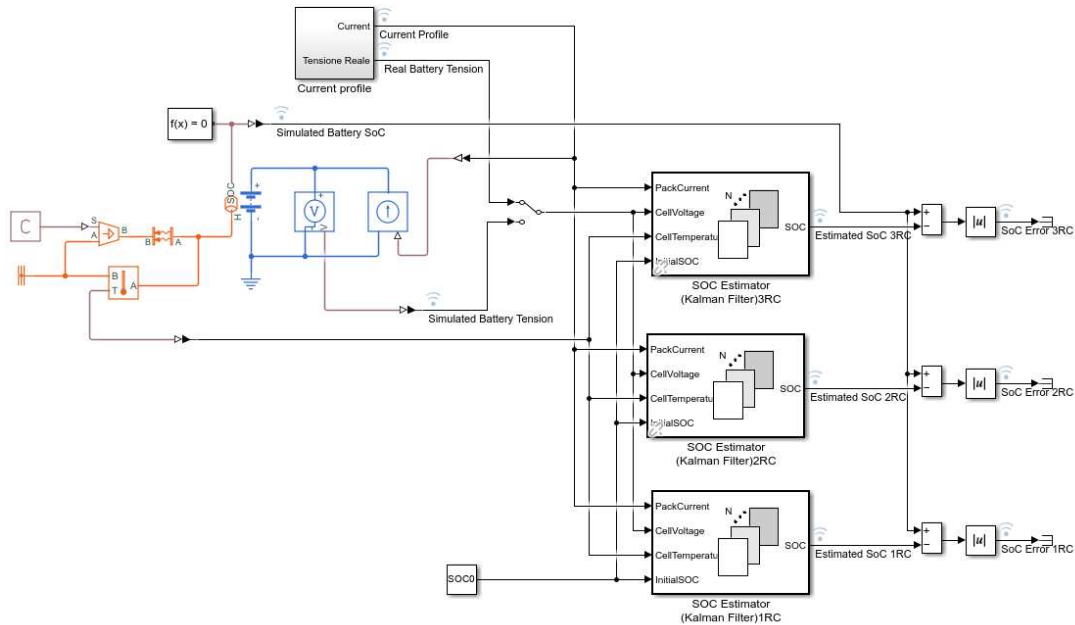


Figure 46: Schema a blocchi Simulink con filtri di Extended Kalman di tipo 1RC, 2RC e 3RC

Ciascun filtro implementa l'algoritmo esteso e ha una struttura a blocchi costituita da tre parti: lo Jacobiano, il predittore e il correttore. Come mostrato nella figura 55, la struttura generale è la stessa per i tre filtri, la differenza è nel contenuto del blocco Jacobiano. In particolare:

- lo Jacobiano effettua la linearizzazione del sistema reale calcolandone le derivate parziali. Ha in ingresso la corrente, la temperatura e lo stato attuale e genera in uscita una tensione da confrontare con la tensione di batteria. Le sue uscite costituiscono la linearizzazione del sistema e vengono presentate in ingresso agli altri blocchi.
- il blocco di predizione che ha in ingresso la corrente di batteria, le uscite dello Jacobiano e lo stato corrente. Esso genera in uscita segnali per il blocco di correzione.
- il blocco di correzione che ha in ingresso l'errore di tensione, un'uscita dello Jaco-

biano e le uscite del blocco di predizione. L'uscita da questo blocco è lo stato di carica stimato.

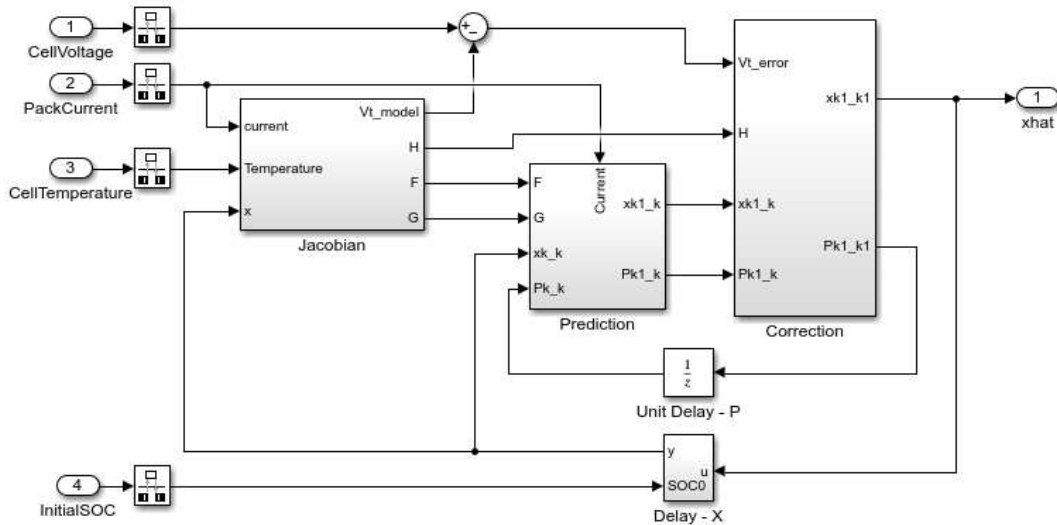


Figure 47: Schema a blocchi Simulink del filtro EKF

La struttura interna dello Jacobiano è mostrata in figura 59.

Per poter essere adeguata al modello 3RC è stato necessario aggiungere più lookup table rispetto al modello standard. Le lookup table sono delle tabelline di corrispondenza tra ingresso e uscita che descrivono la non linearità del sistema reale da linearizzare. Il loro vantaggio rispetto ad una funzione analitica è che, una volta create, è sufficiente selezionare l'uscita corrispondente all'ingresso anziché eseguire il calcolo.

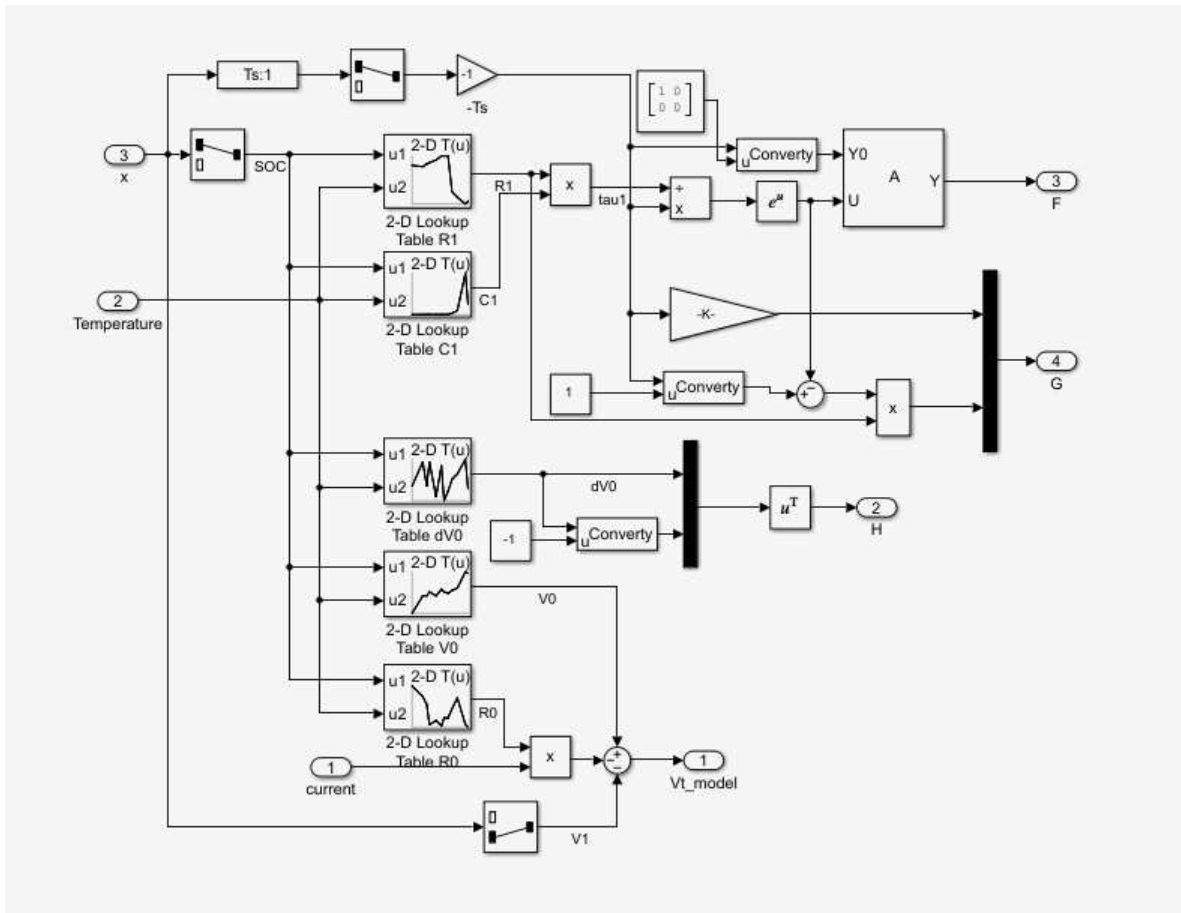


Figure 48: Schema a blocchi Simulink dello Jacobiano per RC

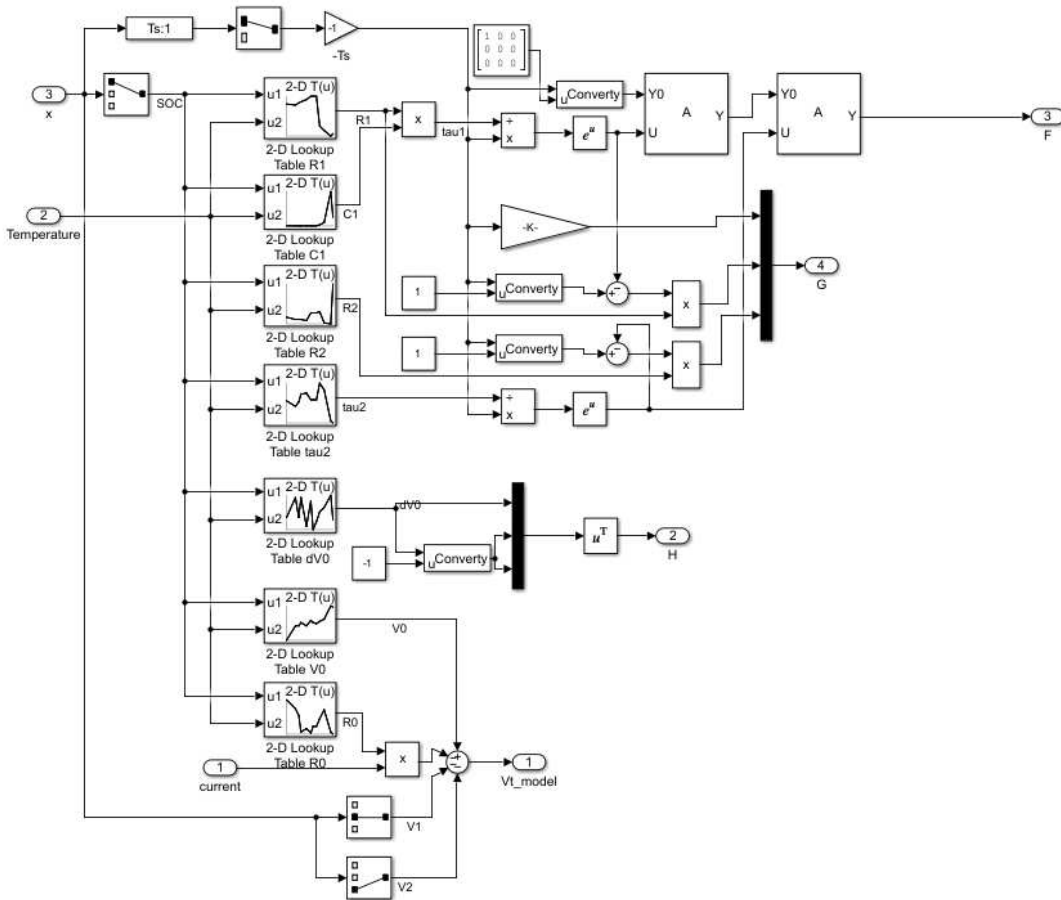


Figure 49: Schema a blocchi Simulink dello Jacobiano per 2RC

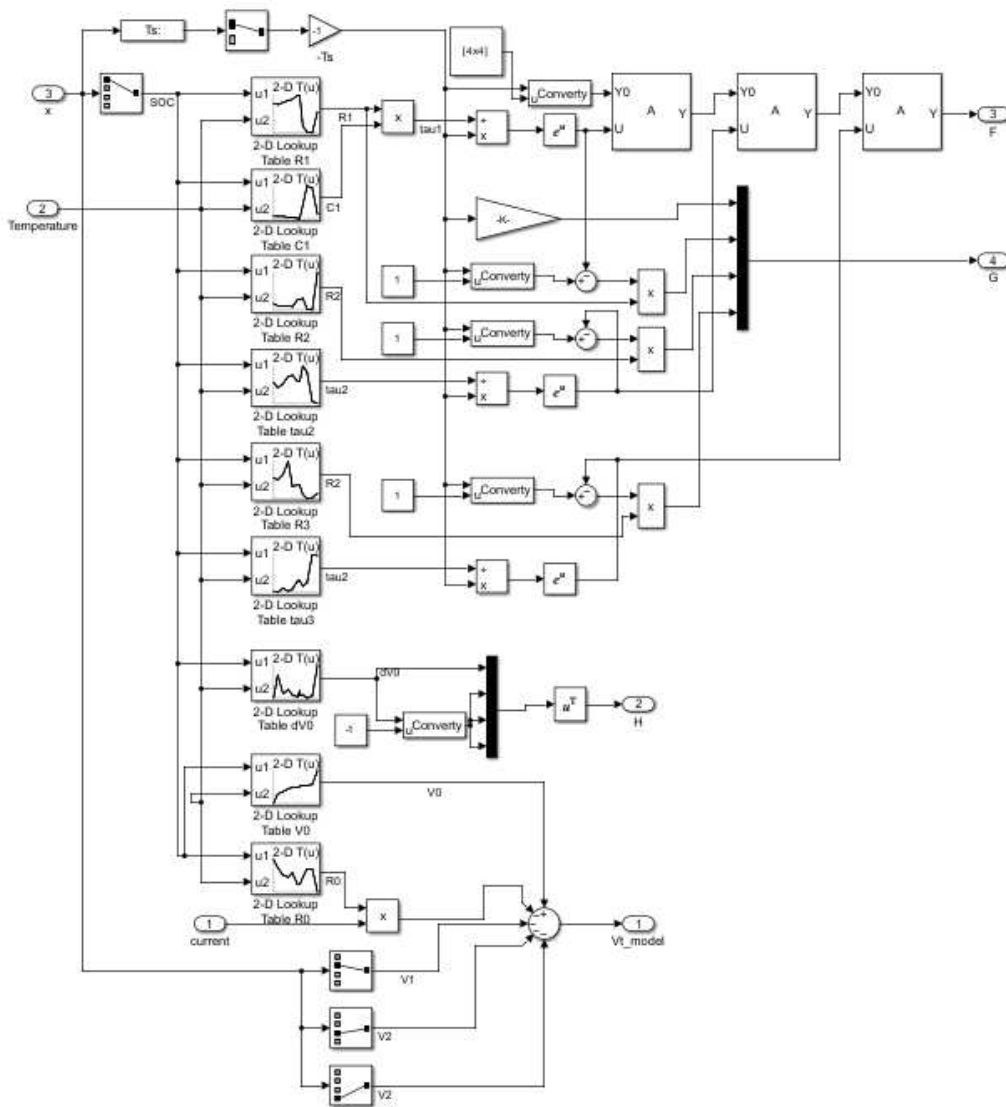


Figure 50: Schema a blocchi Simulink dello Jacobiano per 3RC

Il blocco di predizione, mostrato nella figura 57, esegue essenzialmente la moltiplicazione matriciale richiesta dall'algoritmo.

Le uscite di questo blocco vengono mandate allo stadio di correzione.

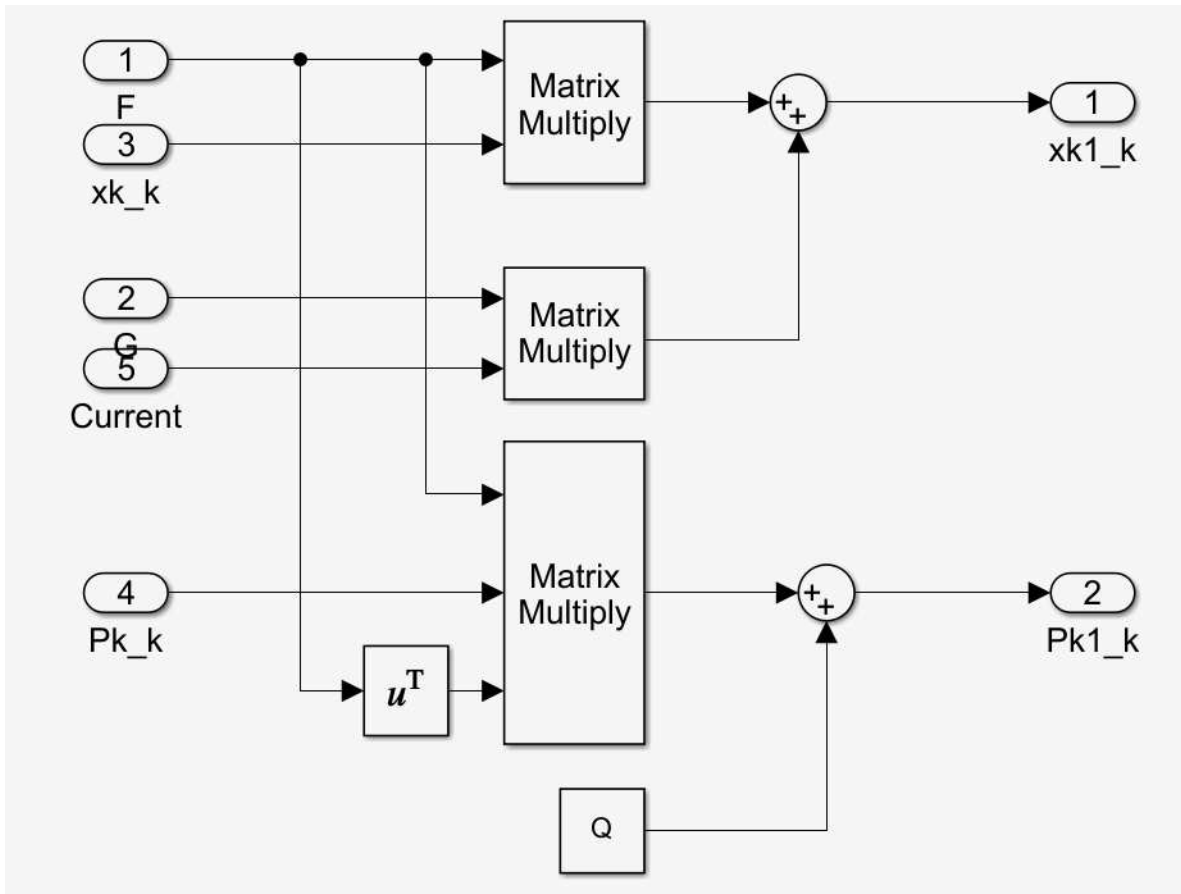


Figure 51: Schema a blocchi Simulink del Prediction block

Lo stadio di correzione è mostrato di seguito esso genera in uscita la stima dello stato e la retroazione per il sistema.

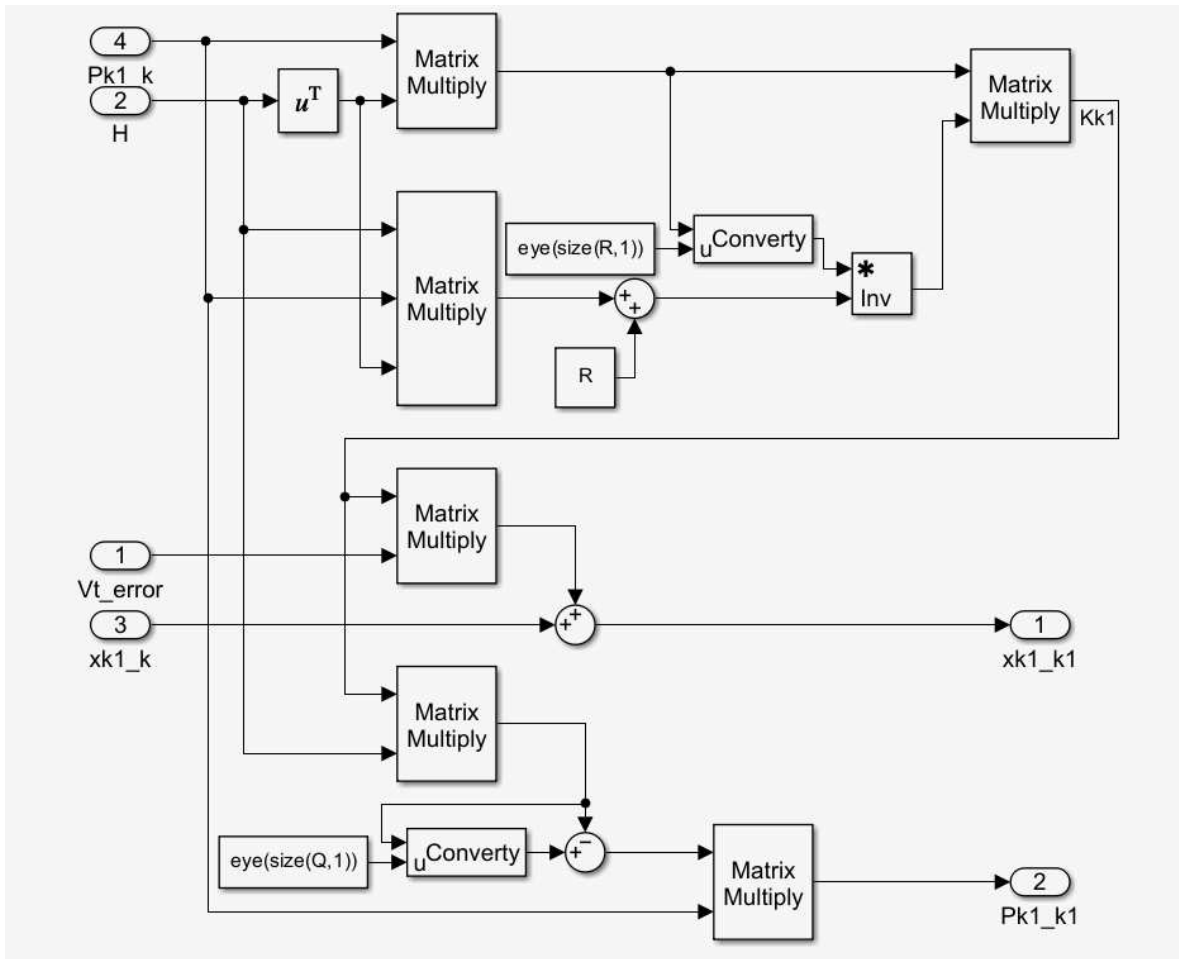


Figure 52: Schema a blocchi Simulink del Correction block

4.4 Misure

La batteria su cui si è eseguita la simulazione è una cella LiFePO4 fornita dalla Midac di capacità 100 Ah. La dimensione della cella è 160 x 119 x 49,91 mm. Essa è parte di un pacco di 16 celle in serie con BMS incorporato.

I dati del modello reale sono il frutto di una caratterizzazione eseguita dalla Midac. Come prerequisito della simulazione è necessario assegnare i corretti valori ai componenti del modello 3RC.

Per validare il modello 3RC della cella è stato innanzitutto eseguito un confronto tra la cella reale e il modello applicando a entrambi lo stesso profilo di corrente mostrato nella

figura 53. Si tratta di impulsi positivi e negativi che nell'esempio della figura portano a scaricare la cella.

Al fine di modellizzare la cella è stata eseguita una ottimizzazione dei parametri sulla base dei valori di tensione in funzione della corrente forniti dalla Midac.

Si sono messe a confronto tali tensioni della cella reale con quelle della cella simulata in funzione della corrente.

Per ogni simulazione viene inoltre riportato l'errore del SOC che viene ottenuto dalla differenza con le misure.

In questa sezione vengono riportate diverse simulazioni della stima del SOC con filtro di Kalman

La simulazione si propone di verificare se, partendo da uno stato di carica iniziale del 50% la stima del SOC riesce a convergere comunque verso lo stato di carica che si avrebbe partendo da un valore dell'80%. Si vuole in sostanza dimostrare la robustezza dell'algoritmo rispetto alla condizione iniziale.

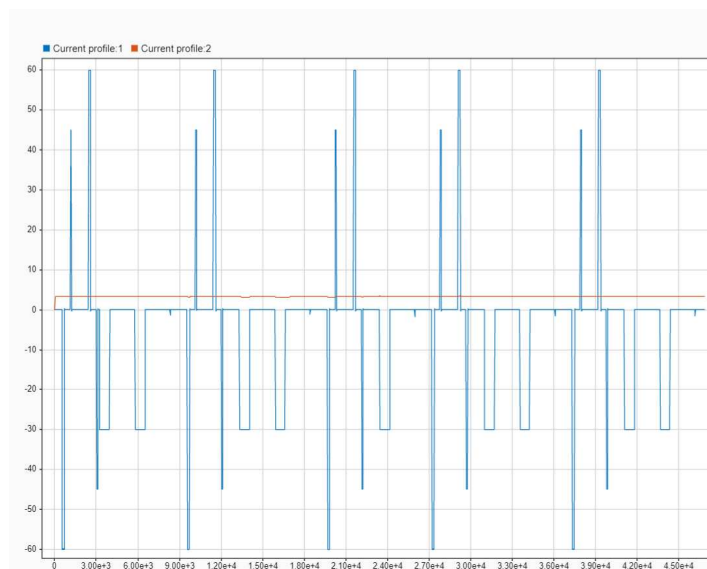


Figure 53: Profilo di corrente utilizzato nella simulazione

4.4.1 Simulazione 1 e 2

Le figure che seguono mostrano il risultato della prima simulazione Matlab e Simulink. La simulazione utilizza le lookup tables iniziali fornite dalla Midac. Queste lookup tables costituiscono la struttura parametrica dello Jacobiano nel filtro di Kalman. Sarà a partire da questi valori che si effettueranno le modifiche per trovare i parametri ideali del filtro definitivo.

PARAMETRI DELLA CELLA - SIMULAZIONE 1-2										
SOC	0,00000	0,11000	0,22266	0,33266	0,44532	0,55532	0,66799	0,77799	0,89001	1,00000
V0	3,20144	3,23326	3,26906	3,28771	3,28966	3,29345	3,31035	3,32804	3,32897	3,58720
R0	0,00172	0,00126	0,00103	0,00109	0,00112	0,00095	0,00103	0,00114	0,00057	0,00202
R1	0,00029	0,00028	0,00028	0,00029	0,00028	0,00028	0,00028	0,00028	0,00028	0,00504
R2	0,00063	0,00046	0,00047	0,00046	0,00045	0,00036	0,00044	0,00049	0,00039	0,00284
R3	0,00049	0,00044	0,00058	0,00091	0,00039	0,00042	0,00120	0,00024	0,00064	0,00013
TAU1	6,16990	5,58990	5,59939	5,60463	5,64801	5,69641	5,69829	5,70529	5,78434	6,32660
TAU2	61,48569	55,62040	59,46909	67,74744	68,29225	61,70520	78,66470	72,30010	41,80028	39,69895
TAU3	457,02690	455,31124	535,65611	470,42235	519,58333	676,21444	566,44767	648,88444	1238,84817	1206,00213

Table 14: Parametri simulazione 1 e 2

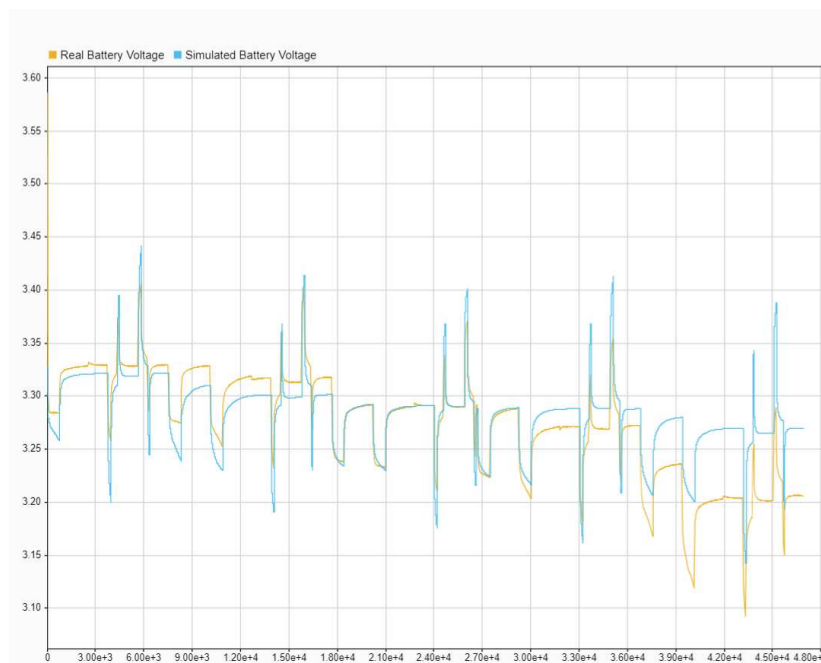


Figure 54: Confronto tra la tensione stimata e la tensione misurata per il profilo di corrente 3RC, simulazione 1 e 2

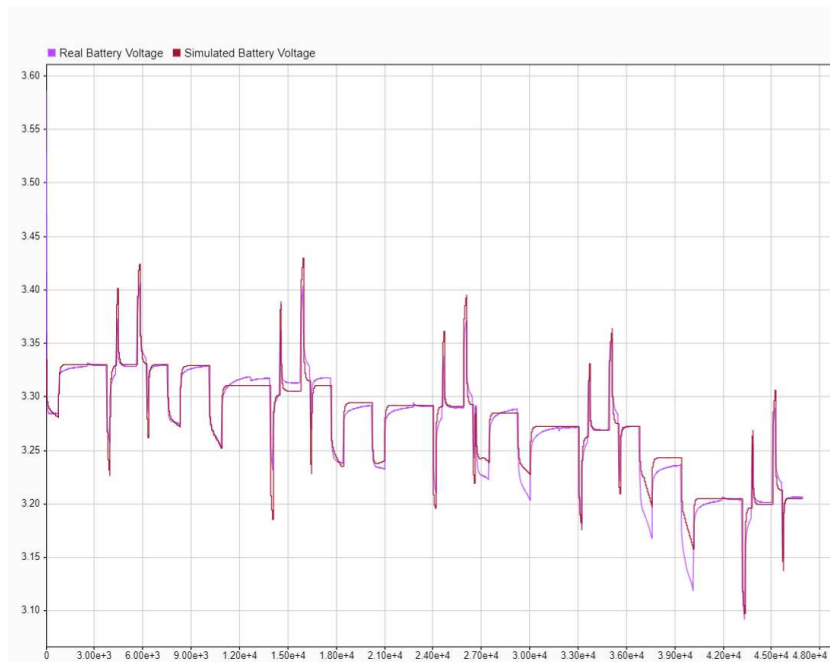


Figure 55: Confronto tra la tensione stimata e la tensione misurata per il profilo di corrente modello 2RC, simulazione 1 e 2

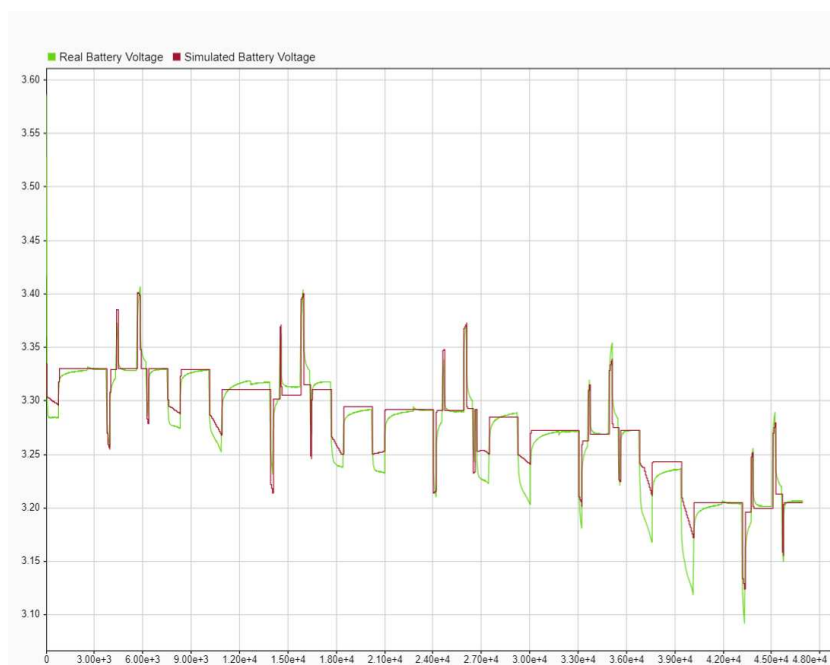


Figure 56: Confronto tra la tensione stimata e la tensione misurata per il profilo di corrente modello RC, simulazione 1 e 2

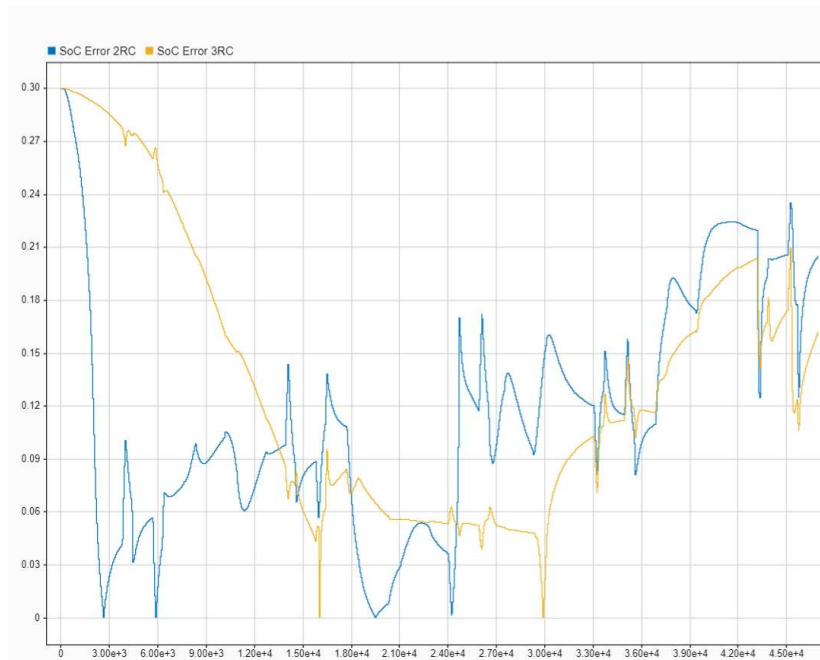


Figure 57: SOC error per modello 2RC e 3RC, simulazione 1

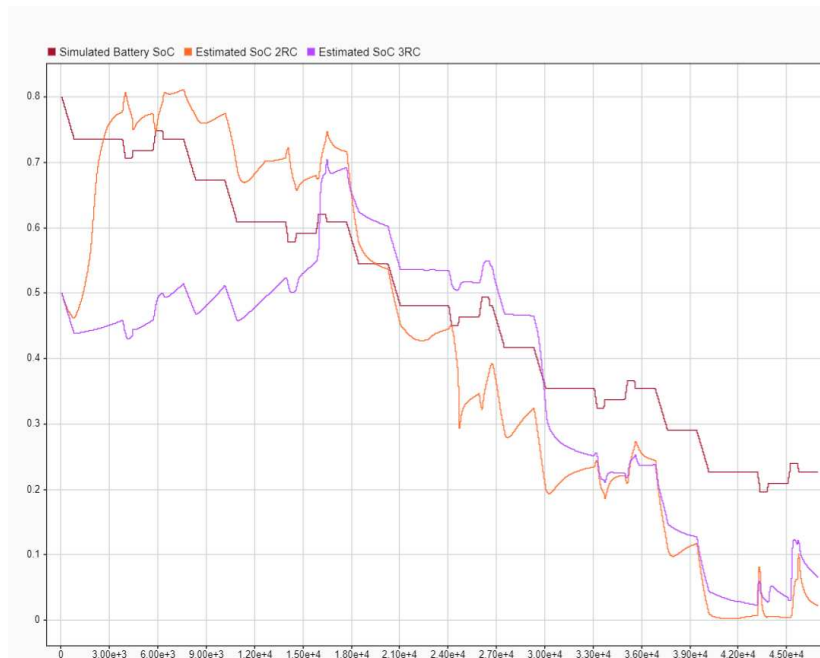


Figure 58: SOC modello 2RC e 3RC, simulazione 1

Nella simulazione 2 viene fatta una prima ottimizzazione dei parametri. I risultati, anche se non soddisfacenti, non tendono più a divergere.

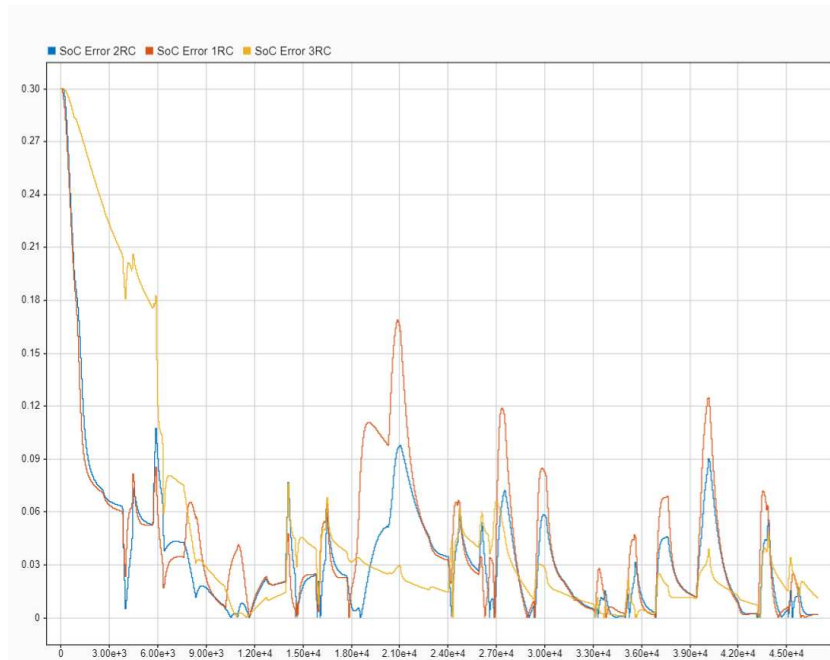


Figure 59: SOC error per modello RC, 2RC e 3RC, simulazione 2

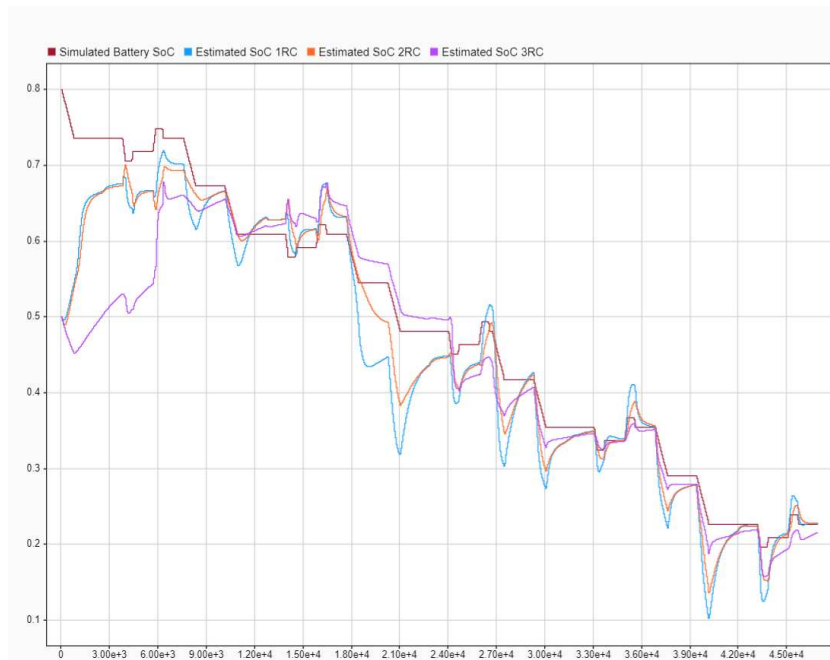


Figure 60: SOC modello RC, 2RC e 3RC, simulazione 2

4.4.2 Simulazione 3 e 4

Le simulazioni successive si riferiscono ad ulteriori ottimizzazioni sui parametri R0, R1, R2 e R3. Per aiutare la convergenza sono stati aggiunti valori interpolati per SOC, tensione, resistenze e le costanti di tempo associate.

Il primo grafico mostra il confronto tra gli errori del SOC utilizzando i tre tipi di filtro (RC, 2RC e 3RC) sul modello 3RC di Midac. Dalla figura si può notare come i modelli RC e 2RC abbiano una veloce diminuzione dell'errore rispetto al modello 3RC. Tuttavia l'errore rimane instabile e relativamente alto mentre per il modello 3RC si stabilizza verso un valore molto basso.

PARAMETRI DELLA CELLA - SIMULAZIONI 3-4										
SOC	0,00000	0,11000	0,22266	0,33266	0,44532	0,55532	0,66799	0,77799	0,89001	1,00000
V0	3,00144	3,17326	3,20301	3,26771	3,29066	3,29445	3,32875	3,33084	3,34897	3,58720
R0	0,00152	0,00116	0,00083	0,00070	0,00089	0,00093	0,00070	0,00062	0,00080	0,00202
R1	0,00029	0,00028	0,00030	0,00032	0,00033	0,00056	0,00070	0,00038	0,00028	0,00504
R2	0,00063	0,00046	0,00047	0,00046	0,00035	0,00050	0,00054	0,00049	0,00039	0,00284
R3	0,00049	0,00044	0,00058	0,00091	0,00029	0,00052	0,00060	0,00034	0,00034	0,00013
TAU1	6,16990	5,58990	5,59939	5,60463	5,04801	5,09641	5,69829	6,00529	5,78434	6,32660
TAU2	61,48569	55,62040	59,46909	67,74744	68,29225	61,70520	78,66470	72,30010	41,80028	39,69895
TAU3	457,02690	455,31124	535,65611	470,42235	519,58333	676,21444	566,44767	648,88444	1238,84817	1206,00213

Table 15: Parametri simulazione 3 e 4

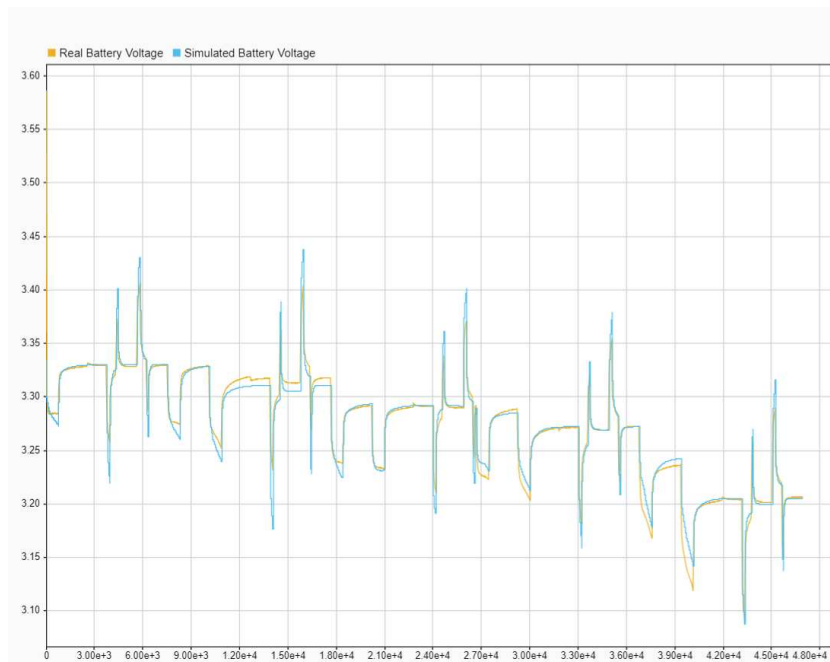


Figure 61: Confronto tra la tensione stimata e la tensione misurata per il profilo di corrente modello 3RC, simulazione 3 e 4

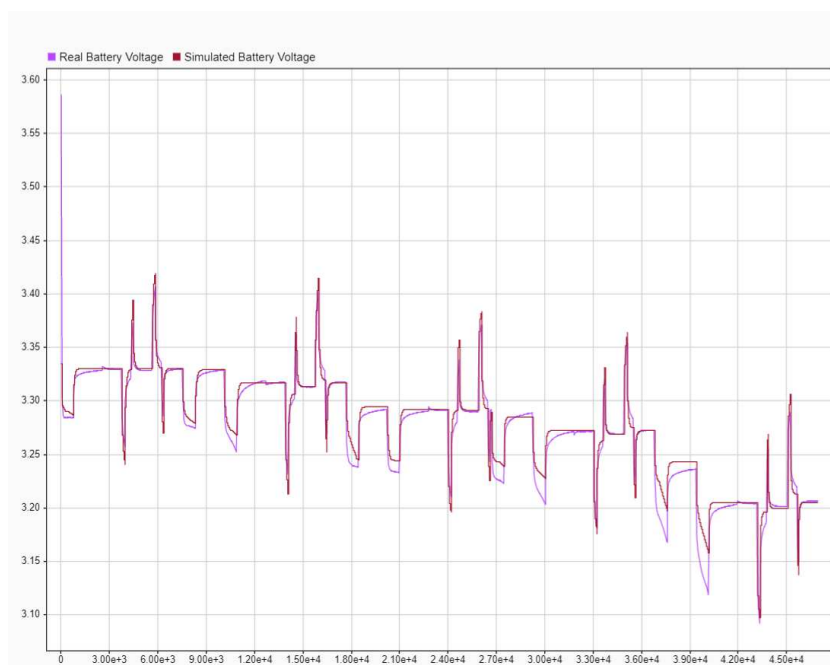


Figure 62: Confronto tra la tensione stimata e la tensione misurata per il profilo di corrente modello 2RC, simulazione 3 e 4

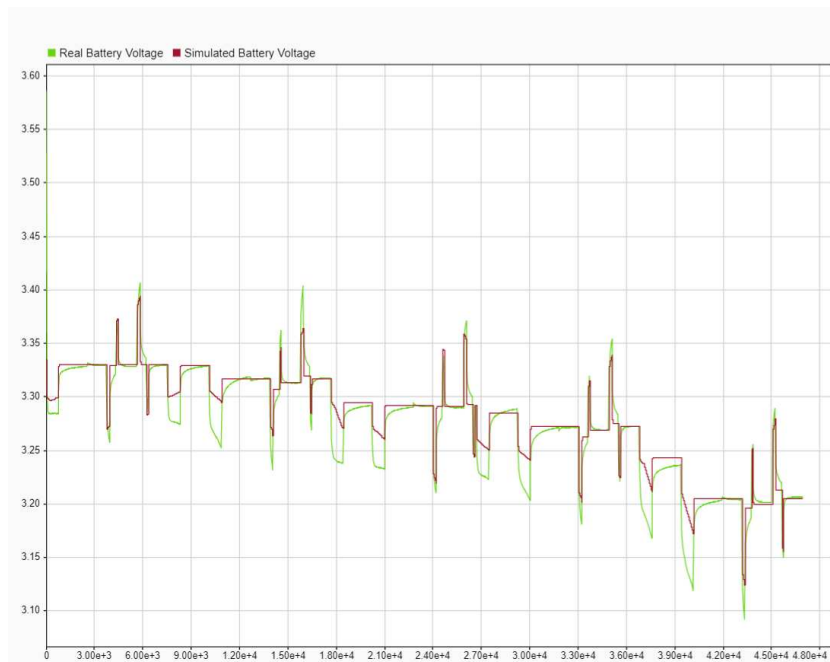


Figure 63: Confronto tra la tensione stimata e la tensione misurata per il profilo di corrente modello RC, simulazione 3 e 4

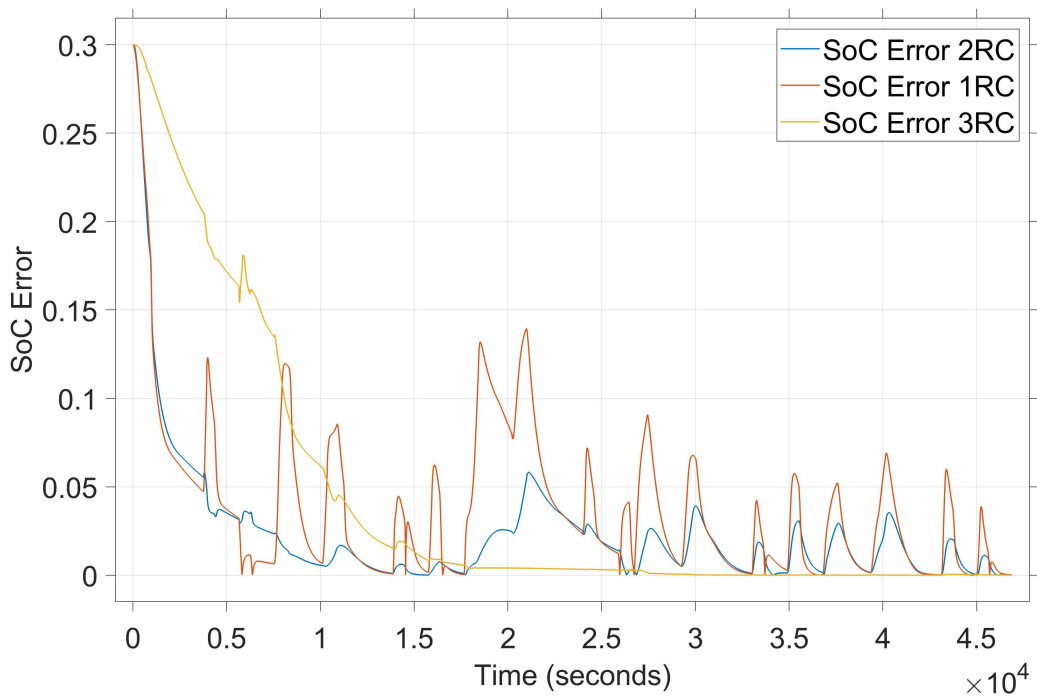


Figure 64: SOC error per i modelli RC, 2RC e 3RC simulazione 3

Il grafico successivo riporta il valore stimato del SOC nei tre casi rispetto al valore di riferimento simulato. Il modello 3RC fornisce i risultati migliori. La figura mostra in maniera più chiara come la stima dello stato di carica effettuata a partire da stati iniziali non ben definiti converga comunque al valore vero. Kalman è collegato con tensione simulata dalla batteria Simulink.

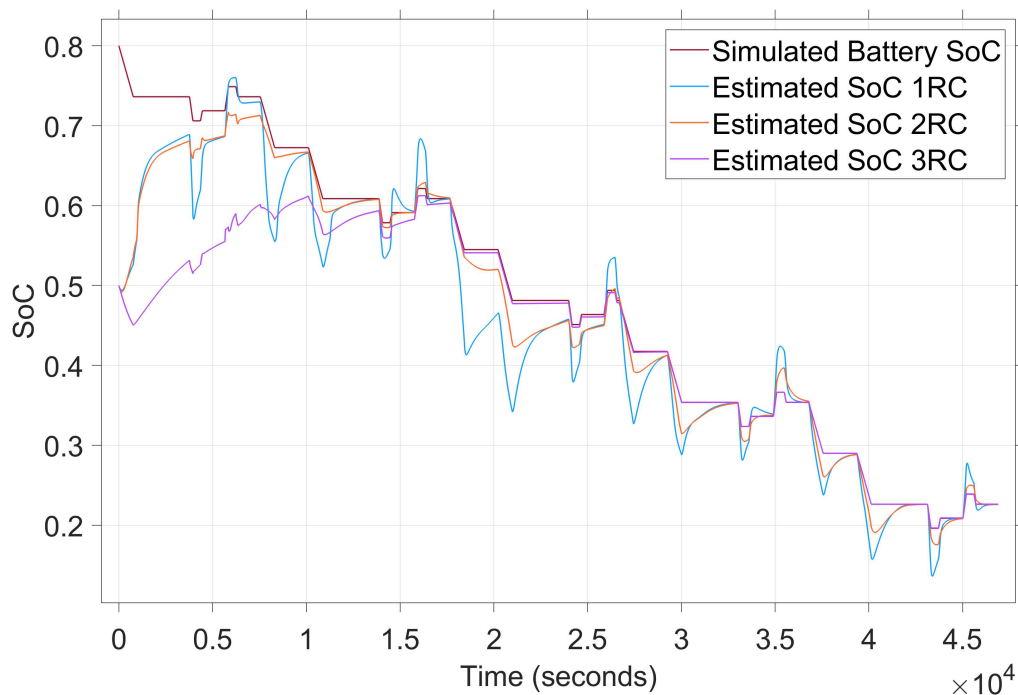


Figure 65: SOC dei modelli RC, 2RC e 3RC simulazione 3

Sono state eseguite diverse simulazioni con scelte differenti di parametri del filtro di Kalman al fine di ottenere proprietà di convergenza migliori e paragonare le prestazioni dei tre filtri. I risultati delle varie prove, quelli più soddisfacenti, sono riportati nelle figure seguenti.

Nella simulazione 4 Kalman è collegato con tensione reale e il profilo di corrente ottimizzato.

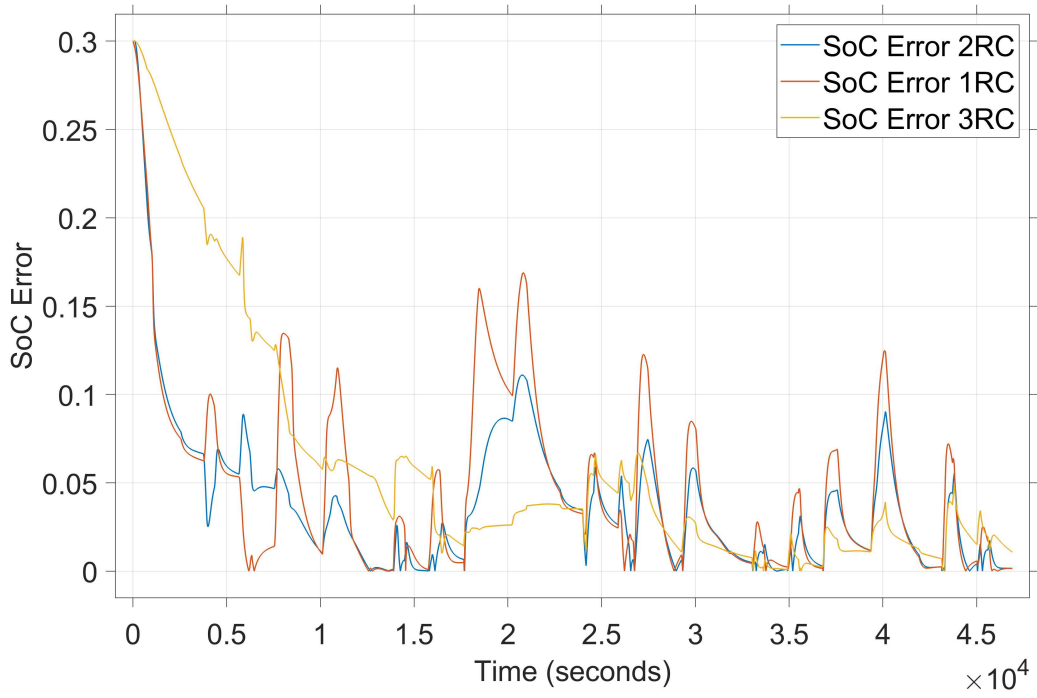


Figure 66: SOC per i modelli RC, 2RC e 3RC simulazione 4

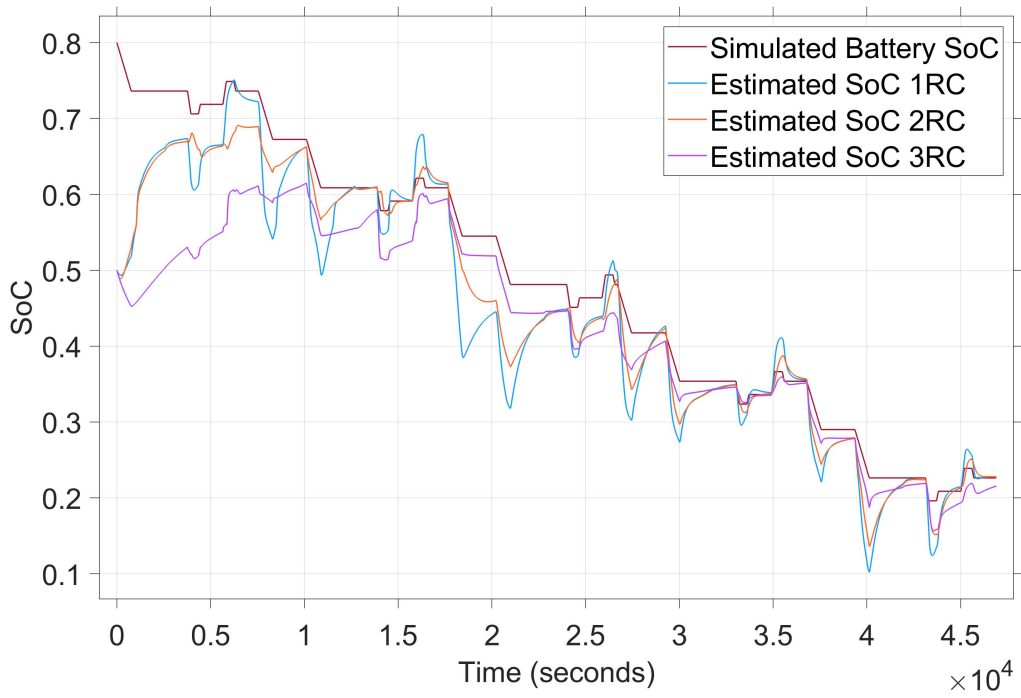


Figure 67: SOC dei modelli RC, 2RC e 3RC simulazione 4

4.4.3 Simulazioni 5, 6 e 7

Nella simulazione 5 invece Kalman è collegato con tensione simulata dalla batteria Simulink e per ogni filtro la curva open circuit voltage, OCV, è stata adattata.

PARAMETRI DELLA CELLA - SIMULAZIONI 5-7												
SOC	0,00000	0,11000	0,22266	0,33266	0,44532	0,55532	0,59120	0,60874	0,66799	0,77799	0,89001	1,000
V0	3,00144	3,17326	3,20301	3,26771	3,29066	3,29445	3,31302	3,31662	3,32875	3,33084	3,34897	3,587
R0	0,00152	0,00116	0,00083	0,00070	0,00089	0,00036	0,00036	0,00036	0,00070	0,00111	0,00111	0,00005
R1	0,00029	0,00028	0,00030	0,00032	0,00033	0,00037	0,00037	0,00037	0,00010	0,00005	0,00005	0,00022
R2	0,00063	0,00046	0,00047	0,00046	0,00035	0,00089	0,00089	0,00089	0,00094	0,00020	0,00020	0,00284
R3	0,00049	0,00044	0,00058	0,00091	0,00029	0,00032	0,00032	0,00032	0,00010	0,00000	0,00000	0,00013
TAU1	6,16990	5,58990	5,59939	5,60463	5,04801	5,09641	5,09641	5,09641	5,69829	6,00529	5,78434	6,327
TAU2	61,48569	55,62040	59,46909	67,74744	68,29225	61,70520	61,70520	61,70520	78,66470	72,30010	41,80028	39,699
TAU3	457,02690	455,31124	535,65611	470,42235	519,58333	676,21444	676,21444	676,21444	566,44767	648,88444	1238,84817	1.206,002

Table 16: Parametri simulazione 5-7

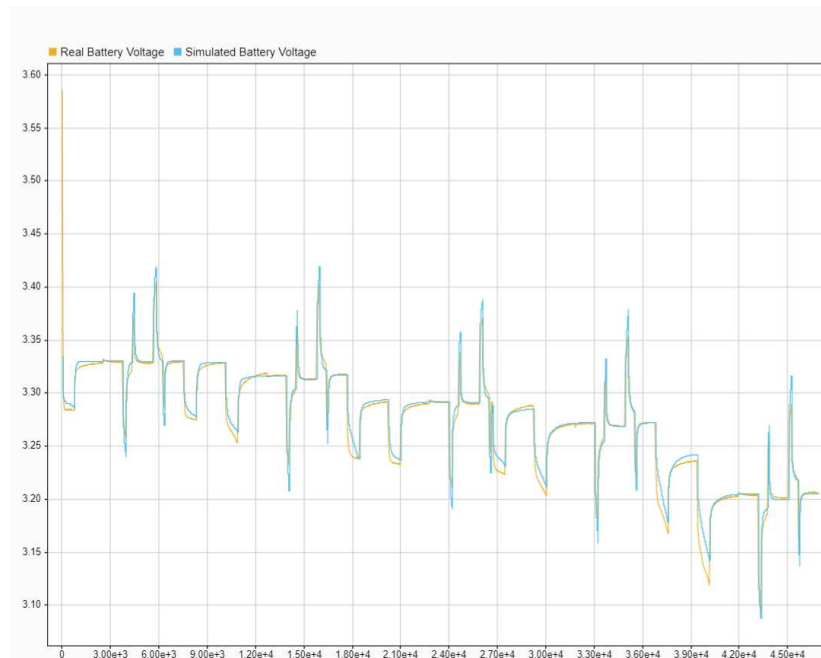


Figure 68: Confronto tra la tensione stimata e la tensione misurata per il profilo di corrente modello 3RC, simulazione 5-7

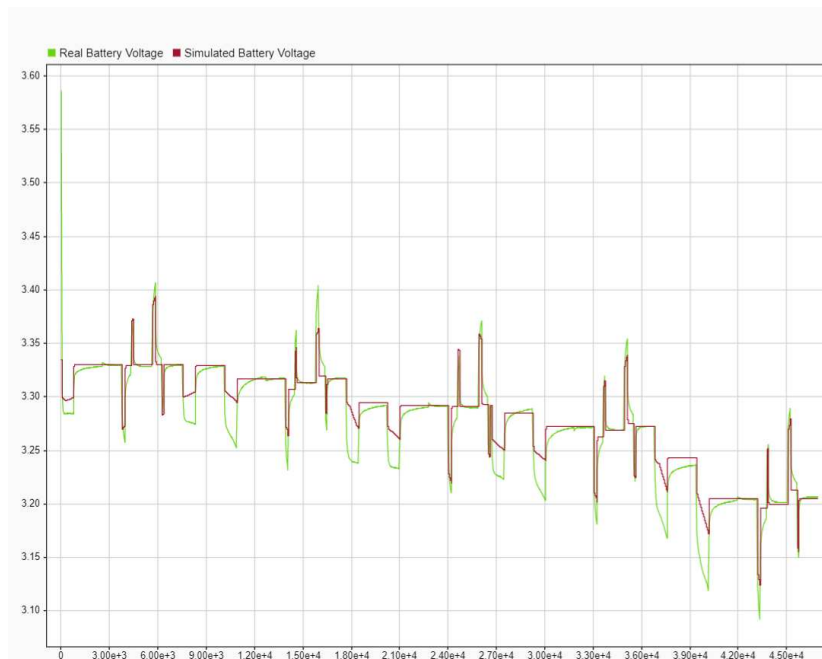


Figure 69: Confronto tra la tensione stimata e la tensione misurata per il profilo di corrente modello 2RC, simulazione 5-7

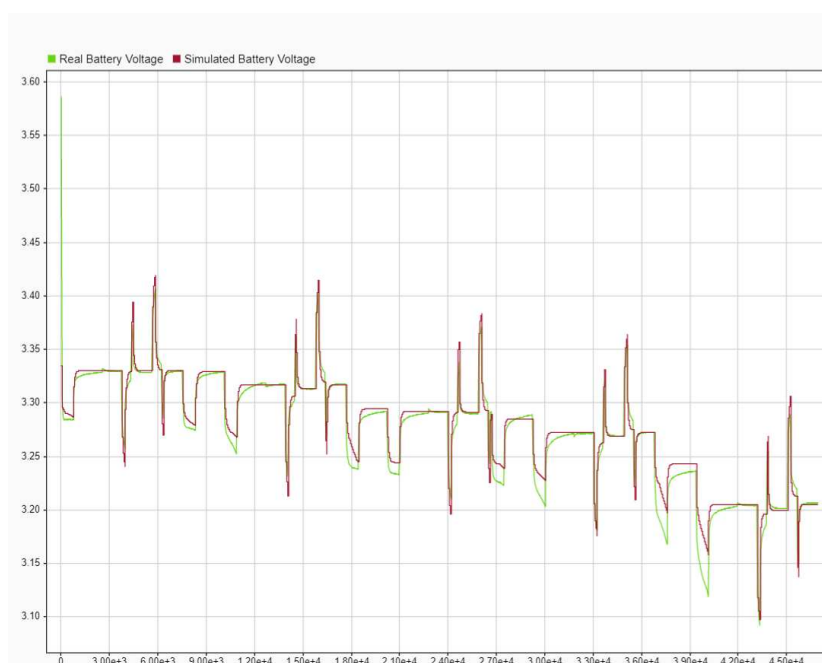


Figure 70: Confronto tra la tensione stimata e la tensione misurata per il profilo di corrente modello RC, simulazione 5-7

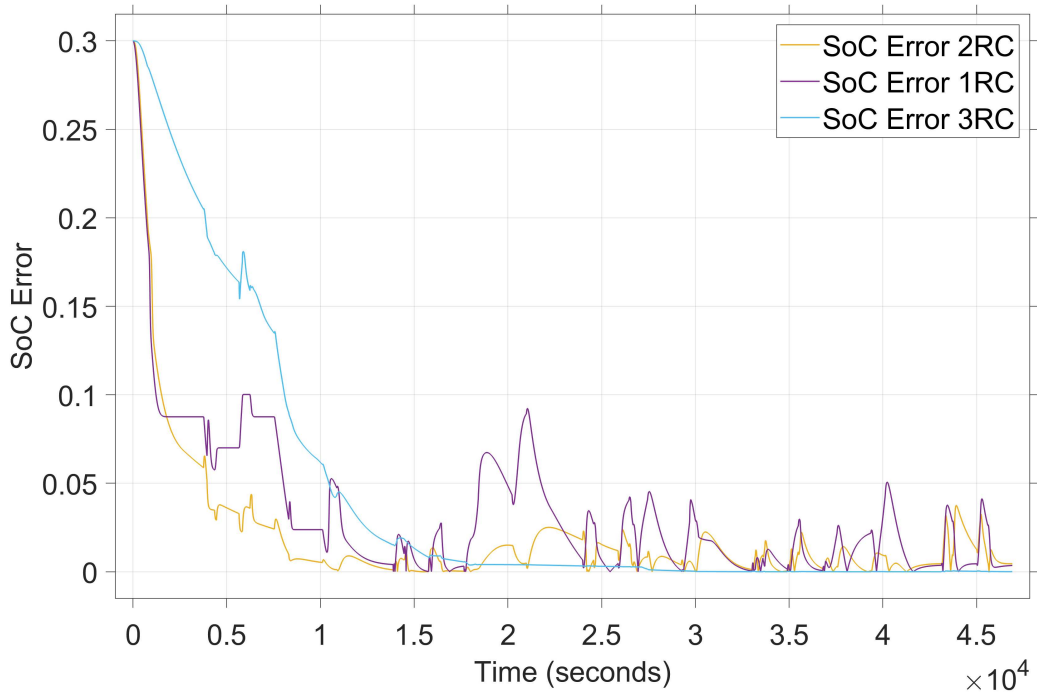


Figure 71: SOC per i modelli RC, 2RC e 3RC simulazione 5

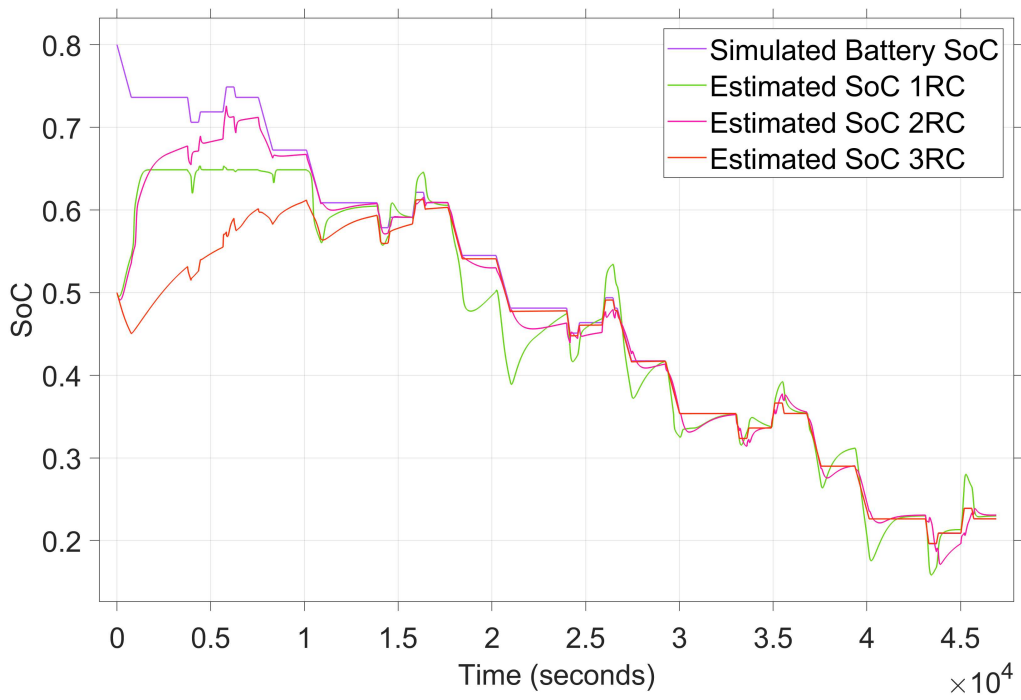


Figure 72: SOC dei modelli RC, 2RC e 3RC simulazione 5

Nella simulazione 6 come nella 5 vengono utilizzate le curve OCV adattate ma Kalman è collegato con tensione reale.

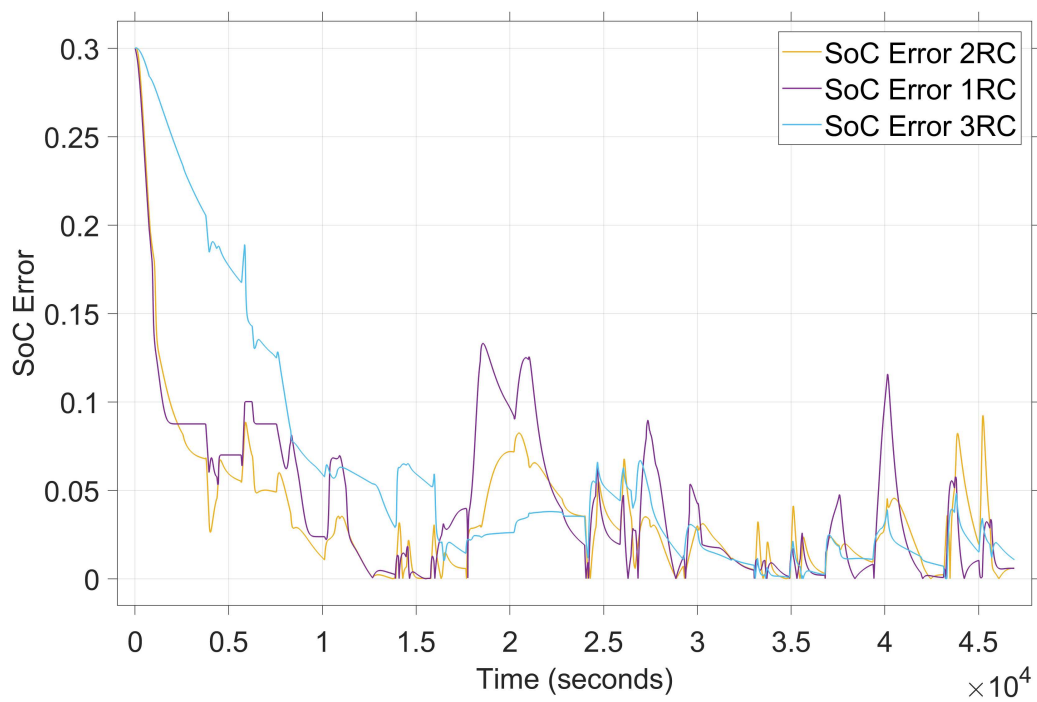


Figure 73: SOC per i modelli RC, 2RC e 3RC simulazione 6

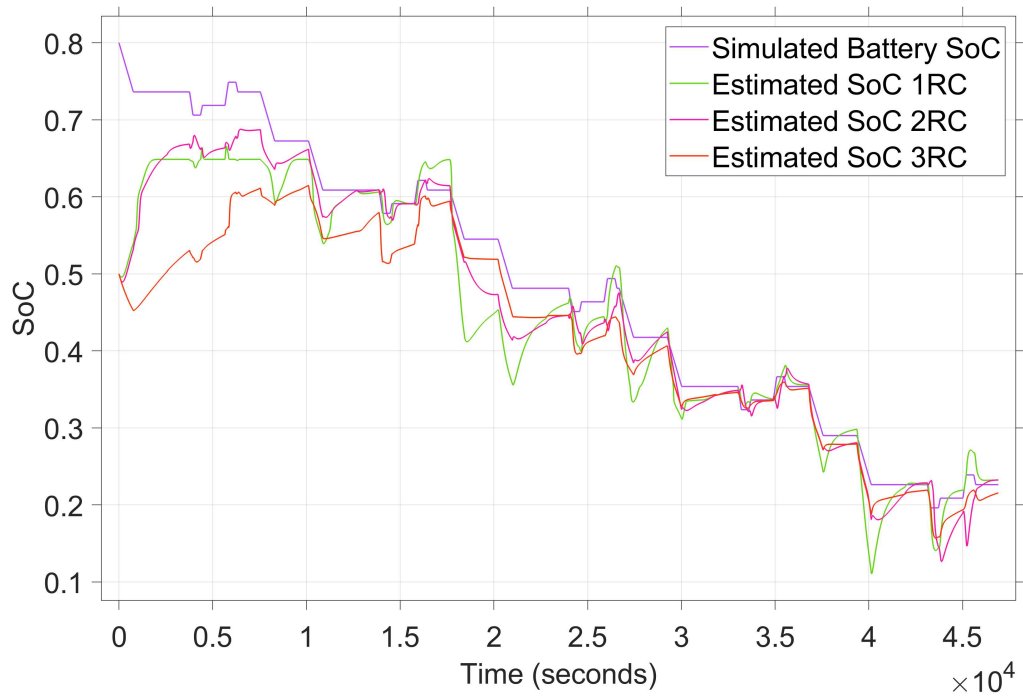


Figure 74: SOC dei modelli RC, 2RC e 3RC simulazione 6

E infine la simulazione 7 ha le stesse caratteristiche della simulazione 6 eccetto che il SOC iniziale per Kalman è lo stesso che per la batteria simulata.

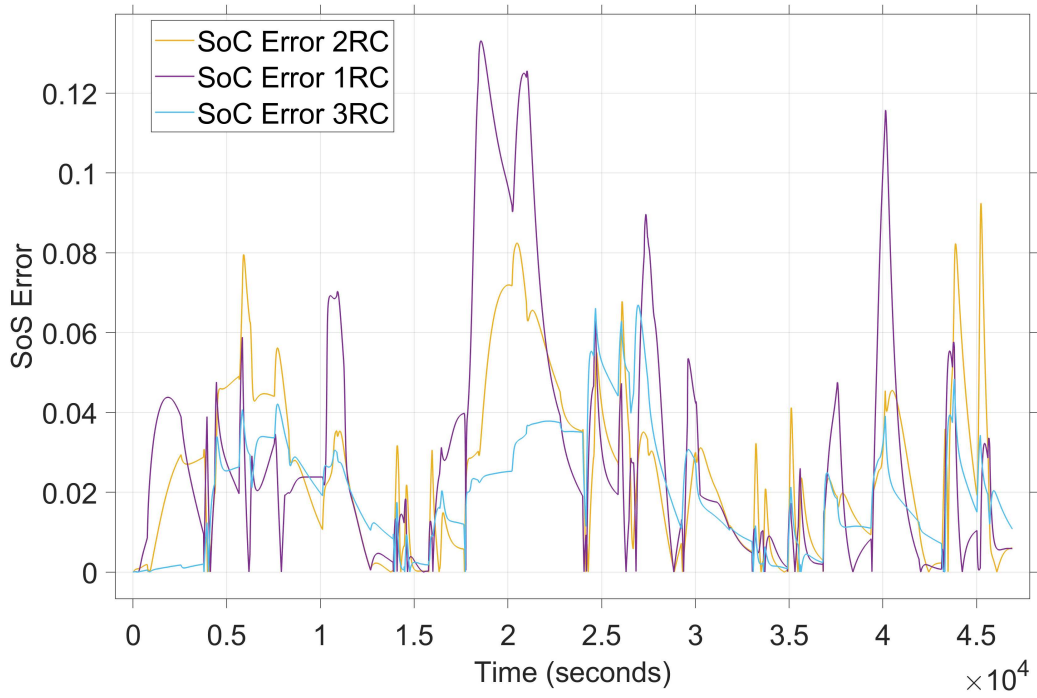


Figure 75: SOC per i modelli RC, 2RC e 3RC simulazione 7

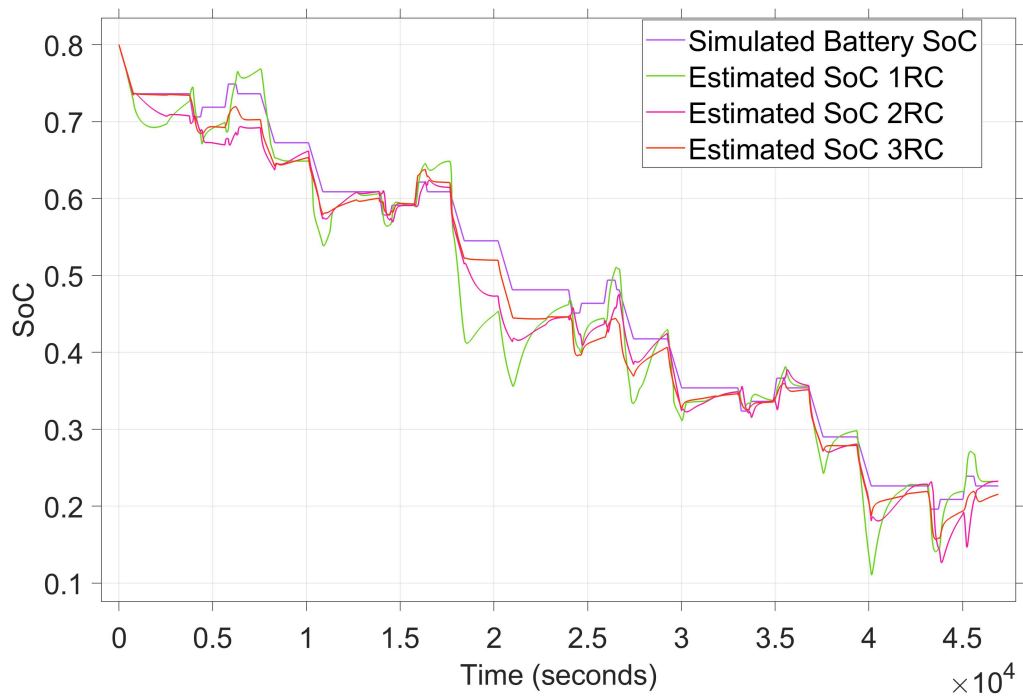


Figure 76: SOC dei modelli RC, 2RC e 3RC simulazione 7

Dalle simulazioni si determina che il filtro con le migliori prestazioni è sempre il filtro 3RC che si assesta su valori più stabili con errore minore rispetto alle versioni 1RC e 2RC.

4.5 Simulazione pacco batteria per accumulo energia fotovoltaica

I risultati delle simulazioni precedenti hanno validato l'approccio della stima del SOC con filtro di Kalman Esteso.

Si è ora voluto simulare l'intero pacco batterie e confrontare i risultati rispetto ad un dataset proveniente dal log di un impianto fotovoltaico esistente.

Il BMS del pacco batterie è infatti in grado di fornire ogni minuto, tra le altre cose, i risultati della misura dei seguenti parametri:

- tensione totale del pacco batterie;
- tensione minima della cella meno carica;
- tensione massima della cella più carica;
- tensione media delle celle;
- corrente entrante (durante la carica) e uscente (durante la scarica);
- temperatura;
- SOC stimato con il tradizionale Coulomb Counting;
- SOH;

I dati sperimentali si riferiscono ad un intero anno di misura e possono essere considerati accurati per sviluppare il modello della batteria.

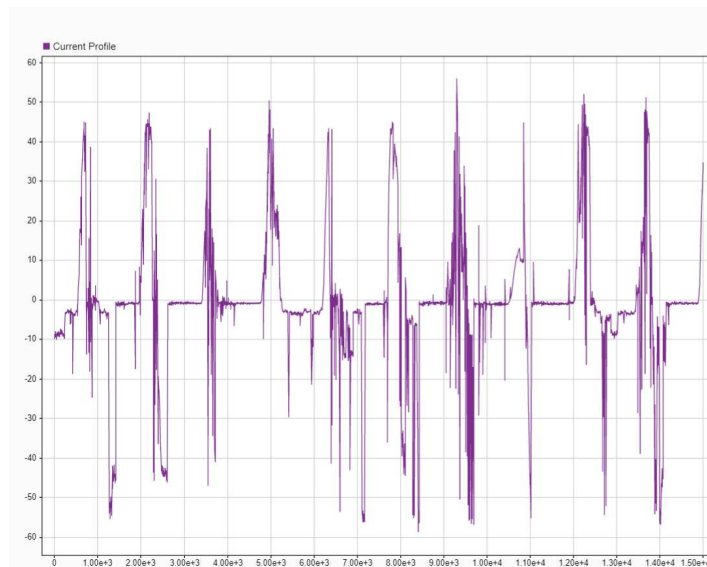


Figure 77: Profilo di corrente dell'impianto fotovoltaico

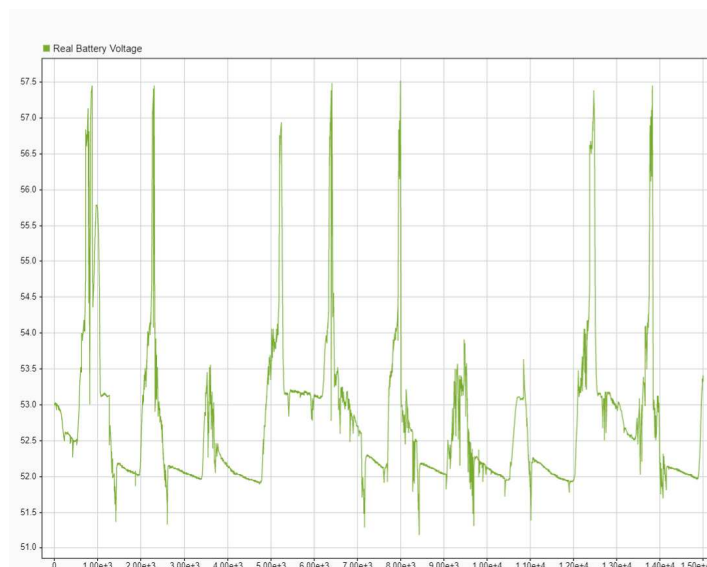


Figure 78: Profilo di tensione dell'impianto fotovoltaico

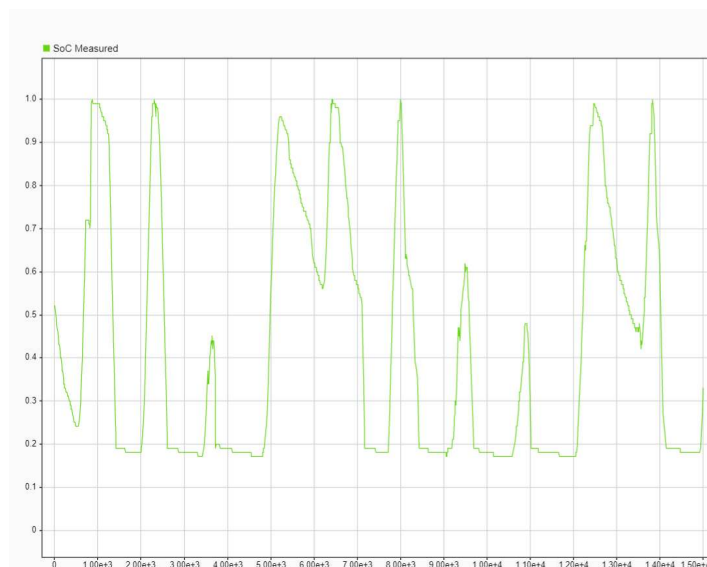


Figure 79: State of charge, SOC, dell'impianto fotovoltaico

Scopo della simulazione è quindi riprodurre l'andamento dei dati sperimentali con il nuovo modello. In particolare, come nelle simulazioni precedenti, si vuole dimostrare che partendo da uno stato di carica iniziale non noto il sistema converge verso il SOC effettivo.

La simulazione mostra nelle due figure seguenti, rispettivamente, l'andamento della tensione del modello rispetto ai valori misurati e l'andamento del SOC, calcolato con il coulomb counting, rispetto al valore misurato.

PARAMETRI DI CARATTERIZZAZIONE DELL'IMPIANTO FOTOVOLTAICO																	
SOC	0,00000	0,18870	0,27130	0,32196	0,43484	0,52867	0,58026	0,64436	0,72821	0,80801	0,82121	0,82392	0,84139	0,86500	0,95851	0,96214	1,00000
V0	52,04000	52,07000	52,00000	53,10000	52,00000	53,71000	530084,00000	52,67000	53,11000	53,97000	57,39000	53,10000	53,14000	57,23000	57,52000	53,16733	57,39530
R0	0,02433	0,01853	0,01322	0,00122	0,00425	0,00076	0,00576	0,00576	0,01119	0,01769	0,01769	0,01769	0,01769	0,01769	0,00177	0,00177	0,00010
R1	0,00467	0,00451	0,00479	0,00509	0,00532	0,00587	0,00587	0,00587	0,00153	0,00080	0,00080	0,00080	0,00080	0,00080	0,00008	0,00008	0,00035
R2	0,01003	0,00737	0,00759	0,00738	0,00564	0,01429	0,01429	0,01429	0,01511	0,00320	0,00320	0,00320	0,00320	0,00320	0,00320	0,00320	0,04546
R3	0,00787	0,00709	0,00924	0,01460	0,00466	0,00520	0,00520	0,00520	0,00156	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00202
TAU1	6,16990	5,58990	5,59939	5,60463	5,04801	5,09641	5,09641	5,09641	5,69829	6,00529	6,00529	6,00529	6,00529	6,00529	5,78434	5,78434	6,32660
TAU2	61,48569	55,62040	59,46909	67,74744	68,29225	61,70520	61,70520	61,70520	78,66470	72,30010	72,30010	72,30010	72,30010	72,30010	41,80028	41,80028	39,69895
TAU3	457,02690	455,31124	535,65611	470,42235	519,58333	676,21444	676,21444	676,21444	566,44767	648,88444	648,88444	648,88444	648,88444	648,88444	1238,84817	1238,84817	1206,00213

Table 17: Parametri simulazione fotovoltaico

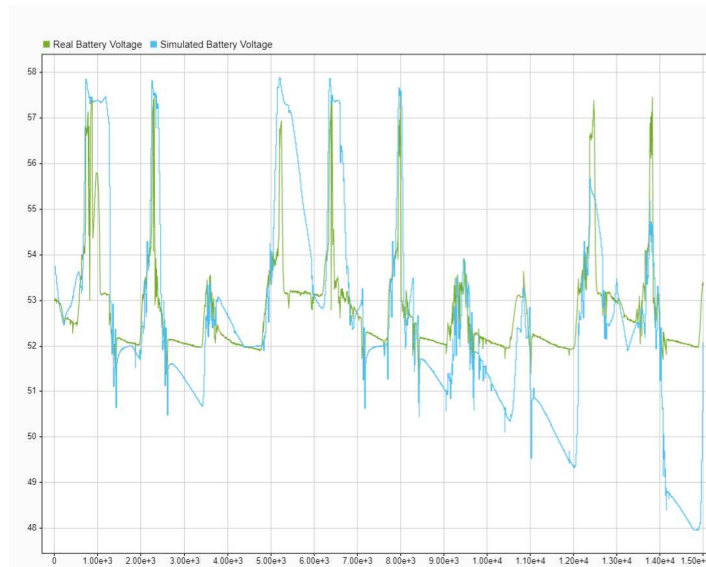


Figure 80: Tensione misurata vs tensione simulata

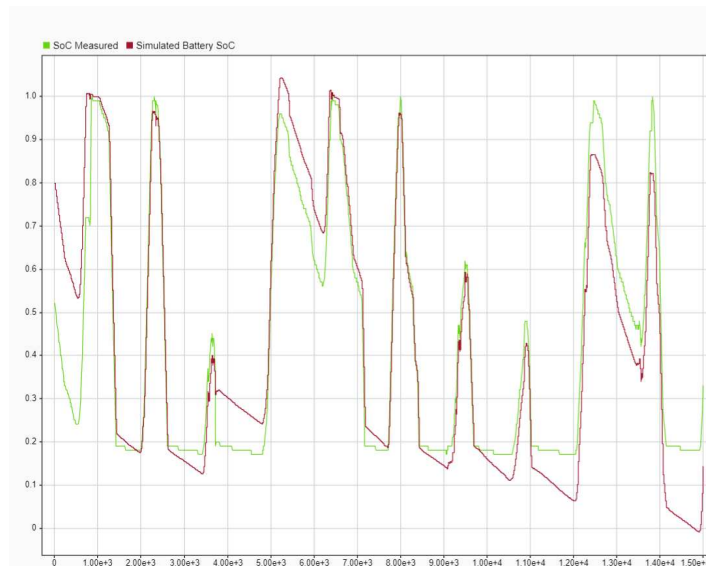


Figure 81: SOC modello vs SOC stimato

Le figure seguenti mostrano il raffronto tra la stessa simulazione effettuata con i tre modelli di filtro di Kalman.

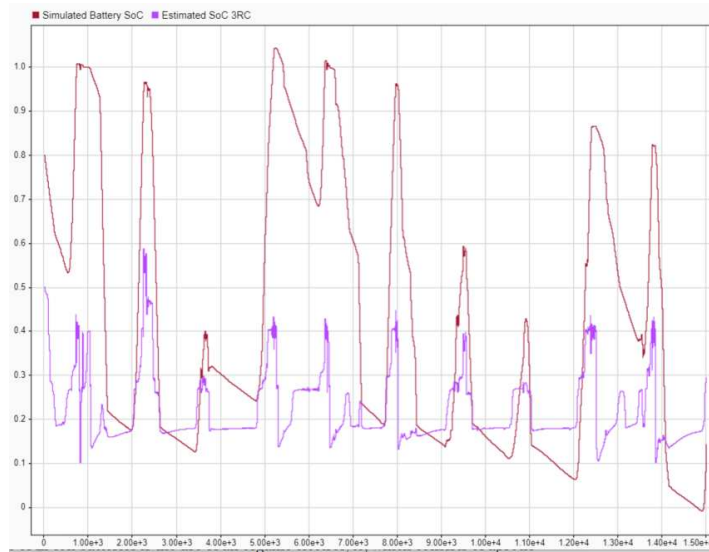


Figure 82: SOC filtro di Kalman 3RC

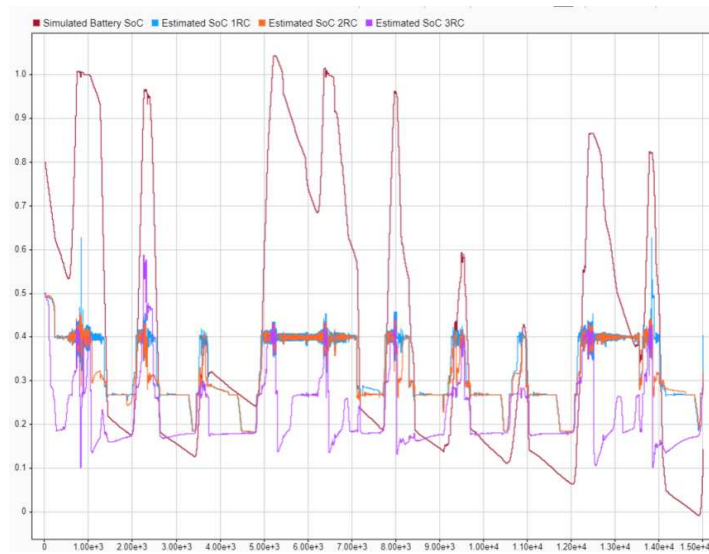


Figure 83: SOC filtro di Kalman 3RC, 2RC e RC

5 Conclusioni

Il lavoro di tesi, svolto in azienda presso i laboratori Midac di Civitanova Marche, è stato incentrato sulle tecniche per la stima dello stato di carica di un pacco batterie al litio. La necessità di stimare lo stato di carica è legata al prolungamento del tempo di vita e dell'efficienza della batteria stessa, oggetto cruciale in applicazioni quali accumulo di energia fotovoltaica o trazione automobilistica. La stima dello stato di carica viene effettuata tramite l'algoritmo di Coulomb Counting, il quale presenta alcune criticità. Nel presente lavoro si è cercato di affrontare le problematiche connesse alla misurazione della corrente al fine di minimizzare l'errore di misura, e quelle legate all'accumulo di errori nel conteggio della carica immagazzinata.

Una prima parte del lavoro si è svolta nello studio e caratterizzazione del sensore di corrente. Si è verificato che la scelta più appropriata per la misurazione di corrente ai fini della stima dello stato di carica è quella del sensore resistivo che offre minore offset rispetto al sensore magnetico pur avendo lo svantaggio di dissipare una certa potenza. L'altro aspetto del lavoro si è incentrato sull'utilizzo del filtro di Kalman nel calcolo della carica immagazzinata. Il filtro offre vantaggi in quanto permette di convergere a un valore affidabile sulla misura del SOC anche partendo da stati iniziali non noti.

Sono state eseguite numerose simulazioni in laboratorio per analizzare e confrontare le prestazioni di sensore di corrente magnetici e resistivi fino ad arrivare alla caratterizzazione del prototipo del sensore che verrà presumibilmente utilizzato nei nuovi prodotti Midac.

Al tempo stesso sono state eseguite simulazioni Matlab/Simulink su modelli matematici della batteria uniti a filtro di Kalman per verificare la convergenza dell'algoritmo verso il valore vero (misurato in laboratorio) dello stato di carica.

I risultati di queste simulazioni sono stati utili per selezionare gli algoritmi che verranno implementati nella logica del BMS utilizzato nel pacco batterie Midac.

A Appendice

A.1 Scheda tecnica Hass 50



Current Transducer HASS 50 ... 600-S

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed..., with galvanic separation between the primary circuit and the secondary circuit.



All data are given with $R_L = 10\text{ k}\Omega$

$$I_{PN} = 50 \dots 600\text{ A}$$



Electrical data

Primary nominal RMS current I_{PN} (A)	Primary current measuring range I_{PM} (A)	Type
50	± 150	HASS 50-S
100	± 300	HASS 100-S
200	± 600	HASS 200-S
300	± 900	HASS 300-S
400	± 1100	HASS 400-S
500	± 1100	HASS 500-S
600	± 1100	HASS 600-S

S_{th}	External detection threshold sensitivity @ I_{PM}	0.625	V / I_{PM}
U_{out}	Analog output voltage @ I_P	$U_{out} \pm (0.625 \cdot I_P / I_{PM})$	V
U_{ref}	Reference voltage ¹⁾	Output voltage	2.5 ± 0.025
		Output impedance	typ. 200
		Load impedance	≥ 200
R_L	Load resistance	≥ 2	k Ω
R_{int}	Output internal resistance	< 5	Ω
C_L	Load capacitance ($\pm 20\%$)	$= 4.7$	nF
U_C	Supply voltage ($\pm 5\%$) ²⁾	5	V
I_C	Current consumption @ $U_C = 5\text{ V}$	19 (typ)	mA
		25 (max)	mA

Accuracy - Dynamic performance data

ϵ_{tot}	Total error ³⁾ @ I_{PM} , $T_a = 25^\circ\text{C}$	$\leq \pm 1$	%
ϵ_L	Linearity error	$0 \dots I_{PM}$	$\leq \pm 0.5$
		$0 \dots I_{PM}$	$\leq \pm 1$
TCU_{out}	Temperature coefficient of U_{out} ($U_{out} - U_{ref}$ @ $I_P = 0$)	$\leq \pm 0.1$	mV/K
TCU_{ref}	Temperature coefficient of U_{ref}	$\leq \pm 190$	ppm/K
TCI	Temperature coefficient of I	$\leq \pm 250$	ppm/K
U_{off}	Electrical offset voltage @ $I_P = 0$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	$U_{ref} \pm 0.015$	V
U_{off}	Magnetic offset voltage @ $I_P = 0$		
	after an overload of I_{PM}	$< \pm 0.4$	%
t_{d10}	Delay time to 10 % of the final output value for I_{PM} step ⁴⁾	< 3	μs
t_{d90}	Delay time to 90 % of the final output value for I_{PM} step		
	HASS 50-S	< 4	μs
	others	< 3.5	μs
U_{nRMS}	RMS noise voltage referred to primary (DC ... 20 MHz)	< 40	mVpp
Δf	Frequency bandwidth (-3 dB) ⁴⁾	DC ... 240	kHz

Features

- Hall effect measuring principle
- Galvanic separation between primary and secondary circuit
- Insulation test voltage 3300 V
- Low power consumption
- Single power supply +5 V
- Fixed offset & sensitivity
- Insulating plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Easy installation
- Small size and space saving
- Only one design for wide current ratings range
- High immunity to external interference
- Internal & external reference.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Application domain

- Industrial.

Current Transducer HASS 50 ... 600-S

General data

T_A	Ambient operating temperature	-40 ... +105 °C	
T_{Amb}	Ambient storage temperature	-40 ... +105 °C	
m	Mass	55	g
	Standard	EN 50178: 1997	

- Notes:**
- ¹⁾ It is possible to overdrive U_{in} with an external reference voltage between 0.5 - 2.65 V providing its ability to sink or source approximately 5 mA
 - ²⁾ Maximum supply voltage (not operating) < 6.5 V
 - ³⁾ Excluding offset and magnetic offset voltage
 - ⁴⁾ For a $di/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$
 - ⁵⁾ Small signal only to avoid excessive heatings of the magnetic core.

Insulation coordination

U_a	RMS voltage for AC insulation test, 50 Hz, 1 min	3.3	kV
U_i	Partial discharge RMS test voltage @ 10 pC	> 1	kV
U_{im}	Impulse withstand voltage 1.2/50 μs	6	kV
		Min	
d_{cre}	Creepage distance	> 5.5	mm
d_{cl}	Clearance distance	> 5.5	mm
CTI	Comparative Tracking Index (group I)	> 600	

Applications examples

According to EN 50178 and IEC 61010-1 standards and following conditions:

- Over voltage category OV 3
- Pollution degree PD2
- Non-uniform field

	EN 50178	IEC 61010-1
d_{cre}, d_{cl}, U_{im}	Rated insulation voltage	Nominal voltage
Basic insulation	600 V	600 V
Reinforced insulation	300 V	150 V

Safety

This transducer must be used in limited-energy secondary circuits according to IEC 61010-1.



This transducer must be used in electric/electronic equipment with respect to applicable standards and safety requirements in accordance with the manufacturer's operating instructions.



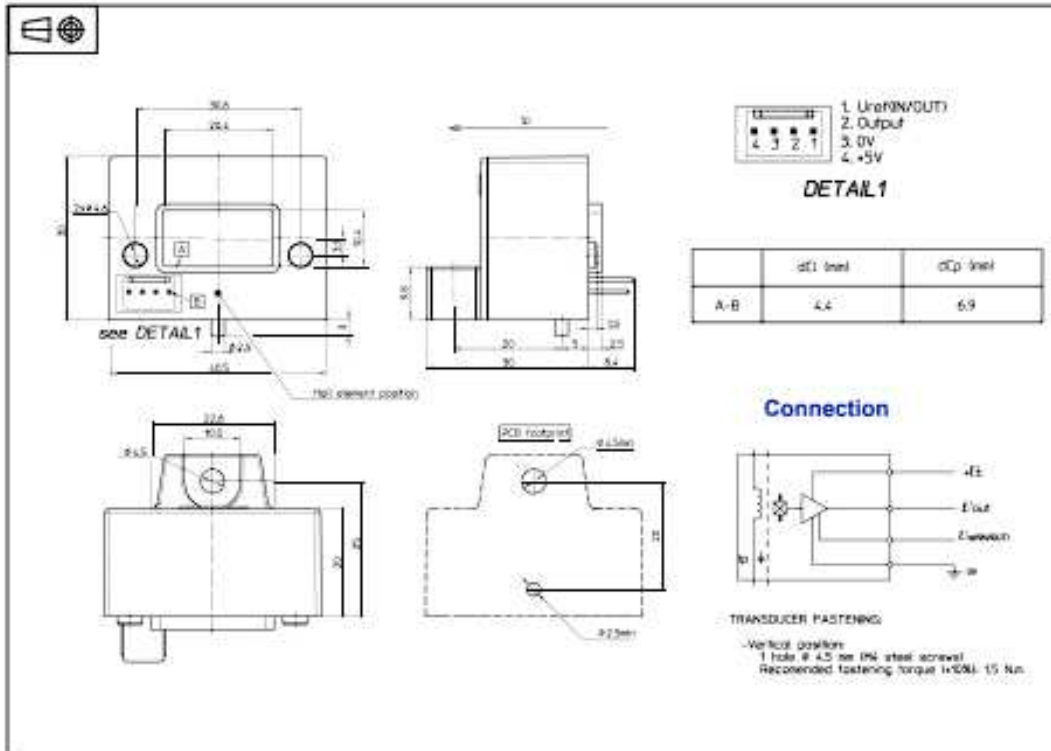
Caution, risk of electrical shock

When operating the transducer, certain parts of the module can carry hazardous voltage (eg. primary busbar, power supply). Ignoring this warning can lead to injury and/or cause serious damage.

This transducer is a build-in device, whose conducting parts must be inaccessible after installation. A protective housing or additional shield could be used.

Main supply must be able to be disconnected.

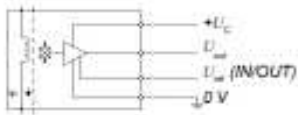
Dimensions HASS 50 ... 600-S (in mm)



Required connection circuit



Operation principle



Mechanical characteristics

- General tolerance \pm 0.5 mm
- Aperture for primary conductor 20.4 \times 10.4 \times 0.5 mm
- Transducer fastening M4
- Recommended fastening torque < 1.5 N \cdot m
- Connection of secondary Molex 5045-04A

Remarks

- i_c is positive when i_c flows in the direction of the arrow.
- Temperature of the primary conductor should not exceed 120 °C.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.
- Installation of the transducer must be done unless otherwise specified on the datasheet, according to LEM Transducer Generic Mounting Rules. Please refer to LEM document N°ANE120504 available on our Web site: <https://www.lem.com/en/file/3137/download/>.

A.2 Scheda tecnica shunt Bourns



Features

- EB welded metal strip
- Very high power
- Excellent long term stability
- Low resistance, low TCR
- Low thermal EMF
- RoHS compliant* and halogen free**
- AEC-Q200 compliant

Applications

- Current sensing
- Voltage division
- Battery management systems
- Power modules
- Frequency converters
- Industrial

Model CSS2H-3920 Series Current Sense Resistor

Electrical Characteristics

Characteristic	Model CSS2H-3920 Series	
	Part Number	Value
Resistance Range / Power Rating @ 70 °C ¹ / Power Rating @ 130 °C ¹	CSS2H-3920C-000 ³	< 0.2 mΩ / 160 A
	CSS2H-3920R-L200x	0.2 mΩ / 12 W / 5 W
	CSS2H-3920R-L300x	0.3 mΩ / 10 W / 5 W
	CSS2H-3920R-L500x	0.5 mΩ / 8 W / 5 W
	CSS2H-3920R-L700x	0.7 mΩ / 8 W / 5 W
	CSS2H-3920R-1L00x	1.0 mΩ / 8 W / 5 W
	CSS2H-3920K-2L00x	2.0 mΩ / 6 W / 4 W
	CSS2H-3920K-2L50x	2.5 mΩ / 5 W / 3.5 W
	CSS2H-3920K-3L00x	3.0 mΩ / 5 W / 3 W
Operating Temperature Range	-55 to +170 °C	
	TCR - Resistive Alloy ²	
	±50 PPM/°C (20-60 °C)	
Temperature Coefficient including Copper Terminals	CSS2H-3920R-L200x	±100 PPM/°C
	CSS2H-3920R-L300x	
	CSS2H-3920R-L500x	
	CSS2H-3920R-L700x	
	CSS2H-3920R-1L00x	
	CSS2H-3920K-2L00x	±75 PPM/°C
	CSS2H-3920K-2L50x	
	CSS2H-3920K-3L00x	
	CSS2H-3920K-4L00x ⁴	
	CSS2H-3920K-5L00x ⁴	
Inductance	Material type R: < 3 nH	
	Material type K: < 5 nH	
Resistance Tolerance	±1 %, ±5 %	

¹ Terminal temperature ² For full TCR range, refer to TCR curve
³ Tinned copper ⁴ CSS2H-3920K-4L00x and -5L00x are available upon request - contact factory

Additional Information

Click these links for more information:



How to Order

CSS 2H - 3920 R - 1L00 F

Model _____
 No. of Terminals & Style _____
 Size _____
 Material Type _____
 (See Part Number Table)
 Resistance Code (milliohms) _____
 "L" represents decimal point
 (examples: L500 = .500 milliohms;
 1L00 = 1.00 milliohms)
 Resistance Tolerance _____
 F = ±1 %
 J = ±5 %
 Packaging size _____
 Blank = Standard 13" reel
 E = Mini 7" reel

Environmental Characteristics

Characteristic	Test Condition	ΔR Max.
Thermal Shock	-55 to +150 °C / 2000 Cycles	0.50 %
Short Time Overload	5 Times Rated Power for 5 Second Duration	0.50 %
Resistance to Soldering Heat	+260 °C / 10 Seconds	0.50 %
High Temperature Exposure	+170 °C / 2000 Hours	1.00 %
Low Temperature Storage	-85 °C / 24 Hours	0.10 %
Biased Humidity Test	+85 °C, 85 % R.H., 1000 Hours	0.50 %
Moisture Resistance	10 Days with Cold Shock, No Load	0.20 %
Mechanical Shock	100 g, 6 ms half sine	0.20 %
Vibration, High Frequency	20 g, 10-2000 Hz	0.20 %
Load Life	2000 Hours, Max. Load, Terminal Temperature 130 °C	1.00 %
Solderability	J-STD-002	95 % Coverage Min.
ESD	AEC-Q200-002, 25 kV	0.25 %
Board Flex	60 Sec. Min. Holding Time	0.25 %
Moisture Sensitivity Level		Level 1

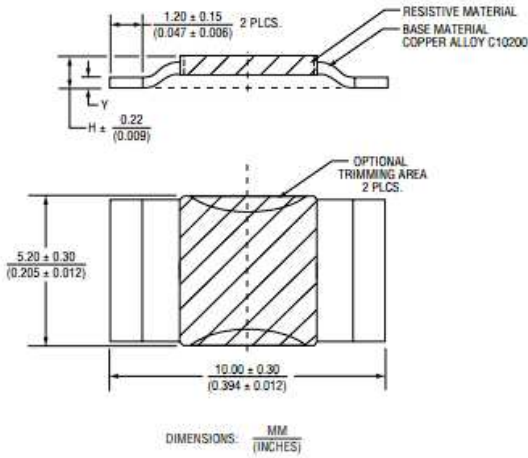


WARNING Cancer and Reproductive Harm
www.P65Warnings.ca.gov

* RoHS Directive 2015/863, Mar 31, 2015 and Annex
 ** Bourns considers a product to be "halogen free" if (a) the Bromine (Br) content is 900 ppm or less; (b) the Chlorine (Cl) content is 900 ppm or less; and (c) the total Bromine (Br) and Chlorine (Cl) content is 1500 ppm or less.

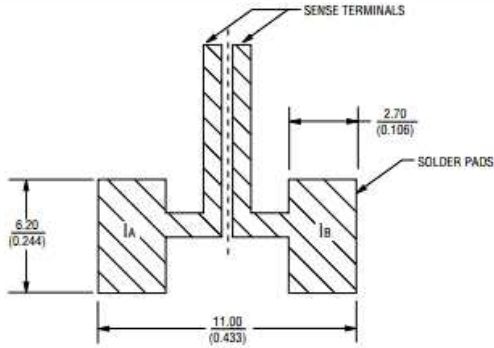
Specifications are subject to change without notice.
 Users should verify actual device performance in their specific applications.
 The products described herein and this document are subject to specific legal disclaimers as set forth on the last page of this document, and at www.bourns.com/docs/legal/disclaimer.pdf.

Product Dimensions



Part Number	Dimension H max.	Dimension Y max.	Alloy
CSS2H-3920C-000	$\frac{0.93}{(0.037)}$	$\frac{0.43}{(0.017)}$	Cu/Tin
CSS2H-3920R-L200x	$\frac{2.51}{(0.099)}$	$\frac{1.20}{(0.047)}$	Cu-Mn
CSS2H-3920R-L300x	$\frac{1.82}{(0.072)}$	$\frac{1.20}{(0.047)}$	Cu-Mn
CSS2H-3920R-L500x	$\frac{1.29}{(0.051)}$	$\frac{0.76}{(0.030)}$	Cu-Mn
CSS2H-3920R-L700x	$\frac{1.05}{(0.041)}$	$\frac{0.43}{(0.017)}$	Cu-Mn
CSS2H-3920R-1L00x	$\frac{0.93}{(0.037)}$	$\frac{0.43}{(0.017)}$	Cu-Mn
CSS2H-3920K-2L00x	$\frac{1.17}{(0.046)}$	$\frac{0.60}{(0.024)}$	Fe-Cr
CSS2H-3920K-2L50x	$\frac{1.04}{(0.041)}$	$\frac{0.50}{(0.020)}$	Fe-Cr
CSS2H-3920K-3L00x	$\frac{0.99}{(0.039)}$	$\frac{0.49}{(0.019)}$	Fe-Cr
CSS2H-3920K-4L00x	$\frac{0.85}{(0.033)}$	$\frac{0.43}{(0.017)}$	Fe-Cr
CSS2H-3920K-5L00x	$\frac{0.78}{(0.031)}$	$\frac{0.43}{(0.017)}$	Fe-Cr

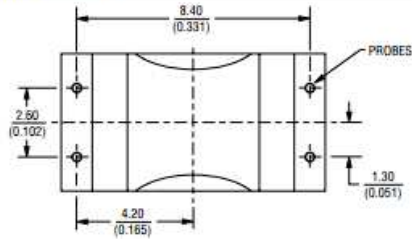
Recommended Pad Layout



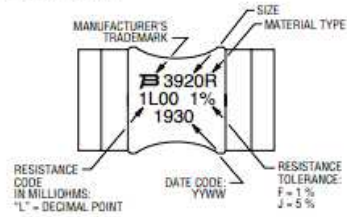
Electrical Schematic



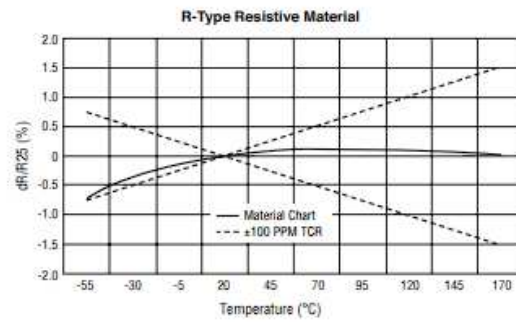
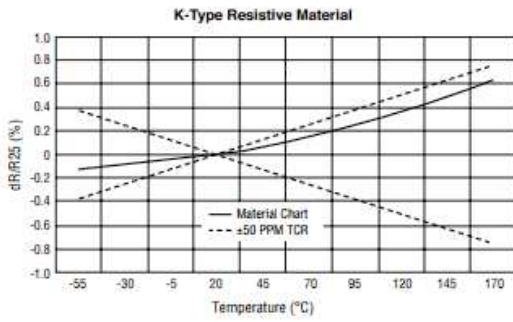
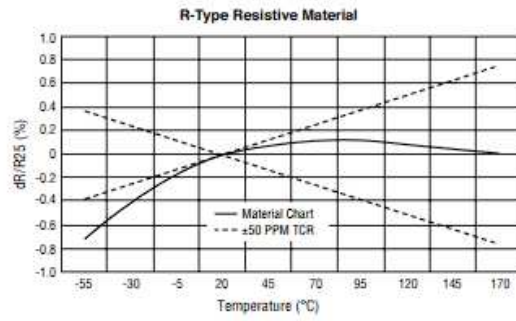
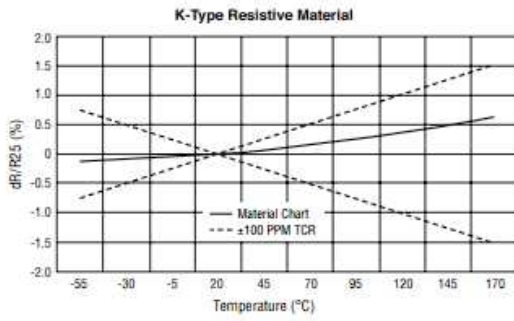
Recommended Measurements



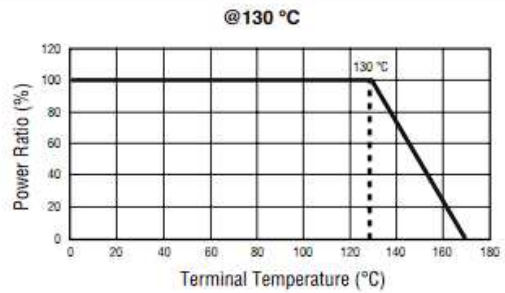
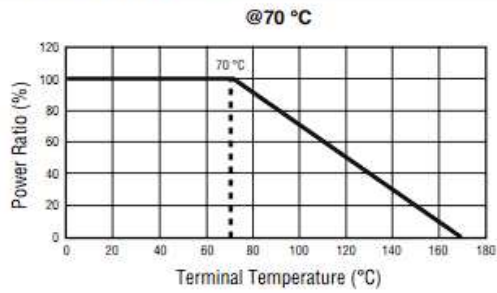
Typical Part Marking



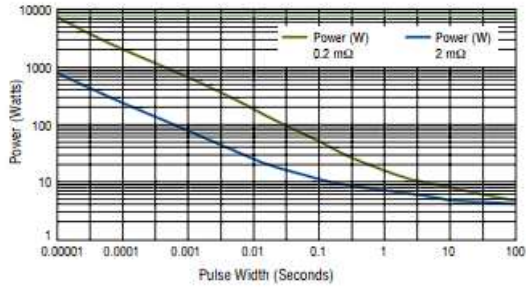
TCR Curves



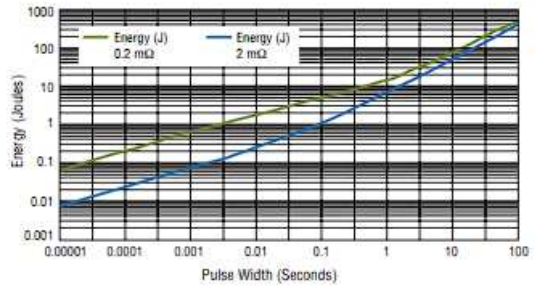
Power Derating Curves



Maximum Pulse Power



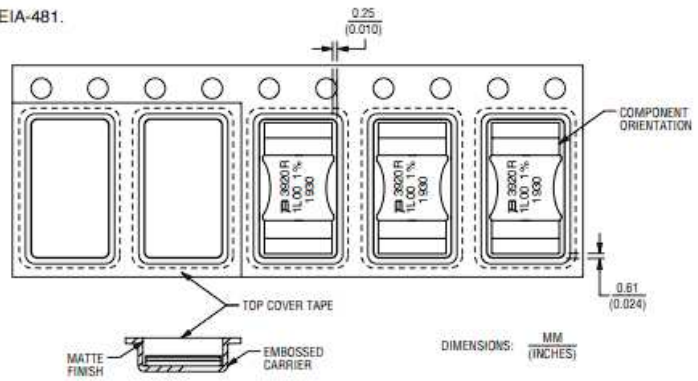
Maximum Pulse Energy



Packaging Specifications

Components packaged on plastic tape & reel per EIA-481.

- Standard Reel Size: 13 inches
 Tape Width: 16 mm
 Quantity: 3,000 pcs. per reel
- Mini-Reel Size: 7 inches
 Tape Width: 16 mm
 Quantity: 1000 pcs. per reel



A.3 Scheda tecnica shunt Vishay

Upgrade for TCR to Kelvin Termination With WSLP2726



www.vishay.com

WSLP3921, WSLP5931

Vishay Dale

Power Metal Strip® Resistors, Very High Power (to 15 W), Low Value (Down to 0.0001 Ω), Surface-Mount



FEATURES

- All welded construction of the Power Metal Strip® resistors are ideal for all types of current sensing, voltage division and pulse applications
- Proprietary processing technique produces extremely low resistance values, down to 0.0001 Ω
- Sulfur resistance by construction that is unaffected by high sulfur environments
- Specially selected and stabilized materials allow for high power rating (to 15 W)
- Very low inductance 0.5 nH to 5 nH
- Low thermal EMF (< 3 μV/°C)
- AEC-Q200 qualified ⁽¹⁾
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



LINKS TO ADDITIONAL RESOURCES



Notes

- Follow link to Overview of Automotive Grade Products for more details: www.vishay.com/doc?49924
- *SMD Current Sense: AEC-Q200 vs. Vishay Qualification" technical note: www.vishay.com/doc?30416
- ⁽¹⁾ Flame retardance test may not be applicable to some resistor technologies

STANDARD ELECTRICAL SPECIFICATIONS						
GLOBAL MODEL	SIZE	POWER RATING $P_{70\text{ }^\circ\text{C}}$ W	TOLERANCE %	RESISTANCE VALUE RANGE Ω	RESISTANCE VALUES CURRENTLY AVAILABLE ⁽¹⁾ Ω	WEIGHT (typical) g/1000 pieces
WSLP3921	3921	5.0	1.0, 5.0	2m to 4m	2m, 2.5m, 3m, 4m	281
WSLP3921	3921	9.0	1.0, 5.0	0.1m to 1m	0.1m, 0.2m, 0.3m, 0.4m, 0.5m, 0.7m, 1m, 1.5m	281
WSLP5931	5931	7.0	1.0, 5.0	3m	3m	398
WSLP5931	5931	8.0	1.0, 5.0	2m	2m	398
WSLP5931	5931	10.0	1.0, 5.0	0.2m to 1m	0.2m, 0.3m, 0.5m, 1m	1253
WSLP5931	5931	15.0	1.0, 5.0	0.1m	0.1m	1253

Notes

- *Thermal Management for Surface-Mount Devices" white paper: www.vishay.com/doc?30380
- ⁽¹⁾ Other values may be available, contact factory

GLOBAL PART NUMBER INFORMATION															
Global Part Numbering: WSLP39212L000FEA (visit www.vishay.net Vishay Dale parts numbering manual for all options)															
W	S	L	P	3	9	2	1	2	L	000	F	E	A		
GLOBAL MODEL (8 digits)				RESISTANCE VALUE ⁽¹⁾ (5 digits)			TOLERANCE CODE (1 digit)		PACKAGING CODE ⁽²⁾ (2 digits)			SPECIAL ⁽³⁾ (up to 2 digits)			
WSLP3921 WSLP5931				L = mΩ L5000 = 0.0005 Ω 2L000 = 0.002 Ω			F = ± 1.0 % J = ± 5.0 %		EA = lead (Pb)-free, tape/reel			Reserved for future specials			

Notes

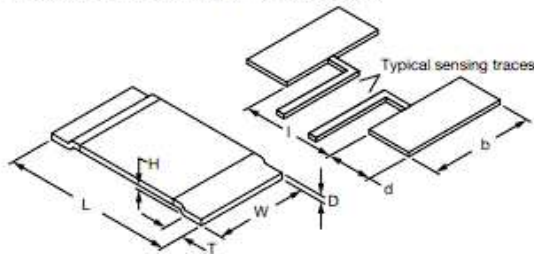
- ⁽¹⁾ WSL marking (www.vishay.com/doc?30327)
- ⁽²⁾ Packaging code: EB (lead (Pb)-free) is non-standard packaging codes designating 1000 piece reels. These non-standard packaging codes are identical to our standard EA (lead (Pb)-free), except that they have a package quantity of 1000 pieces
- ⁽³⁾ Follow link for customization capabilities: www.vishay.com/doc?48163

TECHNICAL SPECIFICATIONS			
PARAMETER	UNIT	RESISTOR CHARACTERISTICS	
		WSLP3921	WSLP5931
Component temperature coefficient (including terminal) ⁽¹⁾ TCR measured from -55 °C to 150 °C	ppm/°C	± 350 for 0.1 mΩ	+300 for 0.1 mΩ (+25 °C to +170 °C)
		+150 for 0.2 mΩ	± 225 for 0.2 mΩ
		+170 for 0.3 mΩ and 0.4 mΩ	± 175 for 0.3 mΩ and 0.5 mΩ
		+150 for 0.5 mΩ to 1 mΩ	± 75 for 1 mΩ to 4 mΩ
		+50 for 1.5 mΩ to 4 mΩ	-
Element TCR ⁽²⁾	ppm/°C	< 20	
Operating temperature range	°C	-65 to +170	
Maximum working voltage ⁽³⁾	V	$(P \times R)^{1/2}$	

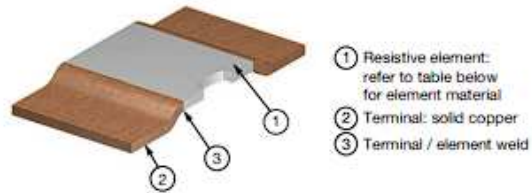
Notes

- Consult factory for detailed TCR performance across full temperature range as performance is resistance value specific
- "Temperature Coefficient of Resistance for Current Sensing" white paper: www.vishay.com/doc?30405
- ⁽¹⁾ Component TCR - total TCR that includes the TCR effects of the resistor element and the copper terminal
- ⁽²⁾ Element TCR - only applies to the alloy used for the resistor element
- ⁽³⁾ Maximum working voltage - the WSL is not voltage sensitive, but is limited by power / energy dissipation and is also not ESD sensitive

DIMENSIONS in inches (millimeters)



CONSTRUCTION OUTLINE



Notes

- 3D models available: 3921 model www.vishay.com/doc?30315; 5931 model www.vishay.com/doc?30317
- Surface mount solder profile recommendations: www.vishay.com/doc?31052

MODEL	DIMENSIONS in inches (millimeters)				SOLDER PAD DIMENSIONS in inches (millimeters)		
	L	W	H ⁽¹⁾	T	d	b	l
WSLP3921	0.394 ± 0.010 (10.0 ± 0.254)	0.205 ± 0.015 (5.20 ± 0.381)	0.020 (0.5)	0.080 ± 0.010 (2.00 ± 0.254)	0.106 ± 0.010 (2.70 ± 0.254)	0.244 ± 0.010 (6.20 ± 0.254)	0.220 ± 0.005 (5.60 ± 0.13)
WSLP3921 (0.1 mΩ only)				0.130 ± 0.010 (3.30 ± 0.254)	0.156 ± 0.010 (3.96 ± 0.254)		0.148 ± 0.005 (3.76 ± 0.13)
WSLP5931	0.591 ± 0.010 (15.0 ± 0.254)	0.305 ± 0.015 (7.75 ± 0.381)	0.020 (0.5)	0.157 ± 0.010 (4.00 ± 0.254)	0.205 ± 0.010 (5.20 ± 0.254)	0.344 ± 0.010 (8.75 ± 0.254)	0.220 ± 0.005 (5.60 ± 0.13)

Note

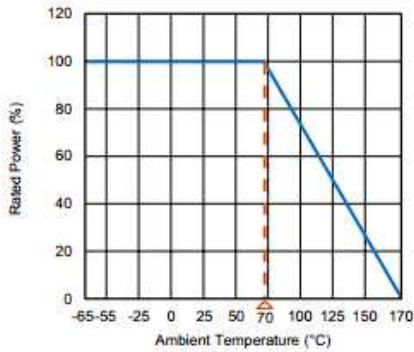
⁽¹⁾ H dimension is reference only. Total height is H dimension + D thickness ± 0.010" (± 0.254 mm)

GLOBAL MODEL	RESISTANCE VALUE (mΩ)	THERMAL RESISTANCE ⁽¹⁾ (°C/W)	"D" THICKNESS (Inches)	ELEMENT MATERIAL
WSLP3921	0.1	0.9	0.0560	Mn-Cu-Sn
WSLP3921	0.2	2.7	0.0560	Mn-Cu-Sn
WSLP3921	0.3	3.8	0.0510	Mn-Cu
WSLP3921	0.4	4.3	0.0350	Mn-Cu
WSLP3921	0.5	5.8	0.0300	Mn-Cu
WSLP3921	0.7	6.3	0.0205	Mn-Cu
WSLP3921	1.0	10.9	0.0150	Mn-Cu
WSLP3921	1.5	8.3	0.0360	Fe-Cr
WSLP3921	2.0	12.0	0.0270	Fe-Cr
WSLP3921	3.0	20.7	0.0170	Fe-Cr
WSLP3921	4.0	22.8	0.0130	Fe-Cr
WSLP5931	0.1	1.6	0.0560	Mn-Cu-Sn
WSLP5931	0.2	2.4	0.0490	Mn-Cu
WSLP5931	0.3	3.5	0.0300	Mn-Cu
WSLP5931	0.5	5.7	0.0180	Mn-Cu
WSLP5931	1.0	7.2	0.0330	Fe-Cr
WSLP5931	2.0	13.2	0.0155	Fe-Cr
WSLP5931	3.0	19.3	0.0105	Fe-Cr

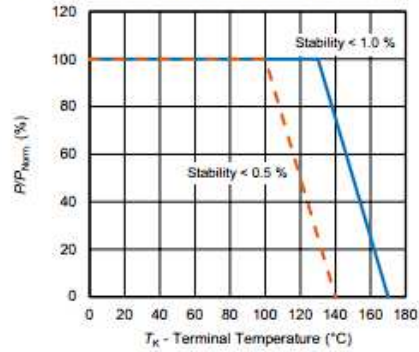
Note

⁽¹⁾ The full power rating of power metal strip resistors are dependent upon the ability of the circuit board to dissipate the heat energy created in the resistance element. It is recommended to follow common design practices for power semiconductors that ensure the junction temperature is maintained within thermal limits by using large pad surfaces, thermal vias, heavier copper weights, internal layers as well as other thermal spreading features. The thermal resistance values provided function in the same manner as junction to terminal temperature

DERATING - AMBIENT TEMPERATURE



DERATING - TERMINAL TEMPERATURE



PULSE CAPABILITY



PERFORMANCE		
TEST	CONDITIONS OF TEST	TEST LIMITS
Thermal shock	-55 °C to +150 °C, 2000 cycles, 15 min at each extreme	± 1.0 %
Short time overload	Refer to link for short time overload performance and pulse capability; www.vishay.com/resistors/power-metal-strip-calculator/	± 0.5 %
Low temperature operation	-65 °C for 24 h	± 0.5 %
High temperature storage	2000 h at +170 °C	± 1.0 %
Bias humidity	+85 °C, 85 % RH, 10 % bias, 1000 h	± 0.5 %
Mechanical shock	100 g's for 6 ms, 5 pulses	± 0.5 %
Vibration	Frequency varied 10 Hz to 2000 Hz in 1 min, 3 directions, 12 h	± 0.5 %
Load life at 70 °C	2000 h, 1.5 h "ON", 0.5 h "OFF"	± 1.0 %
Resistance to solder heat	3 x at 250 °C ± 5 °C for 30 s ± 5 s	± 0.5 %
Moisture resistance	MIL-STD-202, method 106, 0 % power, 7b not required	± 1.0 %

Note

- Contact ww2bresistors@vishay.com for application specific performance requirements. Typical performance is better than stated test limits

PACKAGING				
MODEL	REEL			
	TAPE WIDTH	DIAMETER	PIECES/REEL	CODE
WSP3921	16 mm / embossed plastic	330 mm / 13"	3000	EA
WSP5931	24 mm / embossed plastic	330 mm / 13"	1500	EA

A.4 Scheda tecnica amplificatore Ina240

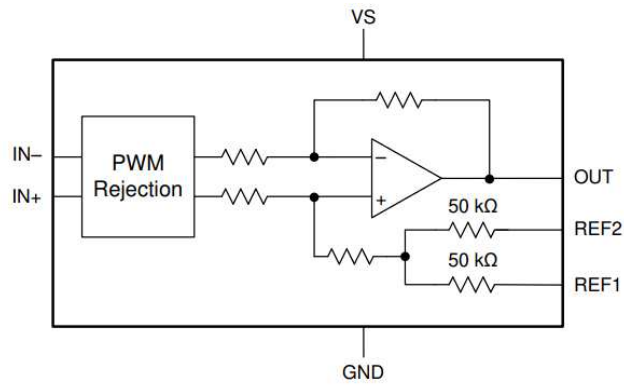


Figure 84: Schema a blocchi dell'amplificatore

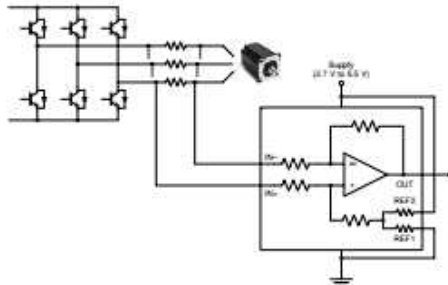
INA240 –4-V to 80-V, Bidirectional, Ultra-Precise Current Sense Amplifier With Enhanced PWM Rejection

1 Features

- Enhanced PWM Rejection
- Excellent CMRR:
 - 132-dB DC CMRR
 - 93-dB AC CMRR at 50 kHz
- Wide Common-Mode Range: –4 V to 80 V
- Accuracy:
 - Gain:
 - Gain Error: 0.20% (Maximum)
 - Gain Drift: 2.5 ppm/°C (Maximum)
 - Offset:
 - Offset Voltage: ± 25 μ V (Maximum)
 - Offset Drift: 250 nV/°C (Maximum)
- Available Gains:
 - INA240A1: 20 V/V
 - INA240A2: 50 V/V
 - INA240A3: 100 V/V
 - INA240A4: 200 V/V
- Quiescent Current: 2.4 mA (Maximum)

2 Applications

- Motor Controls
- Solenoid and Valve Controls
- Power Management
- Actuator Controls
- Pressure Regulators
- Telecom Equipment



Typical Application

3 Description

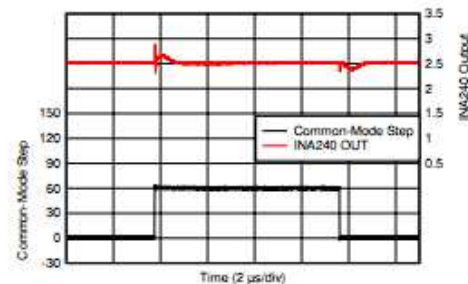
The INA240 device is a voltage-output, current-sense amplifier with enhanced PWM rejection that can sense drops across shunt resistors over a wide common-mode voltage range from –4 V to 80 V, independent of the supply voltage. The negative common-mode voltage allows the device to operate below ground, accommodating the flyback period of typical solenoid applications. Enhanced PWM rejection provides high levels of suppression for large common-mode transients ($\Delta V/\Delta t$) in systems that use pulse width modulation (PWM) signals (such as motor drives and solenoid control systems). This feature allows for accurate current measurements without large transients and associated recovery ripple on the output voltage.

This device operates from a single 2.7-V to 5.5-V power supply, drawing a maximum of 2.4 mA of supply current. Four fixed gains are available: 20 V/V, 50 V/V, 100 V/V, and 200 V/V. The low offset of the zero-drift architecture enables current sensing with maximum drops across the shunt as low as 10-mV full-scale. All versions are specified over the extended operating temperature range (–40°C to +125°C), and are offered in an 8-pin TSSOP and 8-pin SOIC packages.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
INA240	TSSOP (8)	3.00 mm \times 4.40 mm
	SOIC (8)	4.90 mm \times 3.91 mm

- (1) For all available packages, see the package option addendum at the end of the data sheet.



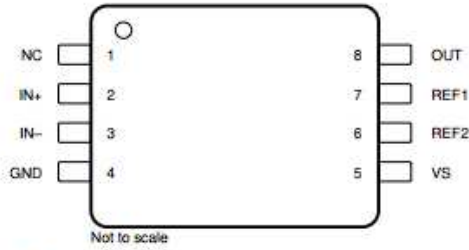
Enhanced PWM Rejection

5 Device Comparison

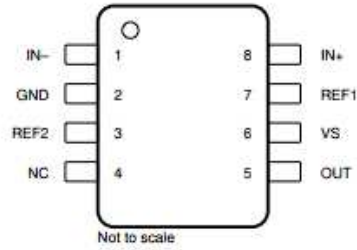
Table 5-1. Device Comparison

PRODUCT	GAIN (V/V)
INA240A1	20
INA240A2	50
INA240A3	100
INA240A4	200

6 Pin Configuration and Functions



NC- no internal connection



NC- no internal connection

Figure 6-1. INA240 PW Package 8-Pin TSSOP Top View

Figure 6-2. INA240 D Package 8-Pin SOIC Top View

Table 6-1. Pin Functions

NAME	PIN		I/O	DESCRIPTION
	PW (TSSOP)	D (SOIC)		
GND	4	2	Analog	Ground
IN-	3	1	Analog input	Connect to load side of shunt resistor
IN+	2	8	Analog input	Connect to supply side of shunt resistor
NC	1	4	—	Reserved. Connect to ground or leave floating
OUT	8	5	Analog output	Output voltage
REF1	7	7	Analog input	Reference 1 voltage. Connect to 0 V to VS; see the Adjusting the Output Midpoint With the Reference Pins section for connection options
REF2	6	3	Analog input	Reference 2 voltage. Connect to 0 V to VS; see the Adjusting the Output Midpoint With the Reference Pins section for connection options
VS	5	6	—	Power supply, 2.7 V to 5.5 V

7 Specifications

7.1 Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)⁽¹⁾

		MIN	MAX	UNIT
Supply voltage			6	V
Analog inputs, V_{IN+} , V_{IN-} ⁽²⁾	Differential (V_{IN+}) – (V_{IN-})	–80	80	V
	Common-mode	–6	90	
REF1, REF2, NC inputs		GND – 0.3	$V_S + 0.3$	V
Output		GND – 0.3	$V_S + 0.3$	V
Operating free-air temperature, T_A		–55	150	°C
Junction temperature, T_J			150	°C
Storage temperature, T_{stg}		–65	150	°C

- (1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, which do not imply functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions*. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
- (2) V_{IN+} and V_{IN-} are the voltages at the IN+ and IN– pins, respectively.

7.2 ESD Ratings

		VALUE	UNIT
$V_{(ESD)}$ Electrostatic discharge	Human-body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 ⁽¹⁾	±2000	V
	Charged-device model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101 ⁽²⁾	±1000	

- (1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.
- (2) JEDEC document JEP157 states that 250-V CDM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

7.3 Recommended Operating Conditions

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

		MIN	NOM	MAX	UNIT
V_{CM}	Common-mode input voltage	–4		80	V
V_S	Operating supply voltage		2.7	5.5	V
T_A	Operating free-air temperature	–40		125	°C

7.4 Thermal Information

THERMAL METRIC ⁽¹⁾		INA240		UNIT
		PW (TSSOP)	D (SOIC)	
		8 PINS	8 PINS	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-ambient thermal resistance	149.1	113.5	°C/W
$R_{\theta JC(top)}$	Junction-to-case (top) thermal resistance	33.2	51.9	°C/W
$R_{\theta JB}$	Junction-to-board thermal resistance	78.4	57.8	°C/W
ψ_{JT}	Junction-to-top characterization parameter	1.5	10.2	°C/W
ψ_{JB}	Junction-to-board characterization parameter	76.4	56.9	°C/W

- (1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the [Semiconductor and IC Package Thermal Metrics](#) application report.

7.5 Electrical Characteristics

at $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = 5\text{ V}$, $V_{\text{SENSE}} = V_{\text{IN}+} - V_{\text{IN}-}$, $V_{\text{CM}} = 12\text{ V}$, and $V_{\text{REF1}} = V_{\text{REF2}} = V_S / 2$ (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
INPUT						
V_{CM}	Common-mode input range	$V_{\text{IN}+} = -4\text{ V to } 80\text{ V}$, $V_{\text{SENSE}} = 0\text{ mV}$ $T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	-4		80	V
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{\text{IN}+} = -4\text{ V to } 80\text{ V}$, $V_{\text{SENSE}} = 0\text{ mV}$ $T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	120	132		dB
		$f = 50\text{ kHz}$		93		
V_{OS}	Offset voltage, input-referred	$V_{\text{SENSE}} = 0\text{ mV}$		± 5	± 25	μV
dV_{OS}/dT	Offset voltage drift	$V_{\text{SENSE}} = 0\text{ mV}$, $T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$		± 50	± 250	$\text{nV}/^\circ\text{C}$
PSRR	Power-supply rejection ratio	$V_S = 2.7\text{ V to } 5.5\text{ V}$, $V_{\text{SENSE}} = 0\text{ mV}$ $T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$		± 1	± 10	$\mu\text{V}/\text{V}$
I_{B}	Input bias current	$I_{\text{B}+}$, $I_{\text{B}-}$, $V_{\text{SENSE}} = 0\text{ mV}$		90		μA
	Reference input range		0		V_S	V
OUTPUT						
G	Gain	INA240A1		20		V/V
		INA240A2		50		
		INA240A3		100		
		INA240A4		200		
	Gain error	$\text{GND} + 50\text{ mV} \leq V_{\text{OUT}} \leq V_S - 200\text{ mV}$ $T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$		$\pm 0.05\%$	$\pm 0.20\%$	$\text{ppm}/^\circ\text{C}$
				± 0.5	± 2.5	
	Non-linearity error	$\text{GND} + 10\text{ mV} \leq V_{\text{OUT}} \leq V_S - 200\text{ mV}$		$\pm 0.01\%$		
	Reference divider accuracy	$V_{\text{OUT}} = (V_{\text{REF1}} - V_{\text{REF2}}) / 2$ at $V_{\text{SENSE}} = 0\text{ mV}$, $T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$		0.02%	0.1%	
RVRR	Reference voltage rejection ratio (input-referred)	INA240A1		20		$\mu\text{V}/\text{V}$
		INA240A3		5		
		INA240A2, INA240A4		2		
	Maximum capacitive load	No sustained oscillation		1		nF
VOLTAGE OUTPUT⁽²⁾						
	Swing to V_S power-supply rail	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ to GND $T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$		$V_S - 0.05$	$V_S - 0.2$	V
	Swing to GND	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ to GND, $V_{\text{SENSE}} = 0\text{ mV}$ $V_{\text{REF1}} = V_{\text{REF2}} = 0\text{ V}$, $T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$		$V_{\text{GND}} + 1$	$V_{\text{GND}} + 10$	mV
FREQUENCY RESPONSE						
BW	Bandwidth	All gains, -3-dB bandwidth		400		kHz
		All gains, 2% THD+N ⁽¹⁾		100		
	Settling time - output settles to 0.5% of final value	INA240A1		9.6		μs
		INA240A4		9.8		
SR	Slew rate			2		V/ μs
NOISE (INPUT REFERRED)						
	Voltage noise density			40		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
POWER SUPPLY						
V_S	Operating voltage range	$T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	2.7		5.5	V
I_{Q}	Quiescent current	$V_{\text{SENSE}} = 0\text{ mV}$		1.8	2.4	mA
		I_{Q} vs temperature, $T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$			2.6	
TEMPERATURE RANGE						
	Specified range		-40		125	$^\circ\text{C}$

References

- [1] Cheng Zhang Kang Li ean Mcloone Zhile Yang. “Battery Modelling Methods for Electric Vehicles - A Review”. In: *EUCA* (2014), pp. 2673–2678.
- [2] T. Horiba. “Lithium-Ion Battery Systems”. In: *Proc. IEEE* 6.939–950 (2014). DOI: 10.1109/JPROC.2014.2319832.
- [3] European Commission. “Commission staff working document on the evaluation of the Directive 2006/66/EC on batteries and accumulators and waste batteries and accumulators and repealing Directive 91/157/EEC”. In: *Energies* (2019). DOI: https://ec.europa.eu/environment/pdf/waste/batteries/evaluation_report_batteries_directive.pdf.
- [4] Y. Zeng J. Hu W. Ye W. Zhao G. Zhou and Y. Guo. “Investigation of lead dendrite growth in the formation of valve-regulated lead-acid batteries for electric bicycle applications”. In: *J. Power Sour.* 286 (2015), pp. 182–192.
- [5] J. L. Liu et al. “Aqueous rechargeable alkaline $\text{Co}_x\text{Ni}_{2-x}\text{S}_2/\text{TiO}_2$ battery”. In: *ACS Nano* 10.1 (2016), pp. 1007–1016.
- [6] M. A. Hannan M. M. Hoque A. Hussain Y. Yusof and P. J. Ker. “State-of-the-Art and Energy Management System of Li-ion Batteries in EV Applications”. In: *IEEE Access* 6 (2018), pp. 16362–16378. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2817655.
- [7] R. Yang L. Q. Wang K. F. Deng M. N. Lv and Y. H. Xu. “A facile synthesis of $\text{Li}_2\text{Fe}_1/3\text{Mn}_1/3\text{Ni}_1/3\text{SiO}_4/\text{C}$ composites as cathode materials for lithium-ion batteries”. In: *J. Alloys Compounds* 676 (2016), pp. 260–264.
- [8] J. Zhu et al. “Porous one-dimensional carbon/iron oxide compositen for rechargeable lithium-ion batteries with high and stable capacity”. In: *J. Alloys Compounds* 672 (2016), pp. 79–85.
- [9] J. Zhang et al. “High-performance lithium-ion battery with nano-porous polycrystalline silicon particles as anode”. In: *Electrochimica Acta* 208 (2016), pp. 174–179.
- [10] D. B. Kong et al. “Encapsulating V_2O_5 into carbon nanotubes enables the synthesis of flexible high-performance lithium ion batteries”. In: *Energy Environ. Sci.* 9.3 (2016), pp. 906–911.
- [11] K. G. Gallagher et al. “Quantifying the promise of lithium-air batteries for electric vehicles”. In: *Energy Environ. Sci.* 7.5 (2014), pp. 1555–1563.

- [12] C. B. Miguel L. Killian N. Pedro and S. Filipe. “Sustainable energy systems in an imaginary island”. In: *Renew. Sustain. Energy Rev.* 37 (2014), pp. 229–242.
- [13] T. B. Reddy. “Linden’s Handbook of Batteries”. In: *Renew. Sustain. Energy Rev.* 4th ed. (2011).
- [14] C. L. Gong Z. G. Xue S. Wen Y. S. Ye and X. L. Xie. “Advanced carbon materials/olivine LiFePO₄ composites cathode for lithium ion batteries”. In: *J. Power Sour.* 318 (2016), pp. 93–112.
- [15] C. Zhao H. Yin and C. B. Ma. “Quantitative evaluation of LiFePO₄ battery cycle life improvement using ultracapacitors”. In: *IEEE Trans. Power Electron.* 31.6 (2016), pp. 3989–3993.
- [16] Q. Z. Huang J. Yang C. B. Ng C. Jia and Q. Wang. “A redox flow lithium battery based on the redox targeting reactions between LiFePO₄ and iodide”. In: *Energy Environ. Sci.* 9.3 (2016), pp. 917–921.
- [17] H. Gong H. R. Xue T. Wang and J. P. He. “In-situ synthesis of monodisperse micro-nanospherical LiFePO₄/carbon cathode composites for lithium-ion batteries”. In: *J. Power Sour.* 318 (2016), pp. 220–227.
- [18] L. Lu X. Han J. Li J. Hua and M. Ouyang. “A review on the key issues for lithium-ion battery management in electric vehicles”. In: *J. Power Sour.* 226 (2013), pp. 272–288.
- [19] A. Affanni A. Bellini G. Franceschini P. Guglielmi and C. Tassoni. “Battery choice and management for new-generation electric vehicles”. In: *IEEE Trans. Ind. Electron.* 52.5 (2005), pp. 1343–1349.
- [20] Y. Xing E. W. M. Ma K. L. Tsui and M. Pecht. “Battery management systems in electric and hybrid vehicles”. In: *Energies* 4.11 (2011), pp. 1840–1857.
- [21] H. R. Eichi U. Ojha F. Baronti and M. Y. Chow. “Battery management system: An overview of its application in the smart grid and electric vehicles”. In: *IEEE Ind. Electron. Mag.* 7.2 (2013), pp. 4–15.
- [22] X. Feng Y. R. Gao L. B. Ben Z. Z. Yang Z. X. Wang and L. Q. Chen. “Enhanced electrochemical performance of Ti-doped Li_{1.2}Mn_{0.54}Co_{0.13}Ni_{0.13}O₂ for lithium-ion batteries”. In: *J. Power Sour.* 317 (2016), pp. 74–80.
- [23] Wenqian Li Yan Yang Dongqing Wang and Shengqiang Yin. “The multi-innovation extended Kalman filter algorithm for battery SOC estimation”. In: *Ionics* 26 (2020), pp. 6145–6156. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11581-020-03716-0>.

- [24] Z. Huang M. Best J. Knowles and A. Fly. “Adaptive Piecewise Equivalent Circuit Model With SOC/SOH Estimation Based on Extended Kalman Filter”. In: *IEEE Trans. Energy Convers.* 38.2 (2023), pp. 959–970. DOI: 10.1109/TEC.2022.3218613.
- [25] R. Xiong J. Cao Q. Yu H. He and F. Sun. “Critical Review on the Battery State of Charge Estimation Methods for Electric Vehicles”. In: *IEEE Access* 6 (2018), pp. 1832–1843. DOI: 10.1109/ACCESS.2017.2780258.
- [26] Movassagh K. Raihan A. Balasingam B. and Pattipati K. “A Critical Look at Coulomb Counting Approach for State of Charge Estimation in Batteries”. In: *Energies* 14.4074 (2021). DOI: 10.3390/en14144074.
- [27] D. Ge Z. Zhang X. Kong and Z. Wan. “Online soc estimation of lithium-ion batteries using a new sigma points kalman filter”. In: *Appl. Sci.* 11.24 (2021). DOI: 10.3390/app112411797.
- [28] F. Maletic J. Deur and I. Erceg. “A Multitimescale Kalman Filter-Based Estimator of Li-Ion Battery Parameters Including Adaptive Coupling of State-of-Charge and Capacity Estimation”. In: *IEEE Trans. Control Syst. Technol.* 31.2 (2023), pp. 692–706. DOI: 10.1109/TCST.2022.3196474.
- [29] A. Wadi M. Abdel-Hafez H. A. Hashim and A. A. Hussein. “An Invariant Method for Electric Vehicle Battery State-of-Charge Estimation Under Dynamic Drive Cycles”. In: *IEEE Access* 11 (2023), pp. 8663–8673. DOI: 10.1109/ACCESS.2023.3237972.
- [30] Y. Fu and H. Fu. “A Self-Calibration SOC Estimation Method for Lithium-Ion Battery”. In: *IEEE Access* 11 (2023), pp. 37694–37704. DOI: 10.1109/ACCESS.2023.3266663.
- [31] Texas Instruments. *Precision labs series: Magnetic sensors*. URL: <https://www.ti.com/video/series/precision-labs/ti-precision-labs-magnetic-sensors.html?keyMatch=HALL%20SENSOR>.
- [32] Texas Instruments. *Precision labs series: Current sense amplifiers*. URL: <https://www.ti.com/video/series/precision-labs/ti-precision-labs-current-sense-amplifiers.html?keyMatch=SHUNT#transcript-tab>.
- [33] The MathWorks. *Simescape Battery*. URL: https://it.mathworks.com/help/simscape-battery/index.html?s_tid=CRUX_lftnav.
- [34] The MathWorks. *SOC Estimator*. URL: https://it.mathworks.com/help/simscape-battery/ref/socestimatorkalmanfilter.html?s_tid=srchtitle_site_search_1_soc%20estimation.