

## LA CARICA DI GATE: UN ELEMENTO SEMPRE PIU' IMPORTANTE

### IN QUESTO NUMERO

#### III Mercati/Attualità

- Torna a crescere il mercato dell'elettronica di potenza
- Le batterie che si ricaricano in un secondo
- Partnership fra Cooler Master e CoolChip Technologies

#### IV La carica di gate: un elemento sempre più importante

#### XII Convertitore con controllo e supervisione per linee ad alta corrente

#### XVII Nuovi dispositivi SiC in carburo di silicio

#### XXI Analisi di un sistema per la gestione delle batterie

#### XXV Prodotti

- Convertitori buck
- Connettori per smart card low profile
- Trasformatori Smt

## FIT & FORGET!

SERIE REDIN – ALIMENTATORI PER GUIDA  
DIN PER MONTAGGIO STANDARD O LATERALE





### Torna a crescere il mercato dell'elettronica di potenza

Dopo diversi anni il mercato dei componenti per l'elettronica di potenza ritorna a valori interessanti e la crescita prosegue grazie soprattutto ai veicoli elettrici. Questo trend è evidenziato da una ricerca di [Yole Développement](#) che stimano in oltre 17 miliardi di euro il valore di questo mercato entro il 2020.

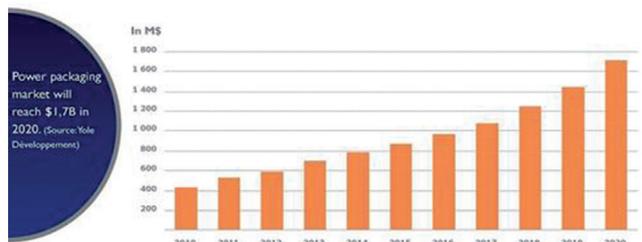
Dal punto di vista dei componenti, questa crescita vede in testa i moduli IGBT che sino al 2020 dovrebbero crescere con un CAGR del 10,3%, rispetto al CAGR del 5,1% dei componenti discreti.

Le evoluzioni tecnologiche in questo settore negli ultimi anni sono state numerose e, per esempio, hanno permesso ai MOSFET di essere utilizzati in applicazioni con tensioni maggiori, anche 900V, e in modo più efficiente. Analogamente si sono evoluti i package, sottolinea Yole, con versioni più compatte, grazie anche alla necessità di soddisfare le esigenze del settore dei veicoli elettrici.

Un altro segmento interessante è quello dei componenti wide band

2010 – 2020 POWER MODULE MATERIAL MARKET SIZE EVOLUTION (IN M\$)

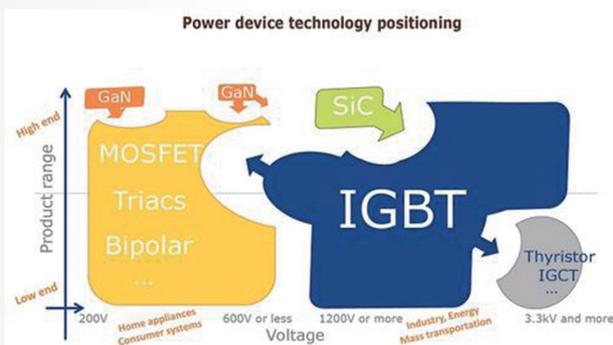
(Source: Power Packaging Technology Trends & Market Expectations report, April 2015, Yole Développement)



YOLE

©2015 | www.yole.fr

come per esempio quello eolico e delle reti ad alta tensione, e che questo segmento sarà comunque pilotato dall'introduzione di componenti SiC nei sistemi di trazione dei veicoli elettrici. Dal punto di vista geografico, Yole evidenzia alcuni cambiamenti nella leadership del mercato dell'elettronica di potenza. L'integrazione verticale, infatti è sostenuta dalle aziende cinesi, mentre quelle europee e americane spingono sull'integrazione orizzontale. Il mercato cinese dell'elettronica di potenza sta esplodendo, secondo i dati di Yole, e la maggior parte del mercato è in Cina. I produttori cinesi però, dopo aver concentrato il loro sviluppo sul mercato locale, si stanno espandendo all'estero diventando temibili concorrenti per le altre aziende.



gap che, secondo le stime degli analisti di Yole, potrebbe costituire il 5% del mercato entro il 2020. Per i materiali, invece, è importante il passaggio a componenti basati su carburo di silicio e GaN per i mercati della trazione ferroviaria e degli inverter fotovoltaici, grazie alle loro migliori caratteristiche dal punto di vista di tensione, frequenza e temperatura. Gli analisti ritengono comunque che la tecnologia SiC potrà entrare in altri mercati dove occorrono componenti ad alta tensione,

### Partnership fra Cooler Master e CoolChip Technologies

Cooler Master e CoolChip Technologies, azienda fabless specializzata in soluzioni di thermal management, hanno siglato una partnership per favorire la diffusione della tecnologia Kinetic Cooling nei settori del PC gaming e del DIY.

Questa tecnologia permette di migliorare del 50% il raffreddamento e di ridurre di un fattore 2x le dimensioni. Con questa partnership, Cooler Master potrà realizzare sistemi più efficienti, caratterizzati da un fattore di forma più piccolo, una minore resistenza termica e un livello di rumorosità inferiore.

### Le batterie che si ricaricano in un secondo

La [Stanford University](#) ha annunciato di aver realizzato una batteria in grado di essere ricaricata in un secondo. La batteria è in grado di fornire solo 2,5V, per cui occorre collegarne due in serie per avere i 5V necessari a molti dispositivi, e la capacità è un terzo circa di quella delle batterie agli ioni di litio, ma la nuova batteria annunciata dalla Stanford University è una delle innovazioni più interessanti in questo settore. Realizzata con un anodo composto da un foglio flessibile di alluminio, da un catodo di schiuma di grafite e un sale liquido come elettrolita, questa batteria può infatti essere ricaricata in un secondo. Questa nuova batteria, inoltre, è flessibile e quindi può essere utilizzate per applicazioni particolari, e può essere ricaricata un numero di volte 7,5 maggiore rispetto a quelle agli ioni di Litio.

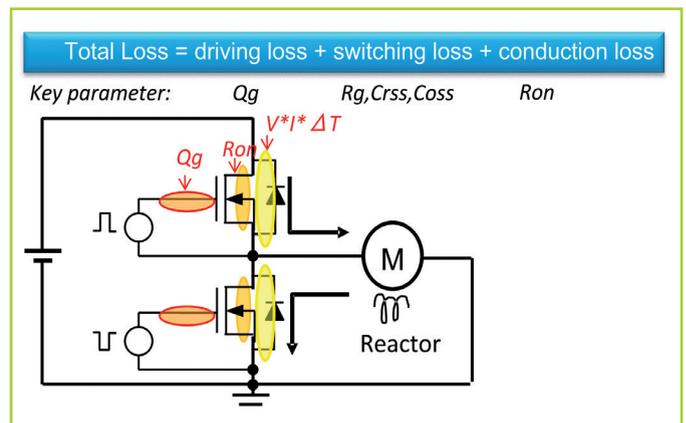


## La carica di gate: un elemento sempre più importante

Come scegliere il miglior dispositivo di potenza per il progetto di circuiti elettronici tramite la caratterizzazione della carica di gate

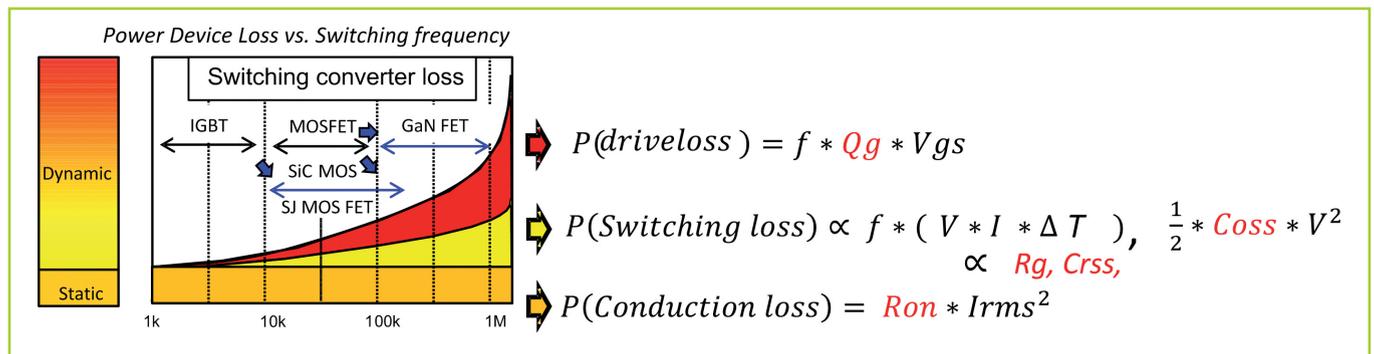
**Hisao Kakitani**  
**Ryo Takeda**  
 Keysight Technologies International, Japan

Le migliori prestazioni offerte dai più recenti dispositivi di potenza consentono di lavorare con frequenze elevate e di realizzare alimentatori switching più compatti. Si prevede che i nuovi dispositivi emergenti, come i MOSFET a super giunzione o i FET in GaN, rimpiazzeranno presto i dispositivi tradizionali come i MOSFET in silicio o gli IGBT. Grazie a tali dispositivi di potenza innovativi, sono già stati sviluppati e commercializzati alimentatori switching che lavorano a frequenze elevate, da poche centinaia di kHz a oltre 1 MHz. Il funzionamento ad alta frequenza permette di ridurre il costo dei circuiti di potenza grazie alla riduzione delle dimensioni dei componenti magnetici. Ne consegue una riduzione di peso e ingombro delle soluzioni progettate. Tuttavia, una maggiore frequenza di commutazione aumenta le perdite dei dispositivi di



**Fig. 1 – Le perdite nei dispositivi di potenza rappresentano il contributo dominante delle perdite dell'intero circuito**

potenza. La fonte principale di perdite in un alimentatore switching è associata ai dispositivi di potenza a stato solido. Di conseguenza, la scelta del dispositivo di potenza ottimale è essenziale nella progettazione dei circuiti elettronici.



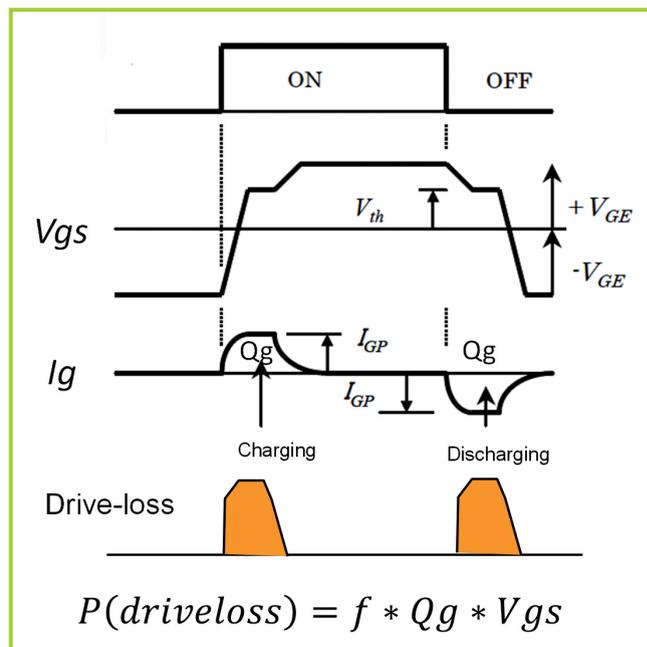
**Fig. 2 – Driving loss e Switching loss in funzione della frequenza**

**Analisi per la selezione del dispositivo adeguato**

La selezione del dispositivo di potenza più adatto per un determinato circuito richiede un'analisi dettagliata di molti parametri. La tensione di bloccaggio, la corrente di leakage e le caratteristiche termiche sono tutti fattori importanti dal punto di vista dell'affidabilità. Dal punto di vista operativo, invece, i parametri fondamentali sono la tensione di saturazione, la tensione di soglia, la transconduttanza e la corrente di picco. La minimizzazione delle perdite è essenziale per il progetto complessivo di un circuito di potenza efficiente. Le perdite nei dispositivi di potenza possono essere raggruppate in tre categorie: perdite di pilotaggio che si generano nel pilotare il dispositivo di potenza, perdite di commutazione che si generano nei transistori di accensione e spegnimento del dispositivo e perdite di conduzione che si generano quando il componente è acceso (Fig. 1). Per frequenze di commutazione inferiori a 10 kHz, le perdite di conduzione sono quelle dominanti. Le perdite di pilotaggio (driving loss) e di commutazione (switching loss) diventano invece dominanti al crescere della frequenza (Fig. 2). Ciascun tipo di perdita può essere calcolato dai parametri caratteristici del dispositivo. Le perdite di pilotaggio possono essere calcolate a partire dalla carica di gate ( $Q_g$ ). Le perdite di commutazione possono essere ottenute dalla resistenza di gate ( $R_g$ ) e dalle capacità parassite del dispositivo (o dalle caratteristiche della carica di gate), mentre le perdite di conduzione si ricavano dalla resistenza del canale ( $R_{on}$ ). Di conseguenza, per valutare le perdite di potenza, sono necessari degli strumenti in grado di misurare questi parametri. Le capacità parassite del dispositivo si dividono in capacità di ingresso ( $C_{iss}$ ), capacità di uscita ( $C_{oss}$ ) e capacità di trasferimento inverso ( $C_{riss}$ ). La scelta di un dispositivo di potenza che offra un buon compromesso tra resistenza di conduzione e capacità parassite rappresenta il primo passo nella progettazione di circuito elettronico di potenza efficiente. La carica di gate è definita come la carica totale richiesta per accendere completamente il dispositivo. Può anche essere vista come il parametro che rappresenta le caratteristiche non lineari della capacità di ingresso ( $C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$ ). Sia la resistenza di conduzione che le capacità parassite sono importanti in dispositivi di potenza che commutano ad alta frequenza con una basso valore della figura di merito data dal prodotto  $Q_g$  per  $R_{on}$ .

**Cos'è la carica di gate?**

La carica di gate rappresenta la quantità totale di carica necessaria per accendere un dispositivo di potenza portandolo nello stato di conduzione. In altre parole,



**Fig. 3 – Perdita di pilotaggio dalla carica di gate**

corrisponde all'integrale nel tempo della corrente che scorre nel terminale di gate quando il dispositivo crea il canale di conduzione. La perdita di pilotaggio (driving loss) può essere così calcolata come il prodotto della carica di gate, della tensione di gate e della frequenza (Fig. 3).

Come mostrato in figura 4, la carica di gate ha l'andamento di una curva continua formata da tre segmenti con pendenza differente.

Se la corrente di gate ( $I_g$ ) è costante, la carica di gate è il prodotto di  $I_g$  per il tempo ( $t$ ). Quindi l'andamento di  $Q_g$  può essere ricavato semplicemente dalla misura della tensione di gate ( $V_{gs}$ ). Il primo segmento della curva  $Q_g$  rappresenta la salita di  $V_{gs}$  durante la quale  $C_{iss\_off}$  viene caricata dalla corrente  $I_g$  mentre il dispositivo è spento.  $V_{gs}$  può essere espressa come:

$$V_{gs} = (1/C_{iss\_off}) * Q_g$$

Dato che in generale  $C_{gs}$  è molto maggiore di  $C_{riss}$ , si può approssimare l'espressione come:

$$V_{gs} = (1/C_{gs}) * Q_g$$

La carica di gate in questo segmento è chiamata  $Q_{g1}$

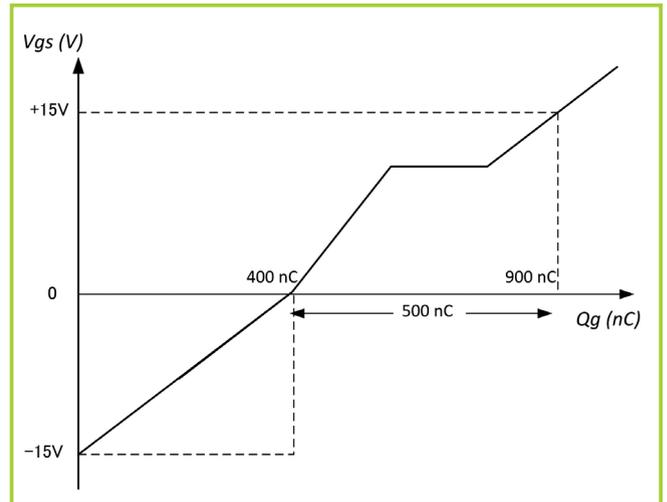
Quando  $V_{gs}$  supera la tensione di soglia ( $V_{th}$ ) la corrente di drain (o di collettore) inizia a scorrere. In questo segmento  $V_{gs}$  aumenta fino a quando la corrente di drain raggiunge il valore desiderato nella cur-

va  $I_d$ - $V_{gs}$ . Nel secondo segmento la pendenza è piatta e il dispositivo passa da acceso a completamente acceso;  $V_{gs}$  non aumenta in quanto tutta la corrente  $I_g$  scorre in  $C_{rss}$ .

La figura 5 mostra le caratteristiche della capacità di un transistor e, in particolare, la figura 5(d) riporta la dipendenza della  $C_{rss}$  dalla tensione.

Le variazioni di  $C_{rss}$  possono essere classificate in due aree distinte.

Quando  $V_{ds} > V_{gs}$ ,  $C_{rss}$  aumenta alla diminuzione di  $V_{ds}$ .



**Fig. 6 – Caratteristica Qg con Vgs negativa**

La quantità di carica che si aggiunge,  $Q_{gs1}$ , è pari a:

$$Q_{gd1} = \int_0^{V_{ds}-V_{gs}} C_{rss} * dV \quad V_{ds} > V_{gs}, \quad (1)$$

$Q_{gd1}$  è chiamata carica immagine (mirror charge)

Quando  $V_{gs} > V_{gd}$ , la  $C_{rss}$  aumenta significativamente per a causa della formazione del canale sotto il gate dovuta all'accensione del dispositivo. La carica aggiuntiva  $Q_{gd2}$  è pari a:

$$Q_{gd2} = \int_{V_{gs}}^{V_{gs}} C_{iss\_on} * dV \quad (2)$$

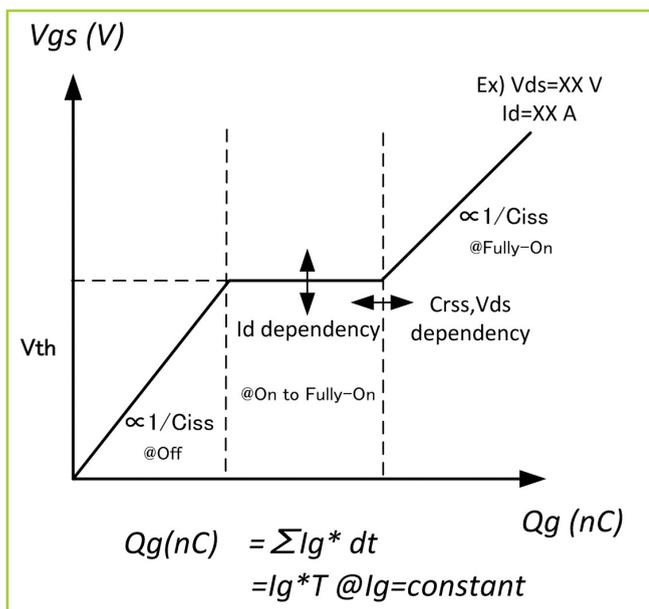
Il valore di  $C_{iss\_on}$  si ricava dalla curva  $V_{gs}$ - $C_{iss}$  come mostrato in figura 5(c). La carica in questo segmento è chiamata  $Q_{gd}$ . L'entità di  $Q_{gd}$  dipende dalla tensione di drain (o di collettore) nello stato spento e dal valore di  $C_{rss}$  nello stato acceso.

$$Q_{gd} = Q_{gd1} + Q_{gd2} \quad (3)$$

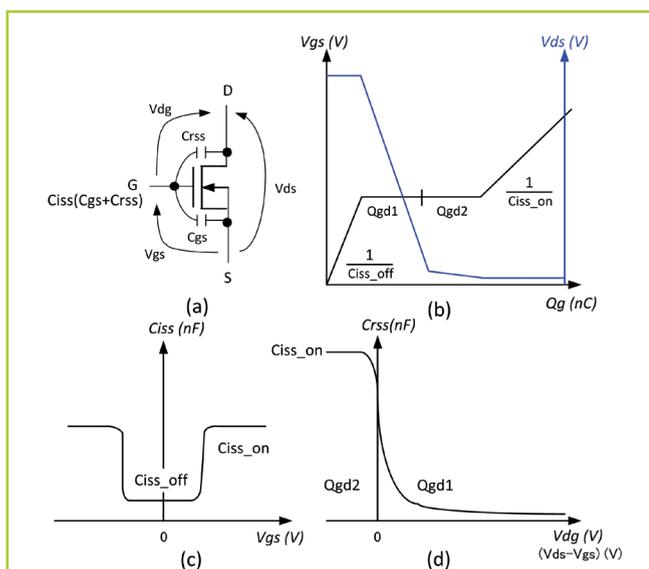
Il valore di  $Q_{gd}$  limita le prestazioni di commutazione del dispositivo. Nell'ultimo segmento il dispositivo è completamente acceso e riprende la carica di  $C_{iss\_on}$ .  $V_{gs}$  si può esprimere come  $V_{gs} = (1/C_{iss\_on}) * Q_g$ .

### Progetto dei circuiti di pilotaggio

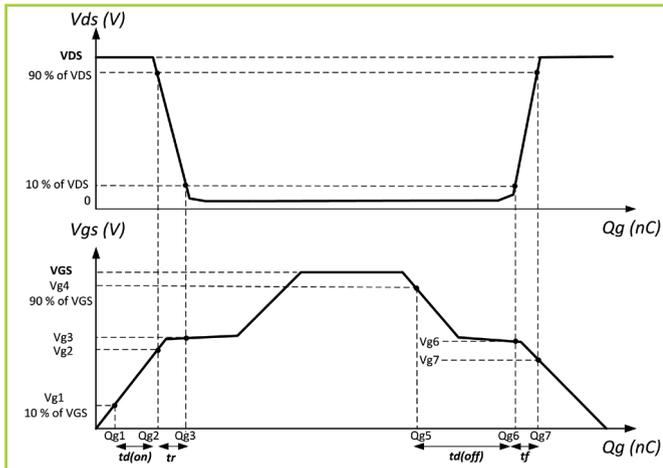
I progettisti utilizzano la curva caratteristica di carica di gate per progettare i circuiti di pilotaggio e per calcolare le driving loss. Impostando la tensione di gate in base alle prestazioni attese del dispositivo, quali dispersione o accensione inattesa, e quindi si legge il conseguente valore di  $Q_g$  dalla curva. Si assuma per



**Fig. 4 – Andamento teorico della curva Qg**



**Fig. 5 – Caratteristica di Qg dovuta agli andamenti non lineari di  $C_{rss}$ - $V_{dg}$**



**Fig. 7 – Calcolo del tempo di commutazione dalla caratteristica Qg**

esempio che la curva mostrata in figura 6 sia ottenuta con  $V_{ds} = 600V$  e  $I_d = 100A$ . Se la tensione di gate viene portata da 0 a 15V, il corrispondente valore di  $Q_g$  è 500 nC. La driving loss (perdita di pilotaggio) risulta pari a 0,15W se la frequenza di commutazione è pari a 20 kHz:  $[P(\text{pilotaggio}) = f * Q_g * V_g = 20k * 500n * 15]$ . Inoltre, desiderando un tempo di salita di 100 ns, la corrente di pilotaggio richiesta risulta pari ad almeno 5A  $[500 \text{ nC}/100 \text{ ns}]$ . Una corrente di pilotaggio insufficiente provoca dei ritardi nella commutazione che incrementano le perdite di commutazione. Di conseguenza, la massimizzazione della corrente rappresenta un aspetto importante della progettazione del circuito di pilotaggio. Normalmente si consiglia di pilotare la tensione di gate di un IGBT partendo da tensioni negative, in modo da evitare accensioni inattese. Il valore totale corretto di  $Q_g$  si ottiene dalla somma dei valori di  $Q_g$  in entrambe le regioni di tensioni positive e negative. Ad esempio, nella figura 6 la tensione di gate viene portata da -15V a +15V, dovendo così aggiungere 400 nC per ottenere una perdita totale di pilotaggio di 0,27W:  $[P(\text{pilotaggio}) = 20k * (400n + 500n) * 15]$ . La curva di  $Q_g$ , insieme all'andamento della tensione di uscita del dispositivo, consente un'analisi dettagliata e quindi l'ottimizzazione dei dispositivi di potenza switching.

**Relazione tra il tempo di commutazione e la carica di gate**

È possibile ottenere una stima del tempo di commutazione a partire da una risposta del prim'ordine dell'andamento della carica di gate, dalla resistenza

in serie al gate ( $R_s$ ) e dalla capacità di ingresso ( $C_{iss}$ ).  $R_s$  è la somma della resistenza di gate del dispositivo ( $R_g$ ) e di eventuali resistori esterni collegati al gate.

La tensione di gate  $V_{gs}$  in un istante di tempo  $t$  è legata alla tensione di pilotaggio  $V_{GS}$  secondo l'espressione:

$$V_{gs}(t) = V_{GS} \left\{ 1 - e^{-\frac{t}{C_{iss} * R_s}} \right\} \quad (4)$$

Di conseguenza  $t$  è pari a:

$$t = (C_{iss} * R_s) * \ln \left\{ \frac{V_{GS}}{V_{GS} - V_{gs}} \right\} \quad (5)$$

La costante di tempo risulta:

$$\tau = (C_{iss} * R_s) @ 63.2\% \text{ of } V_{GS} \quad (6)$$

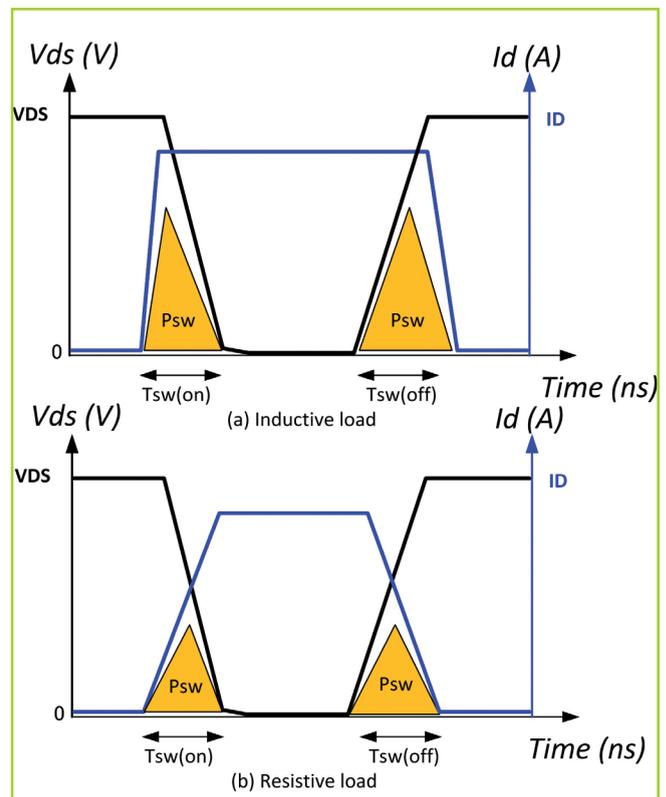
Sostituendo  $Q_g$  con  $C_{iss} * V_{gs}$  nell'equazione (5) si ottiene:

$$t = \left( \frac{Q_g}{V_{gs}} \right) * R_s * \ln \left\{ \frac{V_{GS}}{V_{GS} - V_{gs}} \right\} \quad (7)$$

Utilizzando la (7) si ottiene la seguente differenza temporale tra gli istanti  $t_2$  e  $t_1$ :

$$t_2 - t_1 = \left( \frac{Q_{g2} - Q_{g1}}{V_{g2} - V_{g1}} \right) * R_s * \ln \left\{ \frac{V_{GS} - V_{g1}}{V_{GS} - V_{g2}} \right\} \quad (8)$$

I tempi  $T_d(\text{on})$ ,  $T_r$ ,  $T_f$  e  $T_d(\text{off})$ , riportati nella sche-



**Fig. 8 – Perdite di commutazione**

da tecnica del componente, sono calcolati tramite l'equazione (8) inserendo i corrispondenti valori di tensione di gate, e tensione di drain e corrente di drain al variare di  $Q_g$ .

Per la definizione e descrizione dei tempi di commutazione indicati sopra si rimanda alle note applicative del produttore.

Le equazioni dalla (9) alla (12) esprimono il legame tra i tempi di commutazione e le tensioni di gate e di drain:

Ritardo di accensione,  $T_d(on)$ : dal 10% di VGS al 90% di VDS:

$$td(on) = \left( \frac{Qg2 - Qg1}{Vg2 - Vg1} \right) * Rs * \ln \left\{ \frac{VGS - Vg1}{VGS - Vg2} \right\} \quad - (9)$$

Tempo di salita,  $Tr$ : dal 90% di VDS al 10% di VDS:

$$tr = \left( \frac{Qg3 - Qg2}{Vg3 - Vg2} \right) * Rs * \ln \left\{ \frac{VGS - Vg2}{VGS - Vg3} \right\} \quad - (10)$$

Ritardo di spegnimento,  $T_d(off)$ : dal 90% di VGS al 90% di VDS:

$$td(off) = \left( \frac{Qg6 - Qg5}{Vg6 - Vg5} \right) * Rs * \ln \left\{ \frac{Vg6}{Vg5} \right\} \quad - (11)$$

Tempo di discesa,  $Tf$ : dal 10% di VD al 90% di VDS:

$$tf = \left( \frac{Qg7 - Qg6}{Vg7 - Vg6} \right) * Rs * \ln \left\{ \frac{Vg7}{Vg6} \right\} \quad - (12)$$

## Relazione tra le perdite

### di commutazione e la carica di gate

La carica di commutazione ( $Q_{sw}$ ) è definita come la carica totale accumulata durante il periodo in cui la tensione e la corrente di drain si incrociano. Può essere approssimata dalla carica immagine ( $Q_{gd1}$ ) dell'equazione (1). Per i convertitori DC-DC esiste un approccio consolidato per il calcolo delle perdite di commutazione a partire dalla  $Q_{sw}$ .

Il prodotto della corrente di gate ( $I_g$ ) e del tempo di commutazione ( $T_{sw}(on)$  o  $T_{sw}(off)$ ) è pari a  $Q_{sw}$ ; questa relazione, come mostrato sotto, consente il calcolo delle perdite di commutazione sia per l'accensione che per lo spegnimento. Nel caso di un carico puramente resistivo,  $I_d$  e  $V_{ds}$  si incrociano nel punto centrale. Nel caso di un carico induttivo, le fasi di corrente e tensione sono diverse ed il fattore di dissipazione cambia. Una rappresentazione grafica di questo effetto è illustrata in figura 8.

$$T_{sw}(on) = \frac{Q_{sw}}{I_g} = Rs * \frac{Q_{sw}}{VGS - Vgp} \quad - (13)$$

$$T_{sw}(off) = \frac{Q_{sw}}{I_g} = Rs * \frac{Q_{sw}}{Vgp} \quad - (14)$$

$$P_{sw}(induttivo) = \left( \frac{1}{2} \right) * VDS * ID * (T_{sw}(on) + T_{sw}(off)) * f \quad - (15)$$

$$P_{sw}(resistivo) = \left( \frac{1}{4} \right) * VDS * ID * (T_{sw}(on) + T_{sw}(off)) * f \quad - (16)$$

## Sfide nella misura della carica di gate

Lo schema di un circuito di prova per misurare la curva  $Q_g$  viene spesso riportato nella scheda

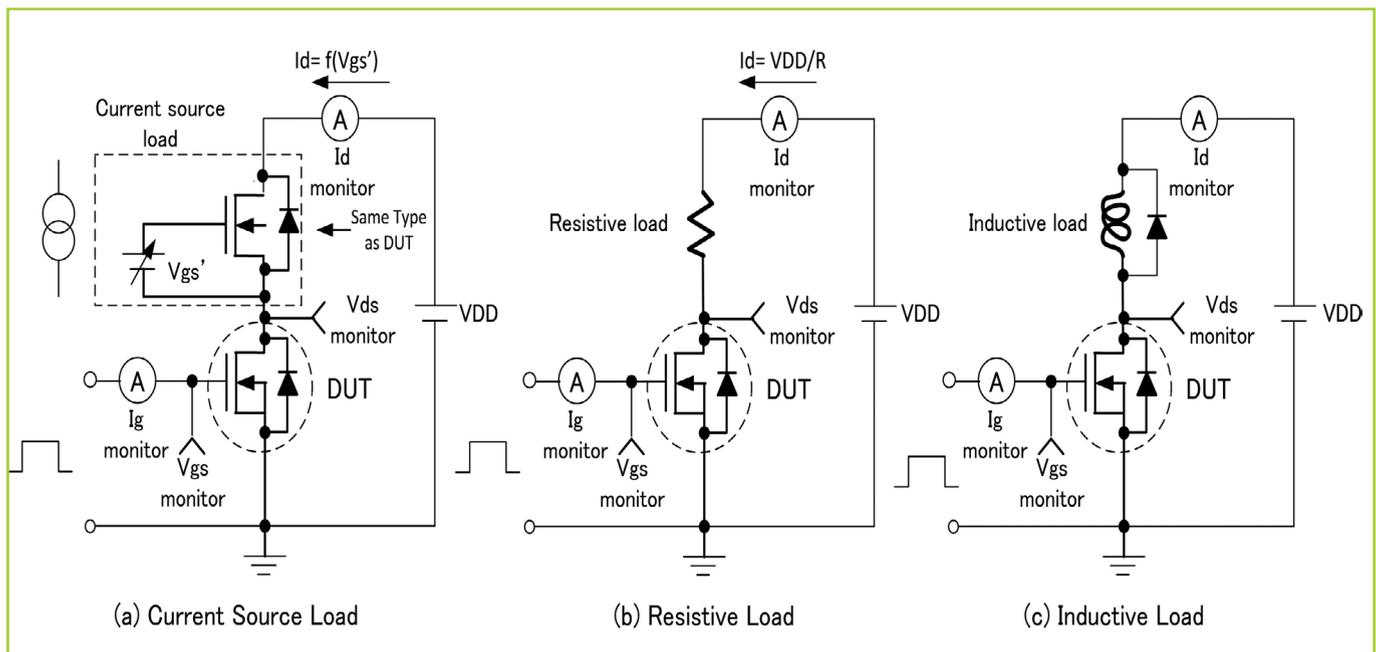


Fig. 9 – Circuiti di misura della carica di gate

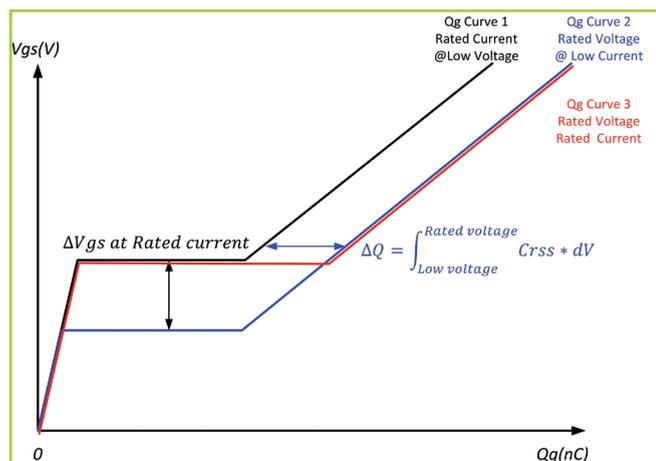


Fig. 10 - Nuova tecnica di misura di Qg

tecnica del dispositivo. La figura 9(a) mostra un circuito con un generatore di corrente costante, la figura 9(b) mostra un circuito con un carico resistivo mentre la figura 9(c) si riferisce a un carico induttivo. Nel caso della figura 9(b) è difficile ricavare il punto in cui si ha il cambio di pendenza in quanto la corrente dipende dalla tensione.

Sebbene questi tre circuiti appaiano semplici, è difficile progettare un ambiente di test per la carica Qg che rispetti i seguenti requisiti:

1. Un'alimentazione stabile per fornire tensioni e correnti accurate nel tempo.
2. Un circuito di pilotaggio del gate che possa misurare accuratamente l'andamento di tensione e corrente nel tempo.

Per misurare Qg è necessaria un'alimentazione stabile di elevata potenza. Ad esempio, per fornire 120 kW a 600V è necessario generare una corrente di 200A.

Progettare un alimentatore stabile con queste prestazioni non è semplice. La caratterizzazione di Qg richiede solo un'alimentazione impulsata per catturare la risposta dei transistori di commutazione. Quindi la corrente di scarica di un condensatore potrebbe essere sufficiente come alimentazione. Tuttavia è difficile realizzare tale sistema.

Al fine di misurare Qg accuratamente è necessaria una sorgente di corrente costante per pilotare il gate. Qg è data dal prodotto della corrente costante per il tempo. Quindi la curva di Qg può essere facilmente ricavata campionando la Vgs nel tempo. Lo slew rate del generatore di tensio-

ne che pilota il gate deve essere accuratamente controllato, altrimenti le commutazioni avvengono troppo velocemente e diventa difficile misurare le caratteristiche dei transistori.

Molti produttori di dispositivi possiedono dei sistemi di test dinamici dedicati alla misura di Qg. Tuttavia è difficile per i progettisti di sistemi elettronici poter accedere a tali sistemi di test, a causa del loro costo e delle loro dimensioni. Per rispondere a questa esigenza, Keysight Technologies ha sviluppato uno strumento da banco che può misurare velocemente e facilmente Qg in qualsiasi laboratorio.

**Una nuova e innovativa tecnica di misura della Qg**

Keysight Technologies ha sviluppato un nuovo metodo per ricavare le curve Qg (curva 3 in Fig. 10). Questa curva è costruita da due diverse curve

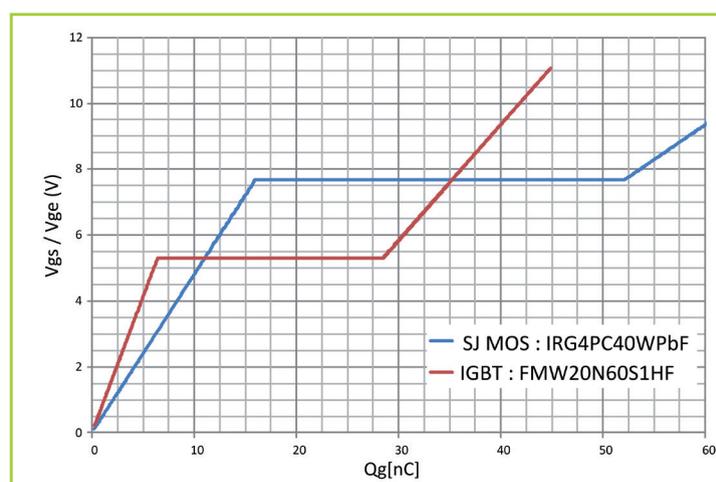


Fig. 11 - Caratteristiche di Qg di un IGBT e MOSFET a super giunzione

Qg. La prima (curva 1 in nero) è misurata con uno strumento ad alta corrente e bassa tensione, mentre la seconda (curva 2 in blu) è misurata con uno strumento ad alta tensione e bassa corrente. Uno strumento ad alta corrente e bassa tensione fornisce la curva Qg durante l'accensione del dispositivo, mentre un altro strumento a bassa corrente e alta tensione fornisce la curva Qg evidenziando la dipendenza dalla Crss del dispositivo. Questa tecnica elimina la necessità di un alimentatore enorme, che sarebbe altrimenti necessario per valutare dispositivi ad alta tensione e alta corrente.

Keysight Technologies ha sviluppato un sistema

**Tabella 1 – Confronto tra IGBT e MOS in termini di perdite di commutazione**

Condizioni		
VDS	480V	
ID	20°	
Vgs	da 0 a 10V	
Frequenza di commutazione	10kHz / 20kHz	
Duty Cycle Ton	10%	
Resistenza serie al gate	27Ω	
Tipo di dispositivo	IGBT	MOSFET a super giunzione
	IRG4PC40WPBF	FMW20N60S1HF
Valori misurati		
Qg	63 nC	42 nC
Qgd	36 nC	22 nC
Qsw (=Qgd1)	12.2 nC	10.0 nC
Rg	0.7 Ω	3.5 Ω
Vce_sat/ Rds_on @ 20A	1.95 V	183 mΩ
Valori calcolati		
Td(on)	39 ns	15 ns
Tr	47 ns	28 ns
Tf	28 ns	36 ns
Td(off)	162 ns	170 ns
P(pilotaggio)	6.3 mW	4.2 mW
P(commutazione) con carico L	9.0 W / 18.1 W	5.8 W / 11.5 W
P(conduzione)	3.9 W	7.3 W

**Tabella 2 – Intervallo di misura dei parametri della curva Qg dello strumento B1506A**

Parametro misurato-controllato	Intervallo	Risoluzione minima
Qg	da 1 nC a 100 μC	10 pC
Vdd	da +/- 0 V a 3000 V	100 μV
Massima Id	da +/- 1 A a 1100 A	2mA
Ig	da +/- 1 nA a 1 A	10 pA
Vg	+/- 30V	40 μV
Tempo di accensione	50 μs – 950 μs	2 μs
Tensione di comando Vg	+/- 30 V	40 μV

di test con un generatore di corrente costante per pilotare il gate. Si tratta di un metodo innovativo che combina un sofisticato circuito di pilotaggio del gate e che controlla accuratamente la corrente con sistemi di generazione e lettura simultanea dei segnali a bassa tensione e alta corrente, oppure ad alta tensione e bassa corrente.

Questa combinazione unica consente di ottenere una caratterizzazione completa della carica di gate, del tempo di commutazione e quindi il calcolo delle rispettive perdite.

La tabella seguente mostra l'esempio di caratterizzazione di un IGBT e di un MOSFET a super giunzione misurandone i parametri Ron, Qd, Rg e Crss.

Il MOSFET a super giunzione mostra una minore perdita di commutazione rispetto all'IGBT a frequenze superiori a 20 kHz per misure eseguite in condizioni simili.

#### Analisi dei dispositivi con lo strumento B1506A di Keysight Technologies

Il Power Device Analyzer B1506A rappresenta il primo strumento da banco sul mercato con la capacità di rappresentare le curve Qg fino a 1500A/3 kV e da 1 nC a 100 μC.

Oltre alla caratteristica I/V, l'analizzatore B1506A può misurare i parametri parassiti dei dispositivi, come Rg, Ciss, Crss, Coss, Cgs e Cds.

Di conseguenza, può validare un dispositivo di potenza da due diverse prospettive. Inoltre, dalle curve Qg, può calcolare i tempi di commutazione (td, tr, tf), le perdite di potenza (di pilotaggio, commutazione e conduzione) e altri parametri. Infine, permette di misurare le curve caratteristiche in funzione della temperatura nel range -50 °C a +250 °C.

L'analizzatore B1506A di Keysight Technologies può valutare tutti i parametri necessari alla progettazione del circuito di potenza su di un esteso intervallo di condizioni operative.

# Keysight Technologies

## Analizzatore di Potenza IntegraVision

### Vedi. Misura. Dimostra.

L'analizzatore di potenza Keysight IntegraVision è una combinazione intuitiva di accurate misure di potenza AC/DC e visualizzazioni da oscilloscopio touch screen. All'interno di un unico strumento, offre le acquisizioni dinamiche che vi occorrono per individuare, misurare e dimostrare la prestazioni del vostro progetto.

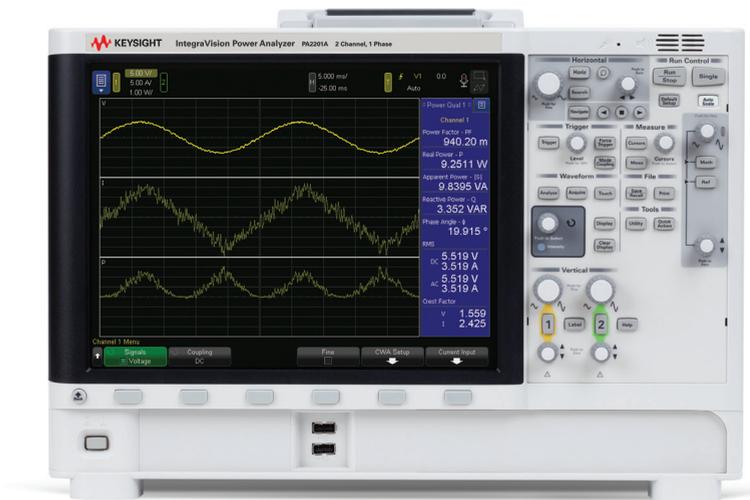
### Eseguite tutte le vostre misure di potenza con un solo strumento

- Setup veloce
- Indirizzare scenari di test multipli con la flessibilità di ingressi isolati a ampia gamma
- Identificare i miglioramenti di prestazioni dei convertitori ad alta efficienza con 0,05% di precisione di base e risoluzione a 16-bit
- Visualizzare transitori, correnti di in-rush e cambi di stato con un digitalizzatore a 5 MSa/s che cattura tensione, corrente e potenza in tempo reale con 2 MHz BW
- Analizzare la potenza nel dominio del tempo, e il suo contenuto armonico
- Esplorare il vostro progetto attraverso il display da 12,1" ad alta risoluzione con interfaccia touch
- Risparmiare spazio sul vostro banco di test con un solo strumento

Note applicative e video sono disponibili all'indirizzo:  
[www.keysight.com/find/pa2201a](http://www.keysight.com/find/pa2201a)

Per maggiori informazioni:  
Numero Verde 800 599 100

© Keysight Technologies, Inc. 2015



### Keysight PA2200 IntegraVision Power Analyzer

- 2 canali; ognuno misura tensione, corrente e potenza; adatti per misure AC
- Isolati e fino a 1000 V (Cat II)
- Misure AC, DC o AC + DC
- Precisione di base dello 0,05% (@ 50/60 Hz)
- 5 MSa/s a 16 bit su ogni forma d'onda simultaneamente
- Memoria: fino a 4M punti su ogni forma d'onda
- Timebase: 50 s/div (500 secondi) max;  
20  $\mu$ s/div (200  $\mu$ s) min
- Tensione: Misure 1000 Vrms con banda fino a 2 MHz
- Misura di correnti diretta con 2 shunt interni (2 Arms e 50 Arms) con banda fino a 100 KHz
- Supporta sonde di corrente esterne e trasduttori fino a 10 V con banda fino a 2 MHz
- Ciclo di calibrazione: 1 anno

 **KEYSIGHT**  
TECHNOLOGIES

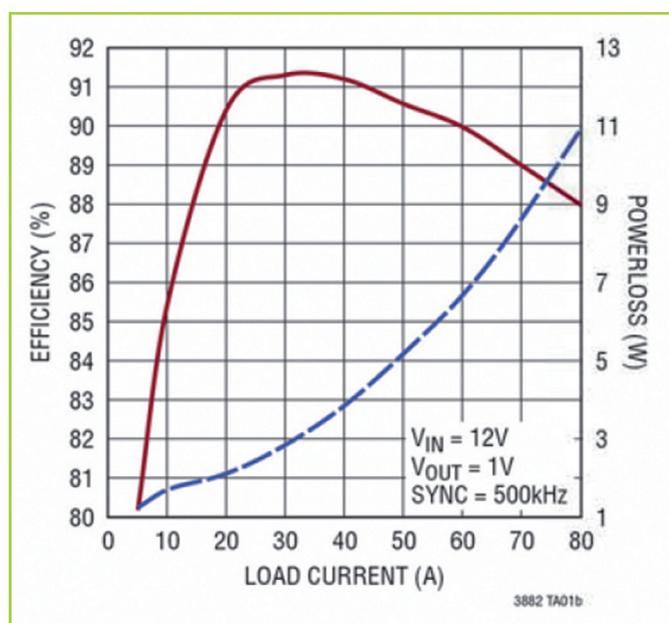
Unlocking Measurement Insights

## Convertitore con controllo e supervisione per linee ad alta corrente

Il metodo PSM (Power System Management) è una funzionalità molto utile durante le fasi di sviluppo e debug, poiché consente ai progettisti di rendere operativi i loro sistemi in tempi brevi e con la possibilità di regolare e controllare le tensioni di alimentazione, i limiti e le sequenze, senza bisogno di apportare modifiche all'hardware fisico, al circuito e/o alla BOM del sistema

**Bruce Haug**  
Senior product marketing engineer  
Power products  
[Linear Technology](#)

La crescente complessità di grandi sistemi di elaborazione ha costretto i produttori di alimentatori a migliorare l'efficienza, la precisione e la risposta ai transitori. Più recentemente, tuttavia, sta diventando necessario anche il controllo digitale per il monitoraggio, le impostazioni e la creazione di rapporti. Un'elevata efficienza è essenziale in sistemi distribuiti, dove si utilizzano notevoli rapporti di discesa (step-down) da bus a tensione intermedia per creare linee di alimentazione locale a bassa tensione, che generano alte correnti per ridurre al minimo i problemi termici causati da efficienze di conversione scadenti. I sistemi host possono avere dozzine di linee di tensione locali che generano un'ampia gamma di livelli di potenza. Ad esempio, nei sistemi di trasmissione dati possono esservi fino a 50 linee di tensione al punto di carico, alcune delle quali generano correnti uguali o anche maggiori di centinaia di ampere. I progettisti di sistemi vorrebbero perciò essere in grado di monitorare e regolare agevolmente le tensioni di alimentazione, la sequenza, impostare i limiti della tensione di funzionamento e leggere parametri quali tensione, corrente e temperature, nonché accedere a un registro dettagliato dei guasti.



**Fig. 1 – Tipico schema applicativo dell’LTC3882**

Un metodo molto diffuso per controllare un sistema con un gran numero di linee prevede l’impiego di un bus di comunicazione digitale; questo metodo spesso viene indicato con il termine “alimentazione digitale” o “gestione del sistema di alimentazione” (PSM - Power System Management), e consente ai progettisti di controllare, monito-



za, delle fluttuazioni e delle variazioni nel corso del tempo

- Sviluppo di analisi predittive per ridurre al minimo i costi di esercizio
- Possibilità di prendere decisioni sulla gestione dell'energia.

Il linguaggio di comando PMBus è stato sviluppato per rispondere alle esigenze di grandi sistemi multirail. Oltre a un set ben definito di comandi standard, i dispositivi a norma PMBus possono anche implementare i loro comandi proprietari per offrire innovative funzionalità a valore aggiunto. La standardizzazione della maggior parte dei comandi e del formato dei dati costituisce un grande vantaggio per i produttori di apparecchiature originali (OEM) che fabbricano schede di sistema di questo tipo. Il protocollo viene implementato sull'interfaccia seriale SMBus™ standard nel settore e rende possibile la programmazione e il controllo, nonché il monitoraggio in tempo reale dei dispositivi di conversione della potenza. La standardizzazione del linguaggio di comando e del formato dei dati consente agli OEM di sviluppare e riutilizzare agevolmente il firmware; si riduce così il tempo di immissione sul mercato per i progettisti di sistemi di alimentazione. Per maggiori informazioni su questo argomento è possibile visitare il sito <http://pmbus.org>.

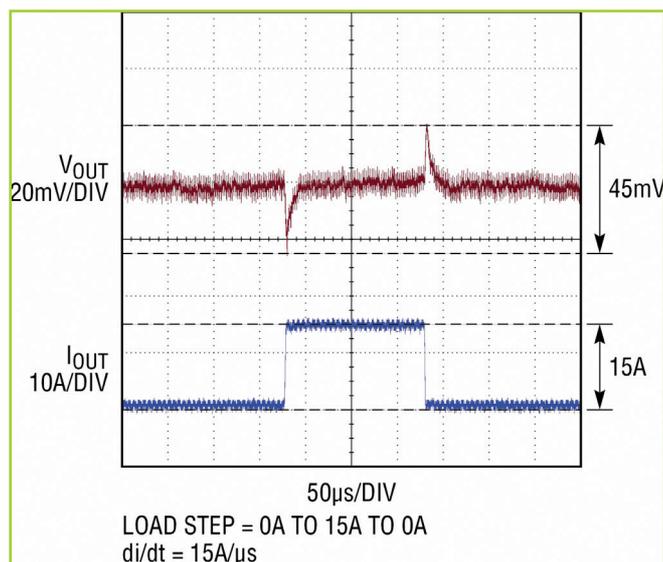
Il metodo PSM viene adottato in virtù della sua capacità di fornire informazioni precise sul sistema di alimentazione e di controllare e supervisionare autonomamente molte tensioni. Linear Technology offre numerosi prodotti PSM pensati per rispondere a queste esigenze e continua a introdurne periodicamente di nuovi.

### Nuovo controller CC/CC PSM

LTC3882 è un controller PWM in discesa sincrono CC/CC a due canali con interfaccia seriale a norma PMBus, introdotto recentemente. Funziona con tensioni del bus di alimentazione d'ingresso comprese fra 3V e 38V e ciascun canale può generare tensioni di uscita indipendenti comprese fra 0,5V e 5,25V. F

ino a quattro LTC3882 possono funzionare in modo sfasato in parallelo, creando linee di uscita singola contenenti sino a otto fasi con correnti che possono raggiungere 40 ampere per fase.

È possibile sviluppare progetti con multipli di 6 o 8 fasi quando l'alimentazione o l'affidabilità impone un numero di fasi superiore. Una volta programmata la sua EEPROM incorporata, LTC3882 può funzionare autonomamente senza supporto host, anche durante condizioni di guasto. La figura 1 mostra un tipico schema applicativo di LTC3882-1.



**Fig. 3 – Curve dell'efficienza e dell'attenuazione di potenza per un ingresso a 12V e uscita a 1V**

### Architettura interna

Per supportare alti rapporti di discesa e una risposta veloce al transitorio di carico, LTC3882 utilizza un'architettura a modalità di tensione con modulazione sul fronte di salita, a frequenza costante. Questa architettura viene combinata con un amplificatore dell'errore di tensione ad ampia larghezza di banda e offset bassissimo, e con un circuito di compensazione interno feed-forward; quest'ultimo regola istantaneamente il duty cycle in seguito a variazioni della tensione d'ingresso, riducendo notevolmente la sotto- o sovraelongazione all'uscita durante un transitorio. Entrambi i canali rilevano in remoto la tensione di uscita per compensare la caduta di tensione risultate da lunghe piste sulla scheda di circuiti. Un anello di controllo separato offre eccezionale condivisione del carico multifase dinamica e CC quando le uscite sono in parallelo. La figura 2 mostra la risposta al transitorio del circuito della figura 1 con un carico a gradino di 15A. La massima deviazione dalla tensione di uscita nominale è minore di 25 mV.

### Scelta degli stadi di alimentazione

Ciascun canale di LTC3882 fornisce protocolli di controllo PWM selezionabili per l'interfacciamento con progetti dello stadio di alimentazione che hanno ingressi di controllo compatibili con 3,3V. L'utente può scegliere il tipo ottimale di stadio di alimentazione a seconda dei requisiti del progetto: driver FET discreti, dispositivi DrMOS o moduli di alimentazione; questi possono essere utilizzati contemporaneamente, ciascuno in numero variabile, per ciascun canale, consentendo di ot-

timizzare la ripartizione, le dimensioni e il costo del sottosistema di alimentazione, a seconda delle esigenze di erogazione della corrente di alimentazione per ciascuna linea.

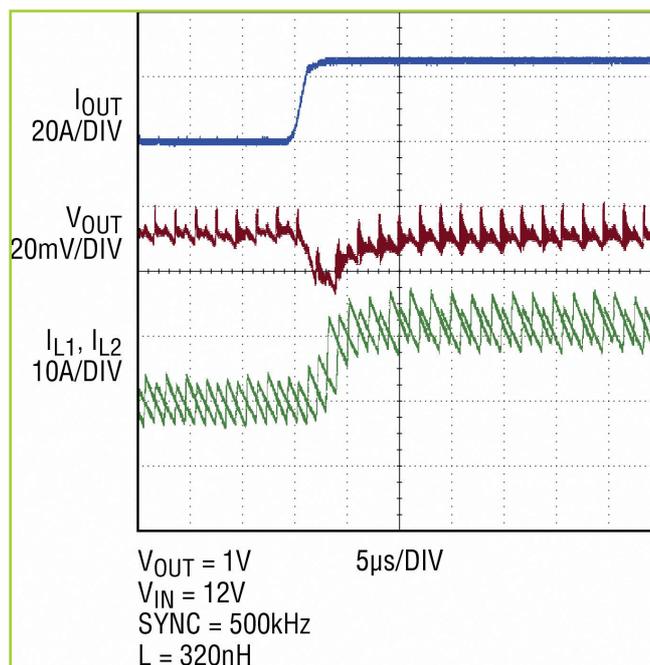
La modulazione sul fronte di salita consente una risposta veloce e in un ciclo singolo ai gradini del carico di uscita e non pone limitazioni sul duty cycle minimo. Con questo schema, per rapporti di discesa elevati gli impulsi di controllo dell'uscita PWM possono diventare molto piccoli e il tempo On minimo normalmente è limitato dal progetto dello stadio di alimentazione, non dal controller. Per ottenere la soluzione più compatta è possibile impiegare solo condensatori di uscita ceramici e LTC3882 è dotato di un circuito di posizionamento della tensione attivo (AVP) programmabile, consentendo un'ulteriore ottimizzazione della resistenza in serie equivalente (ESR) e una riduzione delle dimensioni del condensatore di uscita.

A seconda delle necessità dell'applicazione, l'efficienza di picco o le dimensioni della soluzione possono essere priorizzate scegliendo una frequenza di funzionamento ottimale. La frequenza di commutazione programmabile di LTC3882, compresa fra 250 kHz e 1,25 MHz, consente l'ottimizzazione delle dimensioni dell'induttore e del ripple della corrente di uscita. LTC3882 è utilizzabile anche come master clock PWM o può accettare un ingresso di clock esterno per la sincronizzazione con la base dei tempi di un altro sistema.

#### Rilevazione di bassa DCR per potenza elevate

A correnti di uscita relativamente alte, l'efficienza di conversione deve essere massimizzata per limitare la generazione di calore – e ridurre al minimo i relativi costi di raffreddamento – derivante dalle perdite di conduzione. È importante ridurre al minimo la dissipazione della potenza nell'elemento di rilevazione della corrente per massimizzare l'efficienza, poiché viene rilevata continuamente l'intera corrente di carico CC oltre alla corrente di ripple aggiuntiva. LTC3882 supporta sia le convenzionali topologie dei resistori di rilevazione sia schemi di rilevazione a bassa DCR, che possono produrre solo alcune decine di millivolt. L'architettura PWM a modalità di tensione a rampa costante consente il controllo di un segnale di grande ampiezza del duty cycle ed elimina i problemi di rumore che potrebbero essere creati da progetti a bassa DCR, utilizzando schemi di controllo a modalità di corrente. L'efficienza e l'attenuazione di potenza sono illustrate nella figura 3 che fa riferimento allo schema della figura 1.

LTC3882 contiene una funzione servo di uscita digitale (a richiesta). Quando è abilitata, l'uscita del convertitore A/D a 16 bit per la tensione del canale viene utiliz-



**Fig. 4 – Bilanciamento dinamico del carico durante un transitorio di uscita**

zata come servo per ottenere il valore medio desiderato di uscita. In questo caso, il convertitore presenta un errore di uscita tipico straordinariamente basso – pari a solo  $\pm 0,2\%$  – e un errore di caso peggiore in funzione della temperatura pari a  $\pm 0,5\%$ . Per il funzionamento a uscita singola multifase, LTC3882 presenta un anello di condivisione corrente separato che offre bilanciamento preciso del carico, un miglioramento rispetto ai convenzionali convertitori in voltage mode. I canali di uscita sono progettati come master di controllo o come slave connettendo i pin opportuni. Il pin IAVG sul canale master fornisce una tensione equivalente alla sua corrente di uscita istantanea. Si aggiunge quindi un condensatore filtro di capacità compresa tra 100 pF e 200 pF a questa linea, che viene quindi instradata a tutte le fasi slave. Gli slave utilizzano queste informazioni e la tensione di controllo COMP principale generata dal master per adattare la loro corrente di uscita a quella del master. La figura 4 mostra come questo adattamento viene mantenuto dinamicamente attraverso i gradini di carico ad alta frequenza.

#### Telemetria precisa

LTC3882 monitora i parametri cruciali dell'alimentatore mediante un convertitore A/D a 16 bit interno. Sono disponibili letture digitali tramite PMBus delle tensioni d'ingresso e di uscita, delle correnti di uscita, dei duty cycle e delle temperature. LTC3882 rileva, mantiene co-

stanti e genera valori di picco per questi parametri. Oltre alla telemetria dei parametri base dell'alimentatore, LTC3882 può trasmettere un'ampia gamma di informazioni sullo stato interno ed esterno al sistema host tramite PMBus.

### Risposta ai guasti programmabile e veloce

I guasti possono essere rilevati e comunicati utilizzando un bus apposito condiviso fra LTC3882s e altri dispositivi della famiglia Linear Technology PSM, come LTC3880. LTC3882 genera un'uscita ALERT a drain aperto standard per la segnalazione di un'ampia gamma di condizioni di guasto al bus host. LTC3882 implementa risposte hardware a basso livello e alta frequenza ai guasti critici per proteggere lo stadio di alimentazione e il carico del sistema a valle. I comandi PMBus possono quindi essere utilizzati per configurare risposte a livello più alto, rendere invisibili i guasti al sistema e determinare quali guasti si propagano al bus dei guasti condiviso. Si ottiene così flessibilità nella gestione dinamica dei guasti a livello del sistema anche dopo che l'hardware è stato progettato e fabbricato.

LTC3882 include una vasta capacità di registrazione delle condizioni operative del convertitore subito prima di un guasto. Questo registro può essere abilitato e memorizzato nella EEPROM interna per fornire una funzione di registrazione "scatola nera" per la diagnosi nel sistema o il successivo debug remoto di eventi anomali.

### Il vantaggio del metodo PSM

Esistono molti motivi che spingono a considerare l'uso di un controller PSM. I comandi PMBus possono essere inviati a LTC3882 per impostare la tensione di uscita, le tensioni di margine, la frequenza di commutazione, la sequenza on/off di uscita e altri parametri di funzionamento. Complessivamente, LTC3882 supporta oltre 100 comandi PMBus, sia standard sia personalizzati. Uno dei vantaggi principali di questa programmabilità è il costo di progettazione ridotto e il tempo più breve di immissione sul mercato. Una volta completato il progetto macro hardware fondamentale, è possibile creare velocemente molte variazioni, renderle operative e verificarle semplicemente regolando i parametri programmabili in modalità digitale all'interno del controller LTC3882. Le regolazioni possono continuare successiv-

amente alla produzione secondo le necessità, incluse la risequenziamento/ritemporizzazione completamente sincronizzate delle linee di alimentazione. In combinazione con la programmazione mediante resistore esterno opzionale di parametri fondamentali dell'alimentatore, questo tipo di flessibilità può evitare rischiose e costose iterazioni della scheda di circuiti o regolazioni con cablaggi manuali dovute a modifiche dei requisiti apportate all'ultimo minuto o all'uso del sistema in evoluzione.

Le configurazioni finali possono essere memorizzate velocemente nella sua EEPROM interna in vari modi, compresa la programmazione di fabbrica su misura. Una volta memorizzata una configurazione, il controller si avvia autonomamente in quello stato senza sovraccaricare l'host con richieste di ulteriore programmazione. Tutta-

via, anche dopo che è stata caricata una configurazione finale nella EEPROM, si possono impiegare resistori di programmazione esterni per modificare alcuni parametri di funzionamento fondamentali come la fase, la frequenza e la tensione di uscita specificate.

Una volta progettati, gli schemi di indirizzamento multiplo supportati da LTC3882 consentono al sistema di comunicare con dispositivi globalmente o selettivamente a livello di linea, dispositivo o canale individuale, a seconda dei requisiti di monitoraggio e controllo. Il PMBus facilita quindi operazioni complesse del sistema ad alto livello, come il bilanciamento del carico con basso consumo di energia soddisfacendo a requisiti di alta corrente. Queste funzioni semplicemente non sarebbero

economiche o addirittura possibili usando convenzionali componenti di alimentazione in sistemi di grandi dimensioni. Il metodo PSM mette in grado i progettisti di sistema di controllare gli alimentatori con un processore host del sistema preesistente o con una semplice connessione PC. Questa funzionalità è molto utile durante le fasi di sviluppo e debug poiché consente ai progettisti di rendere operativi i loro sistemi in tempi brevi e con la possibilità di regolare e controllare le tensioni di alimentazione, i limiti e le sequenze, senza bisogno di apportare modifiche all'hardware fisico, al circuito e/o alla BOM del sistema. Per sistemi con un gran numero di linee, alcune delle quali richiedono correnti elevate, e per gli OEM che vogliono assumere il controllo dei loro sistemi di alimentazione, il metodo PSM rappresenta uno strumento semplice, pratico e vantaggioso.

**Il metodo PSM mette in grado i progettisti di sistema di controllare gli alimentatori con un processore host del sistema preesistente o con una semplice connessione PC**

# Nuovi dispositivi SiC in carburo di silicio

Il carburo di silicio (SiC) vanta, rispetto a molti altri semiconduttori, un deciso miglioramento di alcuni parametri elettrici e termici; tali proprietà hanno reso il SiC un materiale interessante con cui realizzare dispositivi elettronici, sia per applicazioni nel campo della potenza sia per radiofrequenza e questi nuovi dispositivi garantiscono maggiori prestazioni rispetto a quelli i tradizionali realizzati in silicio, poiché esibiscono una maggiore tensione di breakdown a cui è legato l'aumento della densità di potenza, una resistenza di conduzione più bassa insieme alla possibilità di operare a temperature elevate

**Giuseppe Vacca**  
Senior HW design engineer  
presso [Indesit Company](#)

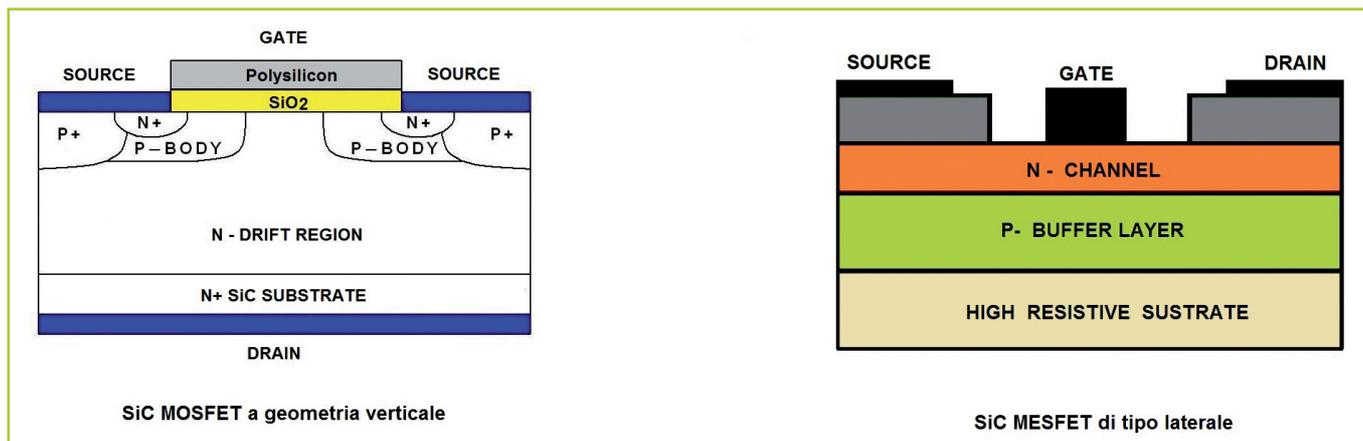
Da alcuni anni a questa parte si stanno sempre più affermando alcuni dispositivi elettronici innovativi che rispetto ai tradizionali realizzati in silicio, utilizzano differenti tipi di semiconduttori; la loro diffusione sta trovando un crescente riscontro nel mercato, tanto è che il silicio comincia a essere sostituito in una ampia molteplicità di applicazioni.

Molti scienziati e ricercatori ritengono che la tecnologia legata allo sviluppo di sistemi in silicio abbia praticamente raggiunto i limiti intrinseci imposti dalle caratteristiche del materiale stesso, che permette incrementi di performance con notevole difficoltà e non rispetta oramai da parecchio tempo la legge di Moore, secondo la quale si prevede un raddoppio delle prestazioni da parte della tecnologia stessa, ogni periodo temporale di 18 mesi. Legata all'aspetto dell'innovazione tecnologica ma di certo non meno importante, è presente la problematica dei costi di ricerca e sviluppo, infatti, le attuali tecniche di scaling e di miniaturizzazione, in generale, si stanno rivelando decisamente costose al fine di riuscire a spingere le geometrie dei circuiti integrati e dei dispositivi di segnale e di potenza costruiti con silicio al

di sotto del limite di qualche decina di nanometri; dalla panoramica descritta, conseguentemente ne discende una limitazione fisiologica nella progettazione e quindi nella realizzazione di componentistica attiva che possa essere utilizzabile per lavorare a frequenze superiori a qualche GigaHerz.

Nell'intento di poter ricavare un deciso miglioramento prestazionale dai dispositivi attivi, si sta assistendo a una migrazione che, partendo dal silicio, va muovendosi verso tecnologie di nuova concezione e in particolar modo verso l'adozione di semiconduttori di tipo composto, che sono capaci di evidenziare un netto progresso dei parametri elettro-termici e consentono una più agevole implementazione di aree attive di dimensioni ridotte, riuscendo così a scendere anche al di sotto dei 10÷15 nanometri, in maniera tale da poterne prevedere un impiego orientato a ben più alte frequenze di quelle possibili per il silicio.

Tra questi nuovi semiconduttori è presente il già consolidato arseniuro di gallio, GaAs, il cui processo tecnologico è già sufficientemente maturo ma che fino ad oggi ha trovato collocazione solamente in un ristretto range di applicazioni (esso viene impiegato in alcuni blocchi di sistemi di potenza per amplificazioni alle microonde), ciò a causa dei costi che sono rimasti proibitivi e quindi limitanti ai fini di un suo sviluppo massivo; vi è inoltre il nuovissimo nitruro di gallio GaN che appare decisamente promettente ma che al momento non lascia presagire



**Fig. 1 – Esempi di dispositivi realizzati in carburo di silicio**

quelle condizioni al contorno necessarie a far credere in una sua diffusione in larga scala, almeno a breve.

Tra i vari, quello che sta guadagnando sempre più spazio e che inizia a esercitare una apprezzabile penetrazione nei vari comparti del mercato globale è sicuramente il carburo di silicio, SiC, la cui tecnologia è indubbiamente più matura del GaN ed evidenzia già un accettabile grado di robustezza mostrando delle performance spiccatamente più elevate rispetto al silicio, in particolar modo nelle condizioni combinate di alta tensione con alta corrente, quindi in potenza, a elevata frequenza, unitamente alla possibilità trasversale di operare a temperature di funzionamento superiori rispetto a quelle massime consentite dal silicio stesso.

Queste feature lo hanno fatto balzare all'attenzione dei player mondiali grazie alle sue potenzialità di essere in grado di gestire elevati livelli di energia in modo indiscutibilmente più efficiente ed efficace, individuandolo come materiale "promessa" per le prossime generazioni di semiconduttori di potenza visto che rappresenta già una opzione innovativa per i progettisti di questo settore di elettronica.

Esso è composto pariteticamente da carbonio e silicio (al 50%) ed è presente in natura sotto forma di varie strutture cristalline polimorfe che vengono chiamate politipi, tutte di medesima geometria tetraedrica tra cui il tipo 4H-SiC, che è quello normalmente prescelto ai fini della costruzione di dispositivi elettronici di potenza.

Il SiC si contraddistingue per il fatto di possedere una larghezza di banda proibita (bandgap) di oltre 3 eV unitamente a una conduttività termica di quasi 5W/cm°C; tali valori sono all'incirca 3 volte maggiori rispetto ai corrispettivi del silicio (1.12 eV e 1.5W/cm°C rispettivamente); esso vanta inoltre un campo elettrico critico pari a quasi 3100 KV/cm (è un ordine di grandezza su-

periore rispetto al Si); a fronte di ciò la mobilità dei suoi portatori scende da 1400 cm<sup>2</sup>/Vs a circa 900 cm<sup>2</sup>/Vs.

Il notevole valore di campo elettrico critico permette di raggiungere tensioni di rottura decisamente più elevate rispetto a dispositivi analoghi realizzati in silicio (è utile ricordare che la tensione di breakdown  $V_B$  è proporzionale al quadrato del campo elettrico critico) e apre la strada verso geometrie nettamente più piccole, consentendo così la realizzazione di dispositivi molto miniaturizzati; grazie a ciò le applicazioni finali che adoperano componentistica in carburo di silicio riescono a innalzare il valore della densità di potenza fino raggiungere i 10 W/cm<sup>3</sup>.

Questo aspetto tecnologico è accompagnato da un valore più basso della costante dielettrica  $\epsilon_s$  (circa il 20% in meno rispetto al valore del silicio), il che produce proporzionalmente delle capacità intrinseche più piccole e conseguentemente una migliore attitudine alla realizzazione di componenti a radiofrequenza.

I dispositivi in SiC permettono un incremento dell'efficienza dei sistemi, riducendo le perdite mediamente del 50%, ma in alcuni casi si può arrivare fino al 70% se comparati con omologhi dispositivi Si e, grazie alla maggiore temperatura di esercizio insieme alla più elevata conducibilità termica, ne permette una riduzione delle dimensioni ovvero dei costi dei sistemi di alette dedicate al raffreddamento degli stessi dispositivi di potenza.

Potendo inoltre essere incrementata la frequenza di commutazione, si riesce a ricavare una fisiologica ricaduta sulle dimensioni degli elementi magnetici (ne diminuisce il volume), che permette così di conseguire una ulteriore contrazione sul size totale da cui si ricava ancora un saving, di tipo indiretto, sui costi totali.

Il carburo di silicio, con la tecnica dell'accrescimento omo-epitassiale, consente la realizzazione di dispositivi

sia a topologia laterale che di tipo verticale, come indicato in figura 1.

Tra i dispositivi a sviluppo “laterale” sono già presenti sul mercato alcuni MESFET che vengono dedicati alle applicazioni per alta frequenza, in banda S fino a circa 4 GHz, con temperatura massima di funzionamento di 250 °C; sono anche presenti circuiti integrati monolitici, di tipo MMIC, sempre per il settore delle microonde. Tra i componenti a geometria verticale, quelli attualmente realizzati in SiC e che stanno aparendo diffusamente nei vari cataloghi delle aziende costruttrici, si trovano i diodi Schottky ad alta tensione e i SiC MOSFET.

Vi sono notevoli vantaggi nella realizzazione di diodi a barriera Schottky in SiC rispetto a quelli tradizionalmente costruiti in silicio; infatti i primi, se comparati con il tipo Fast Recovery in Si, mettono in evidenza una minore reverse recovery current, unitamente a valori di recovery time decisamente più corti, che hanno come effetto una notevole riduzione delle perdite di tipo switching, accompagnate da ripercussioni assolutamente positive scaturenti dall’abbassamento del livello di emissioni elettromagnetiche, specie di tipo irradiato.

In aggiunta a tutto ciò, queste positività variano abbastanza poco in funzione della corrente di carico e della temperatura, al contrario di quanto accade nei dispositivi in silicio, dove si manifesta un netto peggioramento delle perdite switching e un aumento del livello di emissioni elettromagnetiche all’aumentare di tali grandezze.

I classici diodi a giunzione PN esibiscono un elevato transitorio di corrente nell’istante in cui la tensione

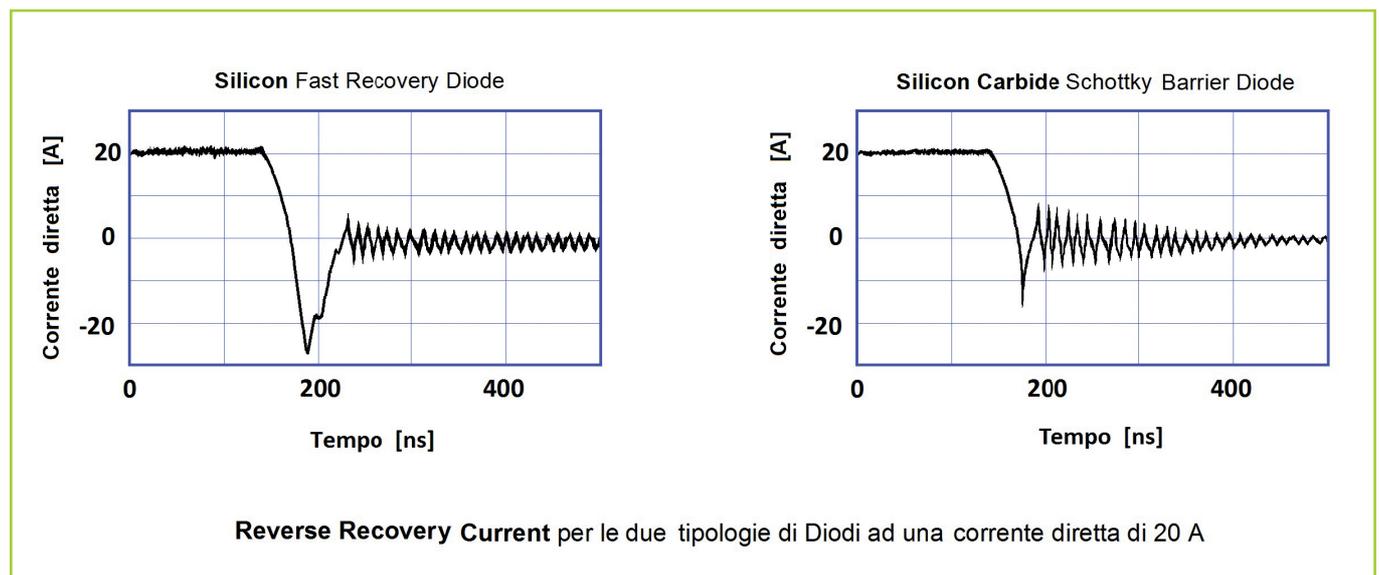
sulla giunzione cambia il verso della polarizzazione, passando da diretta a inversa; al contrario i diodi SiC, essendo di tipo unipolare, non ricorrono a portatori minoritari ai fini della conduzione; in questi la recovery current è dovuta alla sola carica accumulata nella capacità di giunzione (tale capacità dovrà essere caricata e scaricata a ogni transitorio) rimanendo indiscutibilmente inferiore rispetto a quella dei diodi Fast Recovery, così come si evince dalla figura 2.

Grazie a queste migliorative caratteristiche, l’impiego di diodi SiC si va diffondendo e potrebbe sostituire man mano i diodi al silicio; in particolar modo in quelle applicazioni fra 600V e 1200V con correnti fino a 50A, tra cui si annoverano i PFC attivi e gli stadi secondari di raddrizzamento dei DC to DC converter, inoltre le saldatrici elettroniche allo stato solido.

Si è aggiunto ultimamente il settore automotive, dove è in aumento la richiesta della carica fast per le batterie delle auto elettriche. Sono in fase di studio avanzato e prototipale dispositivi con tensioni di lavoro fino a 1700V.

La tensione di soglia di entrambe le tipologie di diodi si attesta su valori simili, poco minori di un 1V, ma nei SiC la tensione in polarizzazione diretta  $V_f$  ha un coefficiente di temperatura positivo e non causa così fuga termica, anzi, ne favorisce la connessione di più dispositivi in parallelo che realizzano lo sharing della corrente automaticamente tra loro, riuscendo ad assicurare un funzionamento decisamente più stabile rispetto ai comuni diodi Si.

I dispositivi di potenza realizzati in silicio che hanno trovato maggiore diffusione per quanto riguarda le ap-



**Fig. 2 – Reverse Recovery Current per due tipologie di diodi a una corrente diretta di 20A**



**Fig. 3 – Alcuni dispositivi di tipo SiC MOSFET già commercializzati**

plicazioni in commutazione per alta tensione e correnti sono certamente gli IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Affinché tali componenti possano presentare una bassa resistenza nello stato di conduzione, è necessaria una iniezione di portatori minoritari; a causa di questa presenza però, il loro spegnimento richiede un tempo abbastanza lungo, poiché i portatori minoritari iniettati per i motivi legati all'aumento della conduzione si dovranno ricombinare. Tale processo è accompagnato dalle perdite introdotte, per il fatto che durante lo spegnimento del dispositivo questi portatori producono una "coda" sul profilo della corrente, coda che dovrà essere dissipata.

I MOSFET sono dispositivi di tipo unipolare, a cariche maggioritarie, e non generano di per sé code di corrente; inoltre, se vengono realizzati in silicon carbide riescono a combinare le varie caratteristiche positive che sono richieste per le applicazioni switching, ossia una elevata tensione di lavoro e una più bassa resistenza  $R_{ds}$  nello stato di conduzione, alla possibilità di innalzare la frequenza di commutazione. Oltre a ciò il SiC aggiunge la grande potenzialità di poter lavorare ad alta temperatura; in particolare, se i componenti realizzati con questo nuovo semiconduttore vengono adeguatamente corredati dell'opportuno package, possono riuscire a operare fino a temperature di 200 °C. Si prevede in futuro di riuscire ad andare anche oltre tale limite anche per queste tipologie di componenti. Anche per i SiC MOSFET sono presenti dispositivi con tensioni di lavoro che vanno tra i 600V e i 1200V, ma anche per essi sta per essere resa disponibile della componentistica con tensione di lavoro fino a 1700V. In figura 3 sono mostrati alcuni dispositivi già disponibili sul mercato. Per quel che concerne gli inverter

trifasi orientati al controllo motore e anche per applicazioni nel solare e nell'eolico, si stanno affermando power moduli intelligenti (IPM), dotati di circuiti driver, protezioni e feedback di temperatura, in cui i sei dispositivi di potenza vengono realizzati da SiC MOS che vanno a sostituire i tradizionali IGBT o MOS; l'evoluzione descritta consente la gestione di correnti di fase dell'ordine di 100A e oltre, in case assolutamente ristretti.

Nei SiC MOSFET la modesta transconduttanza (si ricorda che la mobilità dei portatori è minore del silicio) richiede tensioni di pilotaggio  $V_{gs}$  di circa 20V, al fine di ottimizzare le performance ed evitare desaturazioni potenzialmente pericolose per i dispositivi stessi.

Nonostante i vantaggi del carburo di silicio derivanti dalle proprietà elettro-termiche migliorative, il suo impiego presenta ancora alcuni aspetti che al momento appaiono limitanti a uno sviluppo massivo e questi sono correlati con le sue caratteristiche chimico-fisiche; in particolare, l'elevata stabilità del legame Si-C (covalente per l'88%) impone la necessità di alte temperature di processo, per poter eseguire le varie fasi di accrescimento durante le quali possono essere richieste temperature fino a 2000 °C; tale aspetto si riflette inevitabilmente sui costi di produzione, facendoli inesorabilmente lievitare.

Infine, la notevole durezza presentata dai substrati tende a mantenere basso il coefficiente di diffusione delle specie droganti (sia N sia P) all'interno del substrato stesso, lasciando per il momento la crescita di tipo epitassiale e la impiantazione ionica quali uniche tecniche percorribili ed efficaci, ma più costose di altre, al fine di poter raggiungere il corretto profilo di drogaggio all'interno del semiconduttore stesso.

# Analisi di un sistema per la gestione delle batterie

Un attento esame dei requisiti e degli obiettivi in termini di durata della batteria aiuta a determinare l'architettura, i blocchi funzionali e i circuiti integrati necessari alla realizzazione di un sistema per la gestione della batteria e di uno schema di carica ottimizzati

**Ryan Roderick**  
Principal electrical engineer  
[Intersil](#)

Mobilità sempre più spinta e conformità ai severi vincoli ambientali sono i tratti distintivi dei moderni dispositivi elettronici. I progressi compiuti nel campo delle batterie stanno favorendo la diffusione di tali caratteristiche in un'ampia gamma di prodotti, dagli utensili portatili ai veicoli elettrici ibridi plug-in (ovvero che utilizzano energia elettrica prelevata in parte dalla rete che viene accumulata in apposite batterie) agli altoparlanti wireless. Negli ultimi anni l'efficienza di una batteria in termini di quantità di potenza erogata rispetto a dimensioni e peso della stessa è notevolmente migliorata. Si pensi ad esempio all'ingombro e al peso di una batteria per auto, il cui compito principale è l'avviamento del mezzo. Grazie all'evoluzione tecnologica, è ora possibile acquistare una batteria a ioni di litio per l'avviamento rapido di un'autovettura del peso inferiore al chilo e di dimensioni pari a quelle di una mano.

Le trasformazioni in atto nel settore delle batterie hanno spinto molti progettisti a interessarsi delle problematiche inerenti allo sviluppo dei sistemi per la gestione delle batterie. Lo scopo di questo articolo è fornire una sorta di "guida introduttiva" alle architetture dei sistemi BMS (Battery Management System), esaminare i principali blocchi funzionali di questi sistemi e illustrare il ruolo di ciascun blocco componente.

## Architettura di un sistema BMS

Un sistema per la gestione della batteria (il cui schema a blocchi è riportato in Fig. 1) è formato da numerosi blocchi funzionali: FET di interdizione (cut-off FET), monitor del livello di carica della batteria (fuel gauge), monitor della

tensione di cella, circuito per il bilanciamento della tensione delle celle, RTC (Real Time Clock), monitor della temperatura e una macchina a stati. Sul mercato sono disponibili diversi integrati per la gestione della batteria. Il numero e la tipologia dei blocchi funzionali variano sensibilmente, si va da un semplice front end analogico (AFE) per la gestione della batteria come ad esempio ISL94208, che prevede funzionalità di bilanciamento e monitoraggio e richiede la presenza di un microcontrollore a soluzioni integrate in grado di operare in maniera autonoma (che non richiede quindi un microcontrollore) come ad esempio ISL94203. Nel seguito saranno analizzati i compiti cui è preposto ciascun blocco e le relative tecnologie, esaminando i punti di forza e di debolezze di ciascuna di esse.

## Il ruolo dei FET e dei relativi driver

Il circuito per il pilotaggio del FET (FET driver) è preposto alla gestione della connessione del pacco batteria e dell'isolamento tra il carico e la carica-batteria. Il comportamento del driver è basato sulle misure eseguite sulle tensioni delle celle delle batterie, sulle misure della corrente e sul circuito di rilevamento operante in tempo reale. Nelle figure 2(a) e 2(b) sono riportati due diversi tipi di collegamento dei FET tra il carico e la carica-batteria e il pacco batteria.

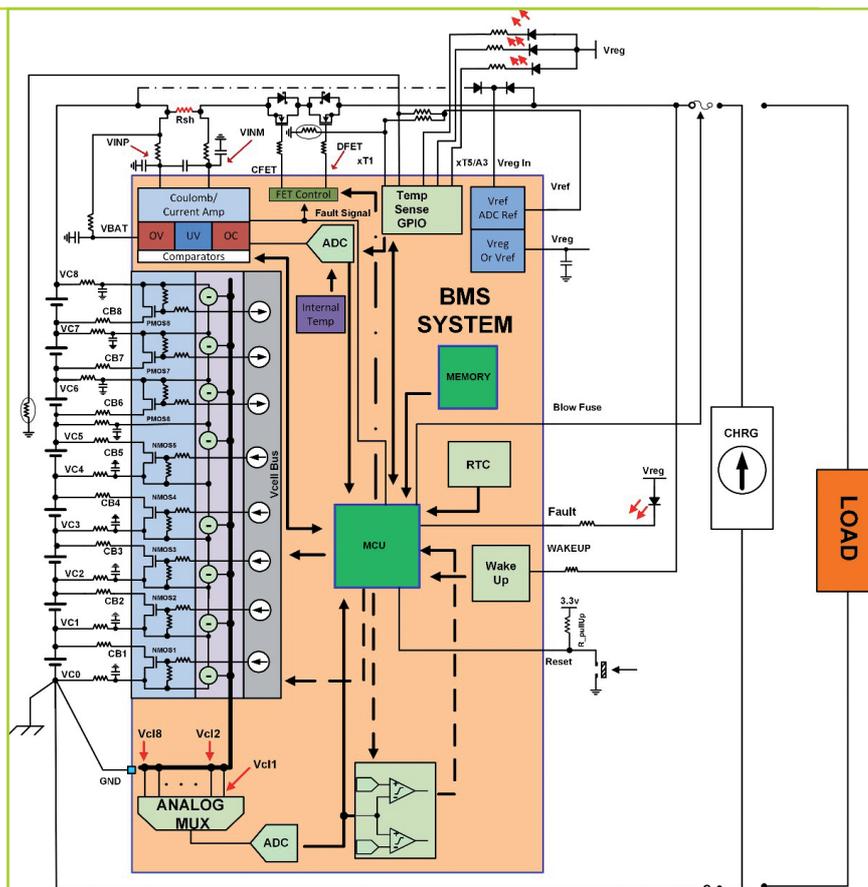
Il collegamento riportato in figura 2(a) richiede il minor numero di connessioni al pacco batterie e permette a quest'ultimo di operare solo in modalità di carica, scarica o "sleep". Lo stato del dispositivo è determinato dalla direzione del flusso di corrente e dal comportamento di un test specifico condotto in real time. ISL94203, per esempio, dispone di un monitor di canale (pin CHMON) che ha il compito di monitorare la tensione sul lato destro dei FET di interdizione. Se un caricabatteria è collegato e il pacco batterie è isolato da esso, la corrente che viene iniettata verso il pacco batterie provocherà un aumento della tensione a

un valore pari a quello della massima tensione di alimentazione del carica-batteria. Il livello di tensione del pin CHMON è attivato, segnalando in tal modo al sistema BMS la presenza del carica-batteria. Per determinare se vi sia un collegamento al carico si inietta una corrente nel carico stesso per verificarne la presenza. Se la tensione sul pin non aumenta in maniera significativa quando la corrente è iniettata, l'uscita accerta la presenza del carico. A questo punto il driver del FET (DFET) viene attivato. Lo schema di collegamento riportato in figura 2(b) consente al pacco batteria di operare durante la carica.

I circuiti di pilotaggio dei FET (FET driver) possono collegarsi in configurazione "high side" o "low side" al pacco batteria. Un collegamento del primo tipo richiede un driver per la pompa di carica per attivare i FET NMOS. L'utilizzo di un driver "high side" garantisce un riferimento a massa affidabile per il resto del circuito. Connessioni del driver del FET in modalità "low side" sono realizzate in alcune soluzioni integrate allo scopo di ridurre i costi (in questo caso infatti non è necessaria la presenza di una pompa di carica). Un collegamento di tipo "low side", inoltre, non prevede l'uso di componenti ad alta tensione, che occupano un'ampia superficie a bordo del chip. Se si utilizzano i FET di interdizione in configurazione "low side" il collegamento a massa del pacco batteria risulta di tipo floating, per cui risulta più sensibile al rumore iniettato nel corso della misura; ciò può penalizzare il comportamento di alcuni circuiti integrati.

### Indicatore di livello/misure di corrente

L'indicatore di livello tiene sotto controllo la carica in entrata e in uscita dal pacco batteria. La carica è data dal prodotto tra corrente e tempo. Nella progettazione di un indicatore di livello della carica è possibile utilizzare parecchie tecniche. Uno dei metodi adottati per la misura della corrente prevede l'impiego di un amplificatore per il rilevamento della corrente e di una MCU con convertitore A/D a bassa risoluzione integrato. L'amplificatore per il rilevamento della corrente ha, come dice il nome stesso, il compito di amplificare il segnale, consentendo di eseguire misure caratterizzate da una maggiore risoluzione. L'adozione di una metodologia di progetto di questo tipo penalizza il range dinamico. Altre tecniche prevedono l'uso di un convertitore A/D ad alta risoluzione oppure di un integrato dedicato (e costoso) per l'indicazione del livello



**Fig. 1 - Schema a blocchi semplificato di un sistema BMS (Battery Management System)**

di carica. Per una progettazione ottimale dell'indicatore di livello è necessario analizzare il consumo di corrente (sulla base del comportamento del carico) in funzione del tempo.

La soluzione più efficiente in termini sia di costi sia di precisione prevede la misura della tensione ai capi di un resistore di rilevamento, utilizzando un convertitore A/D con risoluzione a 16 bit (o superiore) caratterizzato da basso offset ed elevato range di modo comune. Se la batteria è collegata a un carico irregolare, come ad esempio un veicolo elettrico, un convertitore A/D potrebbe non rilevare spike di corrente di forte intensità e ad alta frequenza che arrivano al carico. In questo caso, una soluzione più efficiente è rappresentata da un convertitore A/D di tipo SAR con un front end per amplificatore di rilevamento di corrente. Ciascun errore di offset influenza l'errore complessivo relativo alla quantità di carica della batteria. Gli errori di misura al variare del tempo provocano significativi errori nella valutazione dello stato della carica del pacco batteria. Per la misura della carica è sufficiente un offset di misura di 50 uV (o inferiore) con risoluzione di 16 bit.

### Tensione della cella e ottimizzazione della durata della batteria

Il monitoraggio della tensione di ogni singola cella presente in un pacco batteria è essenziale per determinare la bon-

tà della batteria stessa. Tutte le celle sono caratterizzate da una “finestra” di tensione di funzionamento all’interno della quale devono avvenire le operazioni di carica/scarica; questa condizione deve essere soddisfatta per assicurare sia il corretto funzionamento sia la durata della batteria. Nel caso di applicazioni che prevedono il ricorso a una batteria al lito, l’intervallo di tensione operativa è solitamente compreso tra 2,5 e 4,2V. Facendo funzionare la batteria al di fuori di questo range, la durata della cella si riduce sensibilmente e si corre il rischio di rendere inutilizzabile la cella stessa.

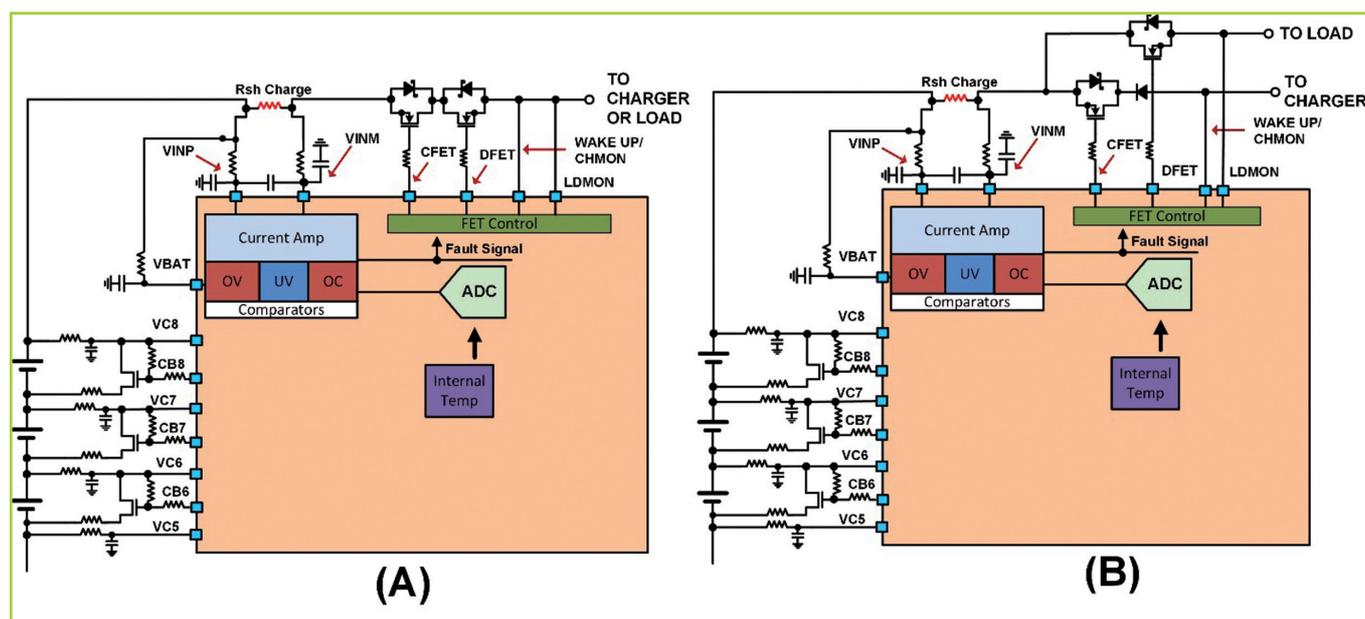
Per dar vita a un pacco batterie, le celle sono collegate in serie e in parallelo. Una connessione in parallelo aumenta la capacità di pilotaggio in corrente del pacco batteria, mentre un collegamento in serie comporta l’incremento della tensione complessiva. Le prestazioni di una cella seguono un andamento di tipo distribuito: nell’istante iniziale ( $t=0$ ) le velocità di carica/scarica delle celle del pacco batteria sono identiche. Nel momento in cui ciascuna cella è sottoposta a cicli di carica e di scarica, varia la velocità con cui ogni singola cella di carica e si scarica. Ciò dà luogo a una distribuzione delle prestazioni all’interno del pacco batteria. Un metodo semplicistico per determinare se il pacco batteria è carico, consiste nel monitorare la tensione di ciascuna cella rispetto a un livello di tensione prefissato. La tensione della prima cella che raggiunge il limite di tensione impostato fissa il limite di carica del pacco batteria. Nel caso sia la cella più “debole” a raggiungere per prima questo limite, il resto delle celle non può più caricarsi completamente. Uno schema di carica come quello

appena descritto non ottimizza il tempo di “ON” per carica del pacco batteria. Questo schema riduce la durata del pacco batteria in quanto richiede un numero maggiore di cicli di carica/scarica. Una cella più “debole” si scarica più rapidamente. Il fenomeno poco sopra descritto si verifica anche in fase di scarica. La cella più debole raggiunge per prima il limite di scarica lasciando il resto delle celle con una carica residua da erogare.

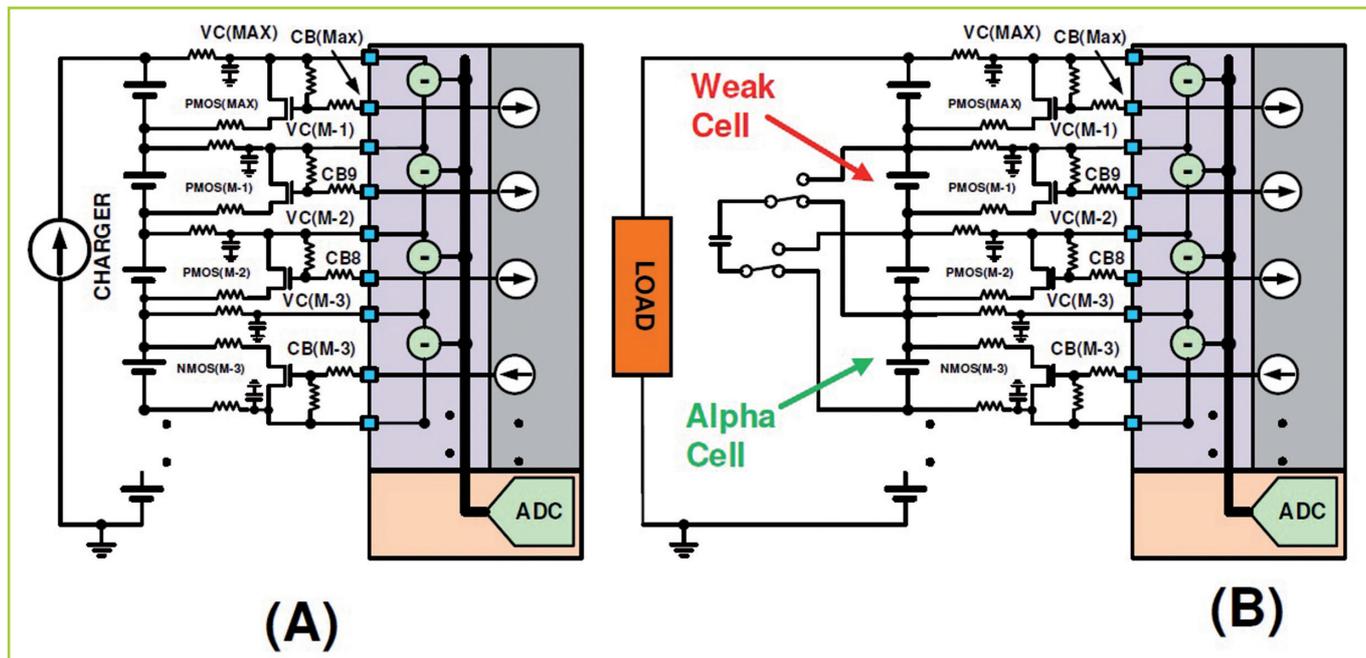
Esistono due metodi per migliorare il tempo di ON necessario per la carica del pacco batteria. Il primo consiste nel diminuire la velocità di carica eguagliandola a quello della cella più debole durante il ciclo di carica. Ciò può essere ottenuto collegando un FET di bypass con un resistore limitatore di corrente ai capi della cella, come visibile in figura 3(a). La corrente viene prelevata dalla cella con la corrente più elevata, che si traduce in un rallentamento della carica della cella; in questo modo le altre celle del pacco batteria possono adeguarsi. L’obiettivo finale è ottimizzare la capacità di carica del pacco batteria. Per conseguire tale risultato tutte le celle devono raggiungere il limite di carica massimo simultaneamente.

Il pacco batteria può essere bilanciato sul ciclo di scarica implementando uno schema di spostamento della carica. La tecnica prevede che la carica venga prelevata dalla cella alfa (mediante ad esempio un accoppiamento di tipo capacitivo) e iniettata nella cella più debole. In questo modo la cella più debole impiega un tempo maggiore per raggiungere il limite di scarica.

Questa tecnica, nota come bilanciamento attivo, è illustrata nello schema di figura 3(b).



**Fig. 2 – Schema di due possibili collegamenti dei FET (a) collegamento singolo tra il carico e il carica-batteria (b) collegamento a due terminali che consente la carica e la scarica simultanea**



**Fig. 3 – Alcuni esempi di bilanciamento delle celle: (a) il collegamento di FET di bypass con un resistore limitatore di corrente ai capi della cella permette di diminuire la velocità di carica durante il ciclo di carica (b) il bilanciamento attivo viene usato durante il ciclo di scarica per prelevare la carica da una cella più “forte” e trasferirla a una più “debole”**

### Monitoraggio della temperatura

Le odierne batterie forniscono elevate correnti mantenendo una tensione costante. Ciò può comportare il verificarsi di una condizione di criticità che potrebbe provocare l'incendio della batteria. Gli elementi chimici utilizzati per realizzare una batteria sono molto volatili. Le misure di temperatura non vengono utilizzate solamente per ragioni di sicurezza, ma anche per determinare se sia consigliabile caricare o scaricare la batteria.

I sensori di temperatura effettuano il monitoraggio di ciascuna cella nel caso di applicazioni ESS (Energy Storage System) oppure di un gruppo di celle in applicazioni di tipo portatile. Per il monitoraggio della temperatura di ciascun circuito di solito si utilizzano termistori alimentati dal riferimento di tensione del convertitore a/D interno. Il riferimento di tensione integrato viene utilizzato per ridurre le imprecisioni delle lettura di temperatura al variare della temperatura ambientali.

### Macchine a stati o algoritmi

Molti sistemi BMS richiedono un microcontrollore o un FPGA per gestire le informazioni provenienti dai circuiti di rilevamento e prendere decisioni sulla base di queste. In alcuni dispositivi, come ad esempio ISL94203, l'algoritmo è codificato ed è previsto un certo livello di programmabilità, in modo da dar vita a una soluzione operante in maniera autonoma. Soluzioni standalone di questo tipo

possono essere impiegate in maniera efficace anche in abbinamento con un microcontrollore, perché la macchina a stati presente può essere utilizzata per liberare sia cicli di clock (che possono essere destinati ad altri compiti) sia spazio di memoria.

### Altri blocchi base di un sistema BMS

Oltre a quelli fin qui descritti, un sistema BMS può contenere altri blocchi quali ad esempio autenticazione della batteria, RTC (Real Time Clock), memoria e “daisy chain”. L'RTC e la memoria sono impiegati nelle applicazioni di tipo “black box”.

Il clock in tempo reale è impiegato per la marcatura temporale (time stamp) mentre la memoria serve ovviamente a immagazzinare i dati. In questo modo l'utilizzatore può conoscere il comportamento del pacco batteria prima del verificarsi di un evento catastrofico. Il blocco di autenticazione della batteria impedisce la connessione del BMS a un pacco batteria di terze parti. Il regolatore/riferimento di tensione è invece utilizzato per alimentare i circuiti periferici del sistema BMS. Il blocco “daisy chain”, infine, elimina il ricorso ad accoppiatori ottici o ad altri circuiti per la traslazione dei livelli.

### Bibliografia

Per maggiori informazioni sulle soluzioni per la gestione della batteria di Intersil: [www.intersil.com/battery-management](http://www.intersil.com/battery-management)

## Connettori per smart card low profile

Sono compatibili con gli standard Europay, MasterCard, Visa (EMV) PCI (payment card industry) i nuovi connettori low profile per smart card CCM01 MK5 di [C&K Components](#).

La vita operativa è di 500.000 cicli e sono disponibili in due opzioni, la prima con cover da 4 mm in plastica e una forza di inserzione massima di 10N, mentre la seconda usa una cover metallica da 3,2 mm e ha una forza di inserzione massima di 40N.

I connettori sono disponibili con un'ampia gamma di opzioni ESD e possono operare in una gamma di temperature compresa tra -40 °C e 85 °C.



## Induttori per applicazioni automotive

Possono operare a temperature fino a 180 °C i nuovi induttori Dale IHLP-4040DZ-8A low-profile (4 mm) ad alta corrente di [Vishay](#). Disponibili in case formato 4040, questi induttori automotive-grade offrono una gamma di induttanze da 0,47 µH a 47 µH e hanno una gamma di frequenze fino a 1 MHz. Certificati AEC-Q200, i nuovi induttori di Vishay sono destinati ad applicazioni come i VRM, filtri antidisturbo ad alta corrente, convertitori DC-DC nel settore automotive. In termini di prodotti finali, le applicazioni sono quelle per componenti come per esempio centraline di controllo per motori e trasmissione, driver per sistemi di iniezione diesel, sistemi di navigazione e entertainment e molte altre.



## Convertitore buck

Per le applicazioni con batteria single-cell a tecnologia lithium, [ams](#) ha presentato un nuovo convertitore buck sincrono da 1A. Siglato AS1382, il nuovo convertitore step-down AS1382 può operare in un intervallo di tensioni in ingresso compreso tra 2,7 e 5,5 volt, erogando fino a un minimo di 0,6V in uscita. L'efficienza è invece del 96% e l'assorbimento di corrente arriva a 95 µA in assenza di carichi. In modalità shutdown, il dispositivo assorbe invece 0,04 µA.

Le possibili applicazioni sono relative ai telefoni cellulari, lettori multimediali portatili e dispositivi indossabili.



## I nuovi MOSFET di Infineon

La nuova generazione di MOSFET OptiMOS di [Infineon Technologies](#) è ottimizzata per elevate frequenze di switching utilizzate soprattutto in applicazioni di alimentazione dei server, telecomunicazioni, ma anche da applicazioni industriali. I MOSFET OptiMOS 5 sono caratterizzati da una RDS (ON) inferiore del 45% a 80V e del 24% a 100V rispetto alla precedente generazione di componenti. Le nuove varianti a 80V e 100V offrono, rispetto alla precedente generazione, il 38% e il 25% rispettivamente in meno per l'output charge e il 24% e 29% in meno sul versante del gate charge.



## Decoder video a quattro canali per automotive

TW9984 di [Intersil](#) è un decoder video analogico a quattro canali con un encoder video integrato per applicazioni automotive come per esempio quelle di parking assist.

TW9984 permette infatti di realizzare sistemi di sicurezza automotive in grado di fornire agli automobilisti immagini dettagliate. Dal punto di vista architetturale, il chip integra quattro video decoder NSTC/PAL con convertitori ADC a 10 bit, che permettono di usare quattro videocamere contemporaneamente. L'uscita digitale permette di inviare le immagini a un processore che può combinarle in modo da ottenere una visione unificata e completa di ciò che accade intorno al veicolo.



## Condensatori per e-Mobility

I condensatori EPCOS RingCap di [TDK](#) sono stati progettati per applicazioni xEV e per tensioni comprese tra i 100V e i 900V in continua, con valori di capacità compresi tra i 100 µF e i 2000 µF. Le dimensioni dei condensatori possono essere adattate a secon-



da delle esigenze specifiche dei clienti. Il diametro esterno può raggiungere i 315 mm e uno speciale trattamento sottovuoto aumenta la stabilità di questi componenti sul lungo termine.

Nella versione standard con il dielettrico realizzato il polipropilene (PP) oppure in PET, i nuovi condensatori di TDK possono supportare temperature comprese fra i -40 °C e i +105 °C. Usando un dielettrico in PEN la gamma di temperature arriva invece fino a +150 °C.

## Trasformatori SMT

[Pulse Electronics Corporation](#) ha presentato una nuova serie di trasformatori switch mode in formato SMT. Siglata PH9185, questa nuova serie di componenti è caratterizzata da un isolamento rinforzato per l'alimentazione di componenti come i transceiver RS-485/RS-232.

Il trasformatore opera in topologia push-pull e con potenze fino a 3W partendo da una fonte di alimentazione a bassa tensione e la tensione di lavoro può arrivare fino a 4000V, con un isolamento di 5000V.

Le applicazioni sono quelle dei segmenti dei sistemi di controllo industriale, building automation, smart grid, automotive, energie rinnovabili e aeronautiche.

