

## Ridurre dimensioni e costi dei convertitori intermedi per bus c.c.

Weidong Fan  
Carl Blake  
International Rectifier

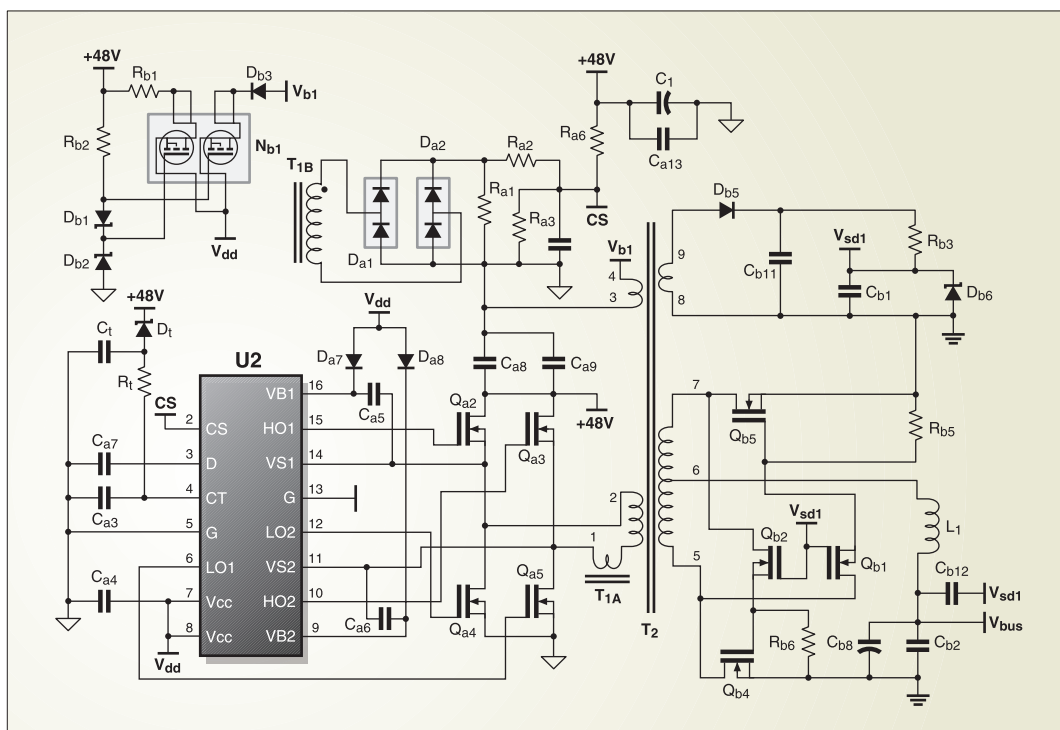
*L'ampia adozione a livello industriale dell'architettura IBA (Intermediate Bus Architecture) ne testimonia l'efficacia in termini di costi*

L'architettura a bus intermedio (IBA, Intermediate Bus Architecture) proposta pochi anni fa è diventata la topologia preferita per la realizzazione di sistemi di elaborazione dati e apparati di telecomunicazione a prestazioni elevate. L'ampia adozione a livello industriale di questa nuova architettura ne testimonia l'efficacia in termini di costi. Con questa architettura, un approccio a due stadi sostituisce l'approccio a stadio singolo, fornendo al contempo isolamento e regolazione in tensione. L'approccio IBA risulta particolarmente efficace soprattutto in sistemi che richiedono più tensioni in uscita. L'approccio a due stadi prevede

un convertitore c.c. intermedio per fornire l'isolamento nel primo stadio, mentre i POL (Point of Load) del secondo stadio regolano le tensioni di carico finali. I convertitori c.c. per bus intermedio sono disponibili in un'ampia gamma di rapporti di trasformazione tra tensione

di ingresso e tensione di uscita. Solitamente questi rapporti sono uguali o maggiori di quattro. Quando l'intervallo delle tensioni di ingresso è compreso tra 36 V e 72 V e le tensioni di carico sono maggiori di 24 V, il convertitore per bus c.c. deve avere un rapporto di

**Fig. 1 - Un convertitore per bus intermedio utilizzata un convertitore a ponte intero IR2086S per pilotare quattro MOSFET da 100 V sul primario del trasformatore**



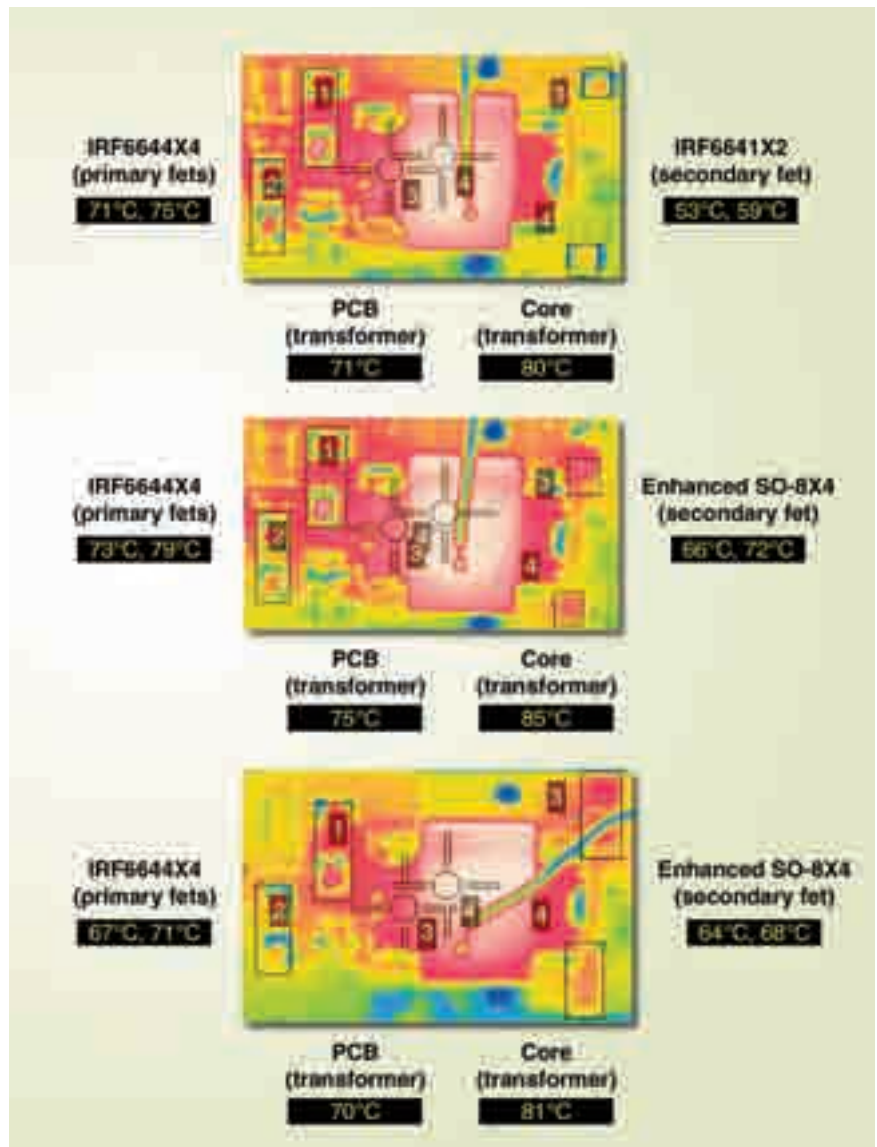
**Fig. 2 - I termogrammi delle tre configurazioni forniscono un rapido confronto delle perdite in funzione della topologia**

trasformazione 1:1. Convertitori efficienti con rapporti di trasformazione di valore ridotto richiedono tuttavia MOSFET di potenza ad alta tensione in grado di abbinare bassa resistenza di conduzione, ridotto valore di carica e bassi costi. I nuovi DirectFET a 200 V rappresentano la soluzione ideale per i progettisti di convertitori, in termini di costi e prestazioni.

### Un esempio pratico

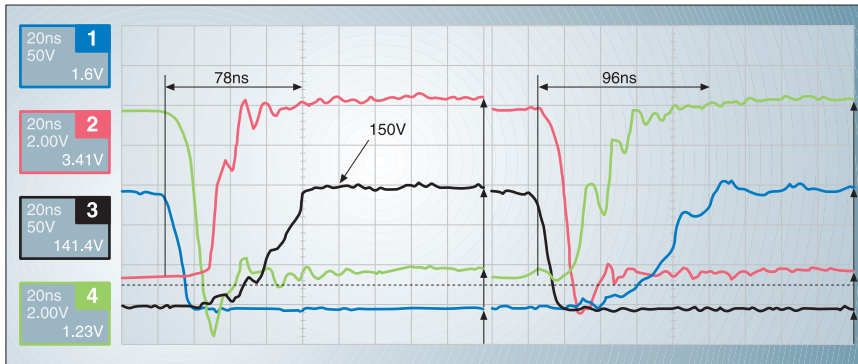
Un convertitore per bus intermedio utilizzata un convertitore a ponte intero IR2086S per pilotare quattro MOSFET da 100 V sul primario del trasformatore (Fig. 1). Due MOSFET da 200 V sul secondario permettono di effettuare un raddrizzamento sincrono automatico. Le tensioni di polarizzazione sul primario e sul secondario provengono dagli avvolgimenti del trasformatore durante il funzionamento. L'induttanza L1 in uscita da 1  $\mu$ H (microhenry) riduce l'ondulazione della corrente di uscita.

La frequenza di commutazione aumenta con la tensione di ingresso per ridurre al minimo la corrente di magnetizzazione sull'intero intervallo delle tensioni di ingresso con commutazione a tensione zero (ZVS, Zero-Voltage Switching) (Rif. 1). Nel convertitore di prova, la corrente di magnetizzazione cresce linearmente con la tensione di ingresso fino a un valore di picco corrispondente a un ingresso di 54 V. Oltre questo picco, la corrente di magnetizzazione decresce poiché  $R_L$  provoca l'aumento della corrente sul pin  $C_U$  del controller in risposta all'aumento della tensione di ingresso.



**Tabella 1 - Rendimento in funzione del carico – Temperatura del contenitore a 7 A**

I out	Enhanced SO-8 (doppio)	IRF6641TRPBF (singolo)	Enhanced SO-8 (singolo)
7	95,91	95,90	95,51
6	95,80	95,78	95,49
5	95,71	95,43	95,17
4	95,19	94,80	94,54
3	94,00	93,58	93,16
2	91,54	91,01	90,83
1	84,99	83,90	83,93
T del contenitore a 7A			
	64°C, 68°C	53°C, 59°C	66°C, 72°C



**Fig. 3 - Le forme d'onda di commutazione al secondario con carico a 7 A ottenute con l'IRF6641 illustrano l'andamento di  $V_{DS}$  (tracce 1 e 3) e  $V_{GS}$  (tracce 2 e 4)**

Selezionando una resistenza  $R_t$  e un diodo zener  $D_v$ , il progettista può garantire una bassa corrente di magnetizzazione su tutto l'intervallo delle tensioni di ingresso, riducendo sia le perdite di potenza nel trasformatore che le perdite di conduzione nei FET presenti al primario.

## Risultati

La configurazione del circuito consente di sperimentare l'effetto della sostituzione di più MOSFET di potenza sul secondario. I dati relativi al rendimento e alle temperature dei contenitori dei MOSFET a 7 A sono disponibili in tabella 1. Le asimmetrie di natura termica nel layout generano differenti temperature di lavoro per le due posizioni dei FET. Oltre al die del MOSFET, anche le migliorie in termini di package contribuiscono a incrementare le prestazioni del circuito. Ad esempio, un singolo MOSFET DirectFET in ciascuna delle due posizioni sul secondario genera un

aumento dello 0,4% a livello di rendimento a pieno carico rispetto ai migliori dispositivi in package SO-8 enhanced. In particolare, due MOSFET SO-8 di questo tipo offrono lo stesso rendimento di un singolo DirectFET IRF6641.

La figura 2 illustra i termogrammi di tre configurazioni con FET al secondario a pieno carico (7 A). La temperatura minima del contenitore si è ottenuta con il chip IRF6641, a conferma del fatto che la sostituzione di due MOSFET con uno solo migliora il comportamento nei confronti della temperatura. La temperatura esterna dell'IRF6641 è più bassa di 10°C rispetto alla temperatura di due dispositivi SO-8 enhanced.

La temperatura esterna del FET IRF6644 al primario è 4°C più bassa quando al secondario vi sono due dispositivi SO-8 enhanced anziché l'IRF6641. La configurazione con due MOSFET SO-8 di questo tipo, tuttavia, produce in uscita una maggiore corrente di ondula-

zione rispetto alla configurazione a singolo DirectFET. Le misure quasi identiche della temperatura del nucleo del trasformatore (80 °C rispetto a 81 °C) indicano che le due configurazioni producono lo stesso rendimento a pieno carico. Le forme d'onda di commutazione a 7 A ottenute con l'IRF6641 sono illustrate in figura 3. I tempi morti al secondario sono pari a 74 ns e 80 ns. La ZVS sopprime la sovratensione al secondario. Le tensioni di picco sono 150 V per entrambi i tempi morti. Le forme d'onda di commutazione a 0 A ottenute con l'IRF6641 sono illustrate in figura 4. Il tempo morto del FET al secondario varia con la corrente di carico da 48 ns e 64 ns a vuoto a 78 ns e 96 ns a pieno carico. Anche se sembrerebbe logico il contrario, la sovratensione non si ha in condizioni di pieno carico ma come risultato delle sovralongazioni generate nella commutazione in assenza di carico; ciò richiede che i MOSFET al secondario abbiano tensioni di rottura superiore a 200 V.

**Tabella 2 - Confronto dei parametri critici**

PN	$R_{DS(on)}$ @ 10V (Misurata) (mOhm)	$Q_G$ @ 10V (Misurata) (nC)	$Q_{GD}$ @ 150V (Misurata) (nC)	$Q_{GD} + Q_G$ (nC)	$Q_{GD}/Q_G$ (nC)	$Q_{GD} + Q_{DS}$ @ 150 (Misurata) (nC)
IRF6641	48	30	7,2	37	0,24	36
TRPBF						
Enhanced SO-8	72	27	8,6	36	0,32	26

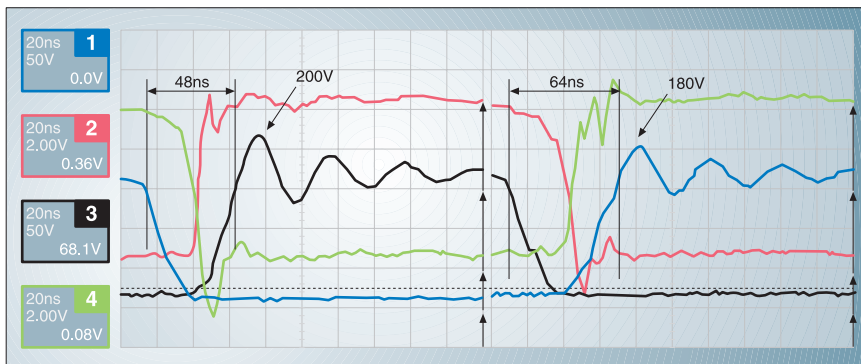


Fig. 4 - Le forme d'onda di commutazione al secondario con carico nullo ottenute con l'IRF6641 illustrano l'andamento di  $V_{DS}$  (tracce 1 e 3) e  $V_{GS}$  (tracce 2 e 4)

## Analisi

Il dispositivo IRF6641 è caratterizzato da una bassa resistenza di conduzione e un ridotto livello di carica che consentono di ottenere le prestazioni richieste. La tabella 2 confronta i parametri critici del MOSFET DirectFET con il migliore dei MOSFET da 200 V, in un contenitore SO-8 enhanced. I dispositivi SO-8 sono caratterizzati da un valore di carica di Miller ( $Q_{gd}$ ) superiore del 16% e tale aumento provoca commutazioni più lente rispetto a quelle che si ottengono con IRF6641. La resistenza di conduzione di un SO-8 enhanced è del 33% più elevata. Pertanto, IRF6641 non solo presenta minori perdite di conduzione, ma commuta anche più rapidamente. La carica totale del FET fissa il limite superiore del rendimento in condizioni di carico ridotto. Poiché il trasformatore pilota i MOSFET al secondario, la corrente di pilotaggio si riflette al primario come componente della corrente di carico. Poiché la carica  $Q_g + Q_{gd}$  presenta valori simili (36 nC rispetto a 37 nC nella Tab. 2), il rendimento di questi due dispositivi in presenza di un carico di 1 A dovrebbe anch'esso essere simile. Con due dispositivi SO-8 enhanced in parallelo, la carica  $Q_g + Q_{gd}$  raddoppia a 72 nC. La corrente di carico imputabile al pilotaggio dei componenti del secondario aumenta e ciò, in condizioni di ZVS, si traduce in un miglioramento del rendimento a 1 A (85% rispetto all'84%). In condizioni di pieno carico, la resistenza di conduzione dei MOSFET del secondario è in genere il fattore predo-

minante del rendimento complessivo. Le perdite stimate nella potenza di conduzione per IRF6641 e i dispositivi SO-8 enhanced con carico di 7 A, sono pari rispettivamente a 2,9 W ( $48 \text{ m}\Omega \times (7 \text{ A})^2 \times 1,25$  dovuto al coefficiente di temperatura di  $R_{DS(ON)}$ ) e 4,9 W ( $72 \text{ m}\Omega \times (7 \text{ A})^2 \times 1,4$ ). La differenza è di circa 2W, il che si traduce in una differenza nel rendimento di circa lo 0,4% (Tab. 1). Utilizzando la stessa formula, la perdita di conduzione stimata dei dispositivi SO-8 enhanced doppi è pari a 2,4 W ( $36 \text{ m}\Omega \times (7 \text{ A})^2 \times 1,35$ ) a 7 A, il che rappresenta una riduzione nella perdita di potenza di circa 0,5 W rispetto a quanto si ottiene con IRF6641. Questa differenza di 0,5 W nella perdita di potenza dovrebbe riflettersi in una differenza di rendimento dello 0,1% a 7 A. Ciononostante, il rendimento a 7 A con l'IRF6641 e con i dispositivi SO-8 enhanced doppi rimane la stessa a causa della differenza nei tempi morti. Uno dei fattori principali che determinano il tempo morto al secondario è la carica totale  $Q_{gd} + Q_{ds}$ . La carica totale dei dispositivi SO-8 enhanced doppi è 52 nC (26 nC x 2) ed è significativamente più alta rispetto ai 36 nC dell'IRF6641. Il tempo morto al secondario con i dispositivi SO-8 enhanced doppi è quasi il doppio del tempo morto di IRF6641. Questo valore elevato influisce sull'ondulazione della corrente nell'induttore in uscita. Con un tempo morto di 64 ns, l'ondulazione di corrente stimata è pari a 4,4 A ( $69 \text{ V} / 1 \mu\text{H} \times 64 \text{ ns}$ ), il che si traduce in una corrente di picco di 9,2 A

(2,2 A + 7 A) che attraversa IRF6641. Con un tempo morto di 128 ns, la corrente di ondulazione è pari a 8,8 A, e ciò indica che la corrente di picco attraverso l'SO-8 enhanced doppio è pari a 11,4 A. Dopo aver considerato la corrente di picco, la perdita di conduzione con dispositivi SO-8 enhanced doppi è inferiore di circa 0,3 W rispetto alla perdita che si ha con un solo IRF6641. Il tempo morto più lungo (64 ns) si traduce in una maggiore perdita di conduzione nel diodo, stimata a 0,2 W ( $64 \text{ ns} \times 2 \times 7 \text{ A} \times 1 \text{ V} / 4 \mu\text{s}$ ). Come risultato di questo tempo morto superiore e della maggiore corrente di picco, la perdita di potenza nei dispositivi SO-8 enhanced doppi è di circa 0,1 W (0,3 - 0,2) in meno rispetto alla perdita che si ha con un solo IRF6641: ciò implica una differenza nel rendimento pari a circa lo 0,02% con un carico di 7 A. Pertanto, la riduzione della  $R_{DS(ON)}$  tramite l'aggiunta di un ulteriore componente SO-8 potenziato non migliora il rendimento al pieno carico di 7 A.

International Rectifier  
readerservice.it n. 7

## Riferimenti

1. Fan, Weidong, Goran Stojcic, "Simple Zero Voltage Switching Full-bridge DC bus Converters", IEEE APEC 2005, pagg. 1611-1617