

# Pilotare stringhe di Led a corrente costante

di Bernie Weir

Il controllore monolitico NCP3063 e la nuova famiglia di transistor bipolari e2PowerEdge a bassissima saturazione, possono essere combinati per creare una topologia buck/boost non invertente, ottimizzata per pilotare stringhe di Led a corrente costante.

Vi sono diverse ragioni per cui i progettisti di sistemi di illuminazione vorrebbero adottare la tecnologia a Led. Prima di tutto una lunga durata (dell'ordine di 50.000 ore di funzionamento) che aiuta, ad esempio, a ridurre i crescenti costi di manutenzione, così come un'accensione istantanea a temperature estremamente basse (dell'ordine di  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ ) che non sarebbe possibile con altri tipi di lampade. I Led sono inoltre sufficientemente piccoli da poter essere integrati in una vasta gamma di applicazioni e, avendo un'efficienza luminosa superiore alle tradizionali lampade a incandescenza, alogene e fluorescenti, possono aiutare i progettisti a soddisfare meglio le richieste di riduzione del consumo energetico. Inoltre va considerato il continuo miglioramento nell'efficienza: alcuni produttori hanno dimostrato, in prove di laboratorio, la possibilità di realizzare Led capaci di fornire 130-150 lumen/Watt. Infine, i progressi tecnologici e costruttivi vanno a suffragare i tanto discussi vantaggi economici dell'illuminazione allo stato solido, abbattendo sempre di più il costo specifico per lumen.

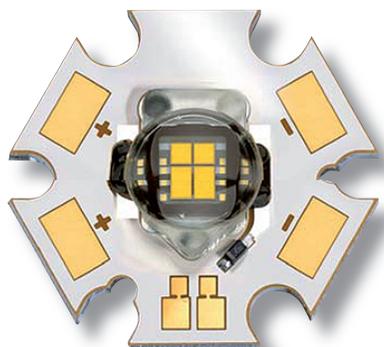


Fig. 1 - Il dispositivo multi-Led Ostar di Osram

## Pilotare con correnti costanti

Per ottenere i risultati desiderati in termini di luminosità e di colore, è però indispensabile pilotare i Led con una corrente costante. Per Led di potenza ad alta luminosità, le correnti possono variare da 100 mA a 1500 mA, con un valore tipico di 350 mA. Vi sono numerose possibilità di combinare i Led in serie o in stringhe serie/parallelo. Consideriamo, ad esempio, un flusso luminoso di 200 lumen, valore tipico richiesto per l'interno di un'autovettura. A seconda del tipo di Led, la stringa sarà composta da 3 a 6 Led. Per pilotare tutte le combinazioni previste, occorre un convertitore a corrente costante compatto ed

efficiente, e dai costi contenuti, con un ampio intervallo di tensioni di ingresso (da 8 a 19 V) e di uscita (da 6,9 a 30 V). Una semplice topologia con regolatore buck o boost non è sufficientemente versatile. Ciò che si propone invece, è un driver in configurazione buck-boost non invertente, controllato in corrente. Si utilizza un rilevamento di corrente di tipo high-side, che consente di collegare il catodo della stringa di Led direttamente a massa. Inoltre, per ottimizzare le prestazioni del convertitore, è necessario limitare la caduta di tensione sulla resistenza che rileva la corrente (circa 200 mV). Il circuito è illustrato nella Fig. 2.

## Il principio di funzionamento

Lo stadio di potenza semplificato è illustrato nella Fig. 3. Per ridurre al minimo la potenza dissipata nel circuito di potenza, il ripple di corrente deve essere ridotto; pertanto, il convertitore funziona in Ccm (*Continuous Conduction Mode*). Ai fini di questa analisi, tutti i dispositivi di potenza vengono considerati ideali. Gli interruttori Q1 e Q2 si chiudono per il tempo  $D \cdot T_s$  ( $D$  duty-cycle,  $T_s$  periodo di commutazione) caricando l'induttore

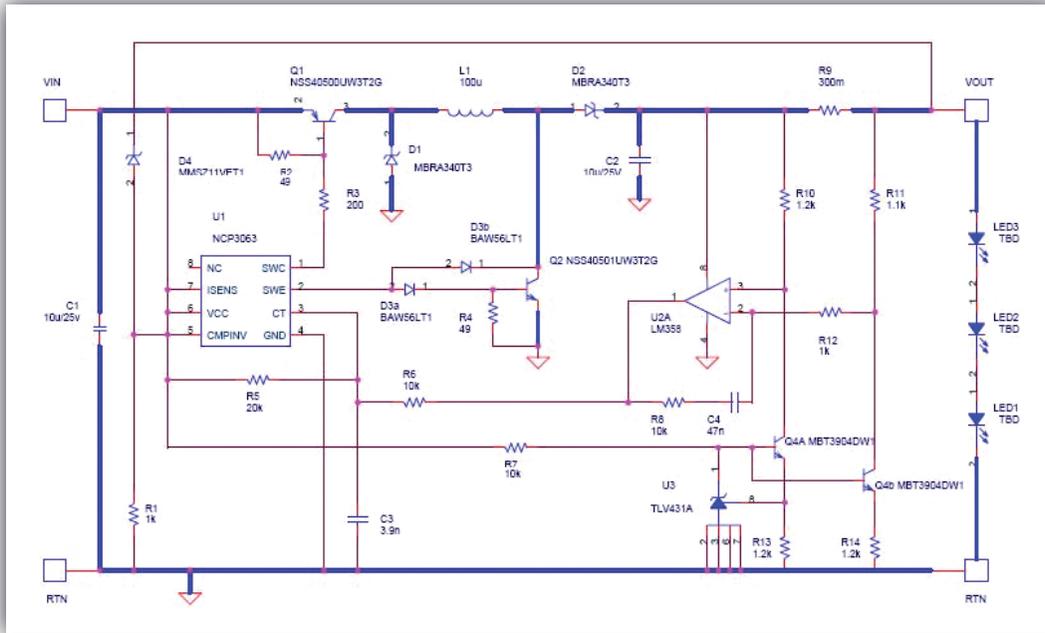


Fig. 2 -  
Lo schema  
del circuito  
di pilotaggio dei Led

L1 dalla tensione di ingresso  $V_{IN}$ . Quando Q1 e Q2 si aprono, i diodi D1 e D2 scaricano l'energia immagazzinata nell'induttore sull'uscita  $V_{OUT}$ . Affinché l'equilibrio energetico nell'induttore sia mantenuto, il prodotto  $V \cdot \mu s$  deve essere bilanciato in ogni intervallo di commutazione, come descritto nell'equazione 1:

$$V_{in} \cdot D \cdot T_S = V_{out} \cdot (1-D) \cdot T_S \quad (1)$$

Semplificando, il guadagno di tensione del convertitore buck/boost è dato da:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{D}{(1-D)} \quad (2)$$

L'uscita cambia al variare del duty-cycle: quando D è minore di 0,5, il convertitore è in modalità buck; quando D è maggiore di 0,5, il convertitore è in modalità boost; quando D è 0,5, il rapporto  $V_{OUT}/V_{IN}$  è pari a 1. Il ripple di corrente nell'induttore è dato dall'espressione:

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T_S}{L1} \quad (3)$$

Assumendo  $V_{IN} = 12 V$  e  $D \cdot T_S = 0,5 \cdot 5 \mu s$ , un valore di  $68 \mu H$  per L1 nell'equazione 3 garantisce un

ripple di corrente pari al  $\pm 30\%$  per un'applicazione da 700 mA lavorando in Ccm. Gli interruttori principali Q1 e Q2 possono essere Mosfet oppure BJT. I dispositivi NSS40500UW3T2G e NSS40501UW3T2G della famiglia **e<sup>2</sup>PowerEdge** di **ON Semiconductor** sono stati scelti in base al rapporto costi/prestazioni e presentano una bassissima tensione di saturazione e un elevato guadagno di corrente (Fig. 4).

Le commutazioni, le tensioni di saturazione e gli storage time (tempi di immagazzinamento) di un Bjt sono controllati dai valori di chiusura  $I_{B1}$  e di apertura  $I_{B2}$ . Nella Fig. 3 sono identificate le correnti di pilotaggio. Le resistenze di base R2, R3 e R4 nello schema elettrico possono essere scelte opportunamente al fine di ottimizzare le prestazioni. È possibile migliorare l'efficienza del convertitore se il tempo di immagazzinamento

Fig. 3 -  
Lo stadio  
di potenza  
semplificato

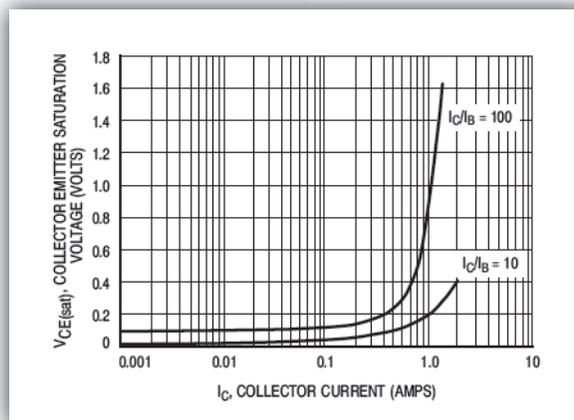
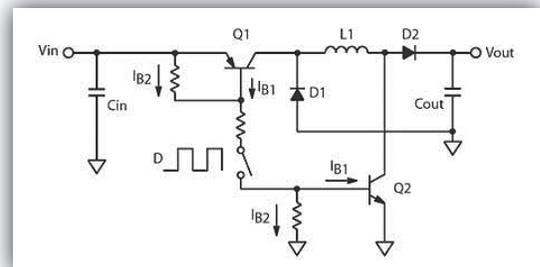


Fig. 4 -  
I dispositivi  
e<sup>2</sup>PowerEdge  
presentano una  
bassissima tensione  
di saturazione  
e un elevato  
guadagno di corrente

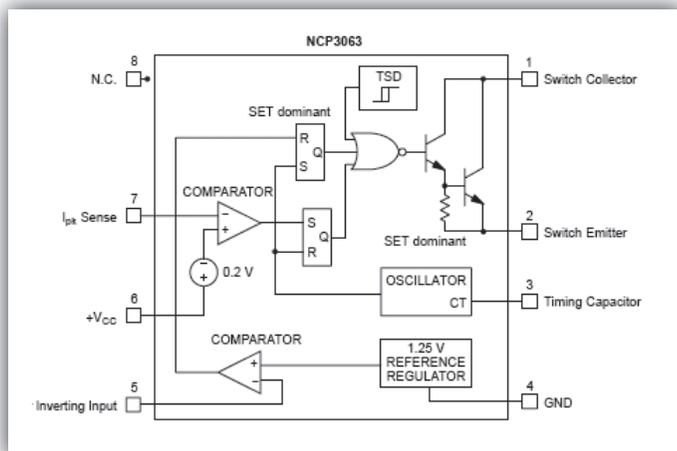


Fig. 5 - Lo schema a blocchi funzionale dell'NCP3063

di Q2 ha un valore inferiore rispetto a Q1. Le ragioni di ciò verranno discusse in seguito. È possibile ridurre il tempo di immagazzinamento di Q2 mantenendolo fuori dalla regione di saturazione: ciò si può ottenere aggiungendo i diodi D3a/b illustrati nella Fig. 3. Quando Q2 è vicino alla saturazione, una porzione della corrente di base scorre attraverso il diodo D3a e da lì nella giunzione di collettore. Questa ripartizione della corrente di base  $I_{B1}$  riduce la carica immagazzinata nella regione di base e consente di ottenere un'apertura più rapida. Un  $T_s$  tipico di  $1,5 \mu s$  si riduce a qualche centinaio di nanosecondi. Il controllore utilizzato per dimostrare il funzionamento della topologia buck/boost è il chip **NCP3063** di ON Semiconductor (Fig. 5).

### La topologia buck/boost

Il dispositivo comprende un riferimento di tensione da 1,25 V, un comparatore, un oscillatore, un circuito attivo per la limitazione della corrente, un circuito di pilotaggio e un interruttore di uscita ad alta corrente. Nella tradizionale modalità di funzionamento, l'NCP3063 è un convertitore Dc/Dc di tipo isteretico che utilizza un oscillatore controllato per regolare la tensione di uscita. La tensione di retroazione proveniente dall'uscita è rilevata al pin 5 ed attiva/disattiva l'oscillatore per regolare l'uscita. La frequenza dell'oscillatore e il tempo di apertura dell'interruttore di uscita vengono impostati sulla base del valore scelto per il condensatore di temporizzazione CT. CT si carica e si scarica attraverso un generatore

di corrente interno con rapporto di 1 a 6, generando una rampa al pin 3. La rampa è controllata da due comparatori i cui livelli sono separati da 500 mV. In normali condizioni di funzionamento, D è fissato a 6/7 ossia a 0,86. La modalità di "oscillatore controllato" è utilizzata per proteggere la stringa di Led nel caso di un guasto in aperto di un Led. Un diodo zener tra  $V_{OUT}$  e il pin 5 limiterà l'uscita alla tensione  $V_Z + 1,25 V$ . L'NCP3063 può anche funzionare come un tradizionale controllore Pwm, iniettando corrente nel pin CT. Il controllo della corrente può avvenire dall'ingresso con un voltage feed forward via R5, o con la rilevazione della corrente in uscita via R6. In entrambi i casi, la pendenza della rampa dell'oscillatore cambia facendo variare D. Nella Fig. 2, il resistore R9 serve a rilevare la corrente sulla linea positiva. Il riferimento U3, insieme ai transistor NPN doppi Q4a,b a R13 e a R14, crea uno specchio di corrente. Se U3 è pari a 1,25 V ed R13, R14 sono uguali a  $1,24 k\Omega$  (1%), da otteniamo due rami in cui la corrente è 1 mA. I resistori R10 ed R11 modificano il segnale di rilevamento della corrente al valore di tensione  $I_{OUT} * R9$  per soddisfare le specifiche d'ingresso di U2. Per creare un riferimento a 210 mV per l'anello di corrente, deve essere valida la relazione:  $1 mA * (R10 - R11) = 210 mV$ . Pertanto si sceglie R10 in modo che risulti, in valore assoluto, più grande di R11 di  $210 \Omega$ . La regolazione della

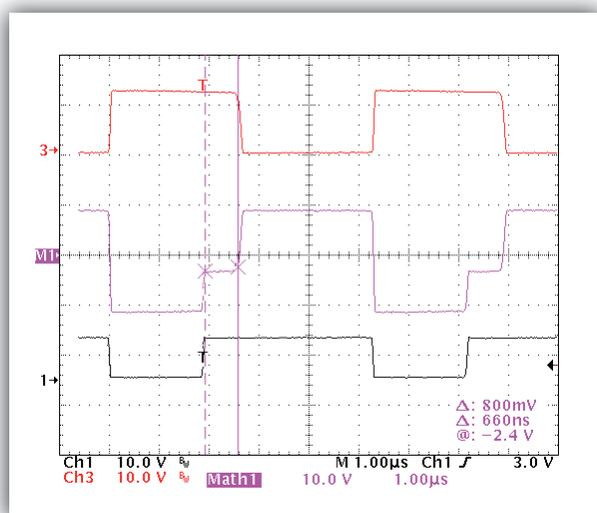


Fig. 6 - Il convertitore operante in modalità buck

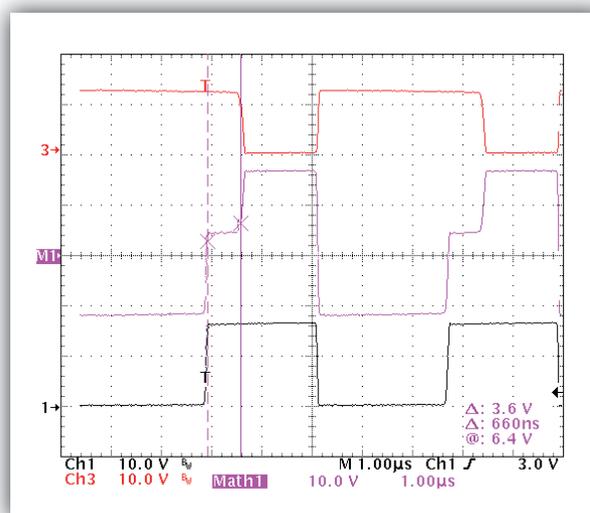


Fig. 7 - Il convertitore operante in modalità boost

corrente rispetterà l'equazione  $I_{OUT} \cdot R9 = 210 \text{ mV}$ . Se R9 è pari a 0,6  $\Omega$ , la corrente programmata è fissata a 350 mA. La differenza tra il riferimento a 210 mV e il segnale di rilevamento della corrente viene amplificata per U2, producendo una tensione di errore. Questa tensione di errore e R6, pilotano una corrente programmata nel pin CT, effettuando la regolazione di corrente del Led. Poiché il convertitore commuta a 200 kHz, i condensatori Mlcc in contenitore Smt offrono un filtraggio efficace e bassi costi. Condensatori Mlcc di basso valore (10  $\mu\text{F}$ ) hanno valori molto piccoli di resistenza serie equivalente Esr (2 m $\Omega$ ) e di induttanza serie equivalente Esl (100 nH). Quando utilizzati in combinazioni singole o parallele, essi formano un condensatore con parametri parassiti limitati. Il ripple di tensione è unicamente dovuto alla carica e alla scarica del condensatore attraverso l'induttore. All'ingresso e all'uscita del circuito di pilotaggio vengono utilizzati due condensatori 1210 da 10  $\mu\text{F}$ . Il ripple di tensione ai capi del condensatore d'ingresso è pari a  $D \cdot T_s \cdot \Delta I (L1) / C_{IN}$ . Il ripple di tensione ai capi del condensatore di uscita è data da  $(1-D) \cdot T_s \cdot \Delta I (L1) / C_{OUT}$ .

### Le forme d'onda del convertitore

Sono state esaminate le forme d'onda delle tensioni all'ingresso (traccia superiore) e all'uscita (traccia inferiore) dell'induttore L1 mentre la differenza dei due segnali (traccia intermedia) fornisce la tensione ai capi dell'induttore. La Fig. 6 mostra il convertitore operante in modalità buck, mentre la Fig. 7 illustra il funzionamento in modalità boost. È chiaro dalle Figg. 6 e 7 che le forme d'onda dell'induttore differiscono dal classico buck-boost. La tensione ai capi dell'induttore è  $(V_{OUT} - V_{IN})$  per la durata del ritardo di immagazzinamento TD. Durante questo intervallo, Q2 è aperto e Q1 resta chiuso per tutto il suo tempo di immagazzinamento (T storage). Durante questo tempo, la potenza viene trasferita all'uscita attraverso Q1 e non attraverso D1. Si può osservare un miglioramento dell'efficienza poiché la  $V_{CE(sat)}$  del dispositivo PNP (100 mV) è inferiore alla caduta di tensione ai capi del diodo Schottky D1 (300 mV). Se i tempi di ritardo si invertissero e Q1 si aprisse per primo, la potenza fluirebbe attraverso l'induttore L1, l'interruttore Q2 e il diodo D1. Nessuna potenza verrebbe trasferita al carico finché Q2 restasse chiuso. L'efficienza del convertitore varia tra il 75 e l'80%. I dati sono stati osservati con  $V_{IN}$  pari a 12 V variando l'uscita nell'intervallo tra 11 V e 26 V con un carico di corrente costante pari a 700 mA. L'equilibrio dell'area tensione tempo  $V \cdot \mu\text{s}$  espresso dall'equazione 1 viene modificato nel modo seguente:

$$V_{in} \cdot D \cdot T_s \pm (V_{out} - V_{in}) \cdot T_D = V_{out} (1 - D - T_D) \cdot T_s$$

**Bernie Weir**  
 Director  
 ON Semiconductor  
[www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)

## Precisioni del futuro Prestazioni del futuro Disponibili già ora



### CAS-CASR-CKSR

I trasduttori di domani. LEM li ha già realizzati oggi. Imbattibili nelle dimensioni, sono adattabili e regolabili. Per non parlare della loro estrema precisione. Dopo tutto, sono stati creati per ottenere prestazioni eccezionali non solo oggi - ma più avanti nel futuro di quanto potete immaginare.

- Diverse portate di corrente da 6 a 50  $A_{RMS}$
- Per PCB
- Fino al 30% più piccolo (altezza)
- Fino a 8.2 mm per le distanze di Clearance/ Creepage +CTI 600 per un elevato isolamento
- Configurazione Multi-Portata
- Singola alimentazione a +5 V
- Offset e deriva del guadagno ridotti
- Precisione @ +85°C
- Accesso al Riferimento
- Uscita Analogica in Tensione

[www.lem.com](http://www.lem.com)

At the heart of power electronics

