



Integrati regolatori switching

Negli schemi a blocchi dei convertitori DC/DC, studiati nello Step 1 dell'UdA 4, ricorrono sempre quattro elementi elettrici di base (induttore, condensatore, diodo veloce e switch) e un blocco regolatore switching (PWM), capace di sentire la tensione di uscita e di intervenire sul ciclo di lavoro del modulatore, così da rendere la tensione di uscita stabile e indipendente rispetto al variare della tensione di ingresso e del carico.

La tecnologia di questi integrati regolatori switching è in continua evoluzione, con frequenze di commutazione sempre più alte e correnti più consistenti, con l'impiego di transistor MOSFET esterni di commutazione. Una volta scelto il componente adatto alla propria applicazione per range di tensione in ingresso, tensione e corrente di uscita, sul sito della casa costruttrice è disponibile un ambiente per la determinazione del valore dei componenti elettrici esterni da connettere.

Inoltre, le applicazioni reali prevedono sempre qualche componente aggiuntivo che migliora le prestazioni complessive del convertitore DC/DC.

Si consideri l'esempio applicativo del regolatore LT3845A, preso dal data sheet della Linear Technology e riportato in **fig. 1**.

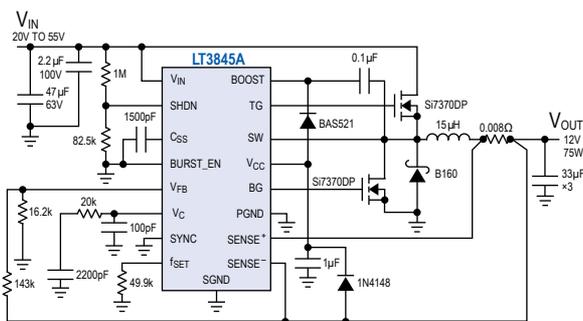


Fig. 1. Applicazione tipica del regolatore LT3845A.

Si tratta di uno step down che, partendo da una tensione di ingresso 20 ÷ 55 V, è in grado di fornire 12 V, 75 W in uscita, cioè 6,25 A. Oltre ai quattro componenti elettrici noti, c'è qualcosa in più: partendo dall'ingresso, alcuni condensatori di filtro, un partitore di spegnimento interno alle tensioni basse (shutdown, con soglia 1,35 V e 120 mV di isteresi) e un condensatore $C_{SS} = 1.500$ pF per una partenza senza saturazioni (soft-start).

In uscita, oltre alla resistenza di sensing della corrente (8 mΩ), si nota un secondo switch, in parallelo al diodo veloce, utilizzato per ridurre i consumi durante il ricircolo: quando lo switch principale (superiore) si interdice, il primo a intervenire è il diodo, ma subito dopo il MOSFET gli pone in parallelo una resistenza di canale talmente bassa che lo bypassa (da notare che la corrente nel MOSFET canale N scorre dal basso verso l'alto, appunto perché non è un BJT, ma solo un canale di conduzione). Una terza novità è la costruzione di una tensione di boost superiore alla tensione di ingresso ($C_{BOOST} = 0,1$ µF) necessaria per polarizzare il gate del MOSFET principale (uscita TG) oltre la soglia di conduzione e ridurre bene la resistenza del canale.

In retroazione, oltre al partitore di prelievo della tensione di uscita (ingresso di feedback V_{FB}), è presente una rete di compensazione per la stabilità dell'anello (ingresso V_C) e la resistenza per la scelta della frequenza di switch (ingresso f_{SET}).

Soft-start

La funzione soft-start controlla lo slew rate della tensione di uscita durante lo start-up. Si intende per tale termine la condizione di partenza da alimentatore spento fino all'andata a regime, tale per cui la corrente nell'induttore, se non limitata, aumenterebbe a valori inaccettabili, con sovratensioni sul condensatore di uscita. Il controllo di soft-start impone, quindi, un limite al duty cycle dei primi cicli legato al valore della corrente nell'induttore. In questo modo alla partenza la tensione di uscita sale gradualmente.

Scelta di L

Le condizioni peggiori per il gradiente di corrente nell'induttore si hanno quando la tensione di ingresso è al suo valore massimo ($V_{I,max}$). Il range tipico di valori per ΔI_L è 0,2 ÷ 0,5 volte la massima corrente di uscita. Valori minori richiederebbero induttori più grossi e costosi, valori maggiori produrrebbero maggiore ripple in uscita e richiederebbero un condensatore di filtro più robusto.

Il valore $\Delta I_L = 0,3 \cdot I_{O,max}$ è un buon compromesso. Combinando le equazioni dello step-down:

$$\Delta I_L = \frac{V_I - V_O}{L} \cdot t_{on} \quad V_O = \frac{t_{on}}{T} \cdot V_I$$

si ottiene:

$$L \geq V_o \cdot \frac{V_{I \max} - V_o}{f_{sw} \cdot V_{I \max} \cdot \Delta I_L}$$

con f_{sw} la frequenza di commutazione.

Per la scelta dell'induttanza c'è da considerare che i produttori specificano la corrente di saturazione, oppure la corrente RMS o entrambi i valori.

La corrente di saturazione è quel valore di corrente alla quale l'induttanza assume un valore inferiore del 30% rispetto al valore misurato con corrente nulla. La corrente RMS è quel valore che porta la temperatura dell'induttore 40 °C sopra la temperatura ambiente (tip. 25 °C).

Se si conosce la prima delle informazioni, dovrà essere garantita la corrente di picco dell'induttore:

$$I_{L \text{ sat}} > I_{O \text{ max}} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

Nel secondo caso, il confronto va riferito alla corrente media dell'induttore:

$$I_{L \text{ RMS}} > I_{O \text{ max}}$$

Scelta di C_o

Considerate le frequenze in gioco, il condensatore di uscita va scelto a basso ESR (*Equivalent Series Resistance*), a bassa perdita, mentre il suo valore deve essere tale da accumulare la $\Delta I_L = 0,3 \cdot I_{O \text{ max}}$ producendo un ripple limitato.

Il ripple di corrente è un triangolo con altezza ΔI_L e base l'intero periodo (fig. 2), che si muove attorno al valor medio I_o ; perciò, la carica accumulata ogni volta (o persa) è pari all'area del triangolo di base $T/2$ e altezza $\Delta I_L/2$.

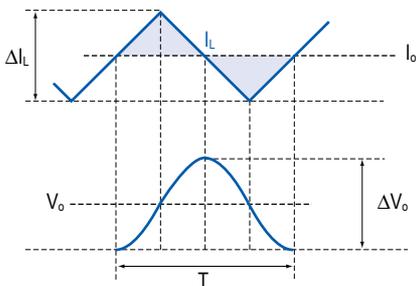


Fig. 2. Ripple su V_o .

Partendo dall'equazione di bilancio di carica sul condensatore:

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{T}{2} = C_o \cdot \Delta V_o$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f_{sw} \cdot C_o}$$

Per esempio con i valori dell'applicazione in fig. 22, considerando $f = 300 \text{ kHz}$ si ottiene:

$$\Delta V_o = \frac{0,3 \cdot 6,25 \text{ A}}{8 \cdot 300 \text{ kHz} \cdot 33 \mu\text{F}} = 23,7 \text{ mV}$$

ovvero un'uscita $12 \text{ V} \pm 11,85 \text{ mV}$, un residuo dell'1%.

Protezioni in ingresso

Gli integrati regolatori switching vanno protetti contro le tensioni superiori al valore massimo assoluto indicato dal costruttore, per esempio con uno switch in serie che si interrompe se la tensione supera il livello di guardia (fig. 3).

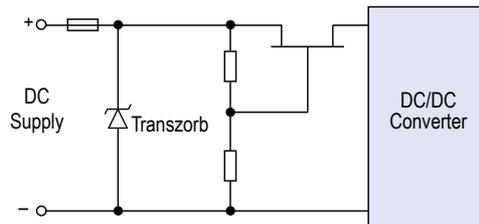


Fig. 3. Protezioni contro le sovratensioni.

Trattandosi normalmente di circuiti derivati da altre alimentazioni, può bastare una protezione contro gli spikes realizzata mediante *transzorb*, in pratica un diodo a soglia, superelevato, con tempi di intervento dell'ordine del ps.

Se esiste il pericolo che la tensione possa essere applicata con polarità inversa, è bene aggiungere un diodo a bassa caduta posto in serie sulla linea. Il fusibile di protezione al cortocircuito va scelto ritardato per la presenza del picco di corrente ($30 \div 40 \text{ A}$) di inrush all'accensione dovuta ai condensatori di ingresso.



ESERCIZIO A

In **fig. 4** è riportata la caratteristica di rendimento per il regolatore switching LT3845A nella applicazione tipica di **fig. 1** con $V_O = 12\text{ V}$. Verificare il rendimento per $I_O = 1\text{ A}$.

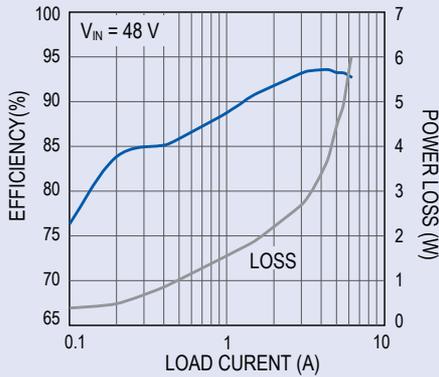


Fig. 4. Rendimento dell'integrato LT3845A.

SOLUZIONE

In corrispondenza di 1 A, la caratteristica riporta una potenza persa di 1,5 W. Poiché la potenza utile in uscita vale:

$$P_o = V_o \cdot I_o = 12\text{ V} \cdot 1\text{ A} = 12\text{ W}$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_p} \cdot 100 = \frac{12\text{ W}}{12\text{ W} + 1,5\text{ W}} \cdot 100 = 88,9\%$$

come indicato nella caratteristica.

ESERCIZIO 1

In **fig. 4** è riportata la caratteristica di rendimento per il regolatore switching LT3845A nell'applicazione tipica di **fig. 1** con $V_O = 12\text{ V}$. Verificare il rendimento per $I_O = 5\text{ A}$.

[Ris.: $P_p = 4,5\text{ W}$, $\eta = 93\%$]



ESERCIZIO B

In **fig. 5** è riportata la caratteristica per la selezione della frequenza di switching relativa al regolatore LT3845A. Verificare la frequenza di switching impostata nella applicazione tipica di **fig. 1** con $V_O = 12\text{ V}$ e $I_O = 6,25\text{ A}$.

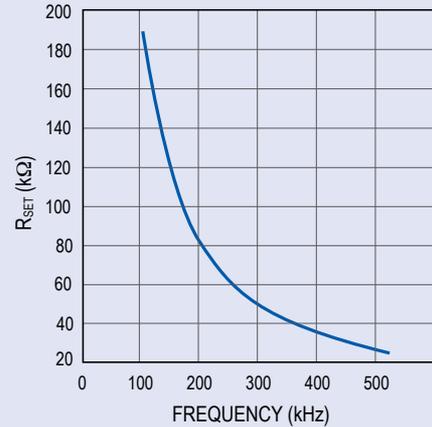


Fig. 5. Selezione della frequenza di switching per regolatore LT3845A.

SOLUZIONE

Nell'applicazione di **fig. 5** sul pin f_{SET} è presente una resistenza verso massa di 49,9 kΩ. Incrociando questo valore sulla caratteristica di **fig. 1** si rileva una frequenza di switching di circa 300 kHz.

ESERCIZIO 2

Determinare il valore dell'intervallo di soft-start (t_{SS}) per il regolatore switching LT3845A di **fig. 1** sapendo che è selezionabile mediante il valore del condensatore C_{SS} secondo la relazione $C_{SS} = \frac{2\ \mu\text{A} \cdot t_{SS}}{1,231\text{ V}}$.

Sapendo che $f_{SW} = 300\text{ kHz}$, determinare il numero di cicli PWM sviluppati durante tale intervallo.

[Ris.: $C_{SS} = 1.500\text{ pF}$, $t_{SS} = 0,92\text{ ms}$, $n \approx 277$]

ESERCIZIO 3

Determinare il valore della tensione interna di riferimento (V_{FB}) per il regolatore switching LT3845A di **fig. 1**, ragionando su V_O e sul partitore di retroazione.

[Ris.: $V_{FB} \approx 1,22\text{ V}$]