

|  |   |
|--|---|
| <i>INTRODUZIONE</i> .....  | 2 |
| <i>PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEL REGOLATORE STEP-DOWN</i> ..... | 2 |
| <i>Bilancio Energetico (modello ideale)</i> .....                | 3 |
| <i>Osservazione</i> .....  | 3 |
| <i>Rendimento di conversione</i> .....                           | 3 |
| <i>Dimensionamento dell'induttanza L1</i> .....                  | 4 |
| <i>Dimensionamento del condensatore di filtro Co</i> .....       | 4 |
| <i>Minima corrente sul carico</i> .....                          | 5 |
| <i>PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEL REGOLATORE STEP-UP</i> .....   | 6 |
| <i>Bilancio Energetico (modello ideale)</i> .....                | 6 |
| <i>Bibliografia</i> .....  | 7 |

## *ALIMENTATORI SWITCHING*

prof. Cleto Azzani  
 IPSIA Moretto Brescia

23 febbraio 2001

## Introduzione

Gli alimentatori switching o alimentatori a commutazione hanno da tempo quasi completamente soppiantato i tradizionali alimentatori lineari con dispositivo di regolazione (BJT, MOSFET di potenza) disposto in serie al carico o con dispositivo di regolazione posto in parallelo al carico. Si pensi alla straordinaria diffusione dei P.C. e si tenga presente che ogni PC per funzionare dispone sempre almeno di due alimentatori switching: quello connesso alla CPU e quello incorporato nel monitor. La ragione fondamentale del loro successo sta nel fatto che a parità di potenza erogata, gli alimentatori switching hanno dimensioni notevolmente più piccole e quindi risultano meno costosi; l'elemento di regolazione infatti lavora in commutazione (in modo ON OFF) per cui la potenza che esso dissipa è piccola. Infatti quando il BJT è OFF  $I_c$  è all'incirca 0 per cui il prodotto  $V_c I_c$  sarà prossimo a 0 mentre quando il BJT è ON  $V_{ce}$  è all'incirca 0 per cui ancora il prodotto  $V_c I_c$  risulterà prossimo a 0. Negli alimentatori switching è importante che le transizioni ON-OFF e OFF-ON avvengano nel più breve tempo possibile per ridurre la quantità di calore dissipata dall'elemento di regolazione quindi sarà importante utilizzare transistor e diodi veloci. Gli alimentatori lineari richiedono che l'elemento regolatore funzioni in zona lineare con conseguente valore elevato del prodotto  $V_{ce} I_c$  che provoca il riscaldamento del dispositivo di regolazione, con tutte le problematiche di dissipazione di calore e di stabilità termica ben note al progettista di alimentatori lineari. Ci limiteremo a illustrare nelle pagine che seguono, i principi di funzionamento di due circuiti fondamentali a cui si richiamano gli alimentatori switching.

## Principio di funzionamento del Regolatore Step-down

Il circuito fondamentale di un regolatore switching di tipo "step-down" è mostrato in figura 1. Il circuito funziona nel modo seguente: Q1 viene usato come interruttore con tempi di conduzione  $t_{on}$  e di interdizione  $t_{off}$  controllati dal modulatore PWM. Nell'intervallo in cui Q1 conduce viene prelevata energia dal generatore  $V_{IN}$  e trasferita al carico  $R_L$  attraverso  $L_1$ ;  $V_A$  è approssimativamente pari a  $V_{IN}$ . Il diodo D1 è polarizzato inversamente e la capacità  $C_0$  si carica. Quando Q1 da ON passa OFF, l'induttanza  $L_1$  mantiene in circolazione corrente nel carico  $V_A$  perciò diviene negativa e D1 conduce. Il filtro  $L_1$   $C_0$  provvede a livellare la tensione che si presenta ai capi del carico. La corrente che circola attraverso l'induttanza  $L_1$  è pari alla corrente richiesta dal carico più un'entità  $\Delta I$  prodotta dalla variazione di tensione ai capi di  $L_1$ . Una buona regola empirica è quella di fissare il valore picco picco di questa variazione pari al 40% di  $I_0$ :

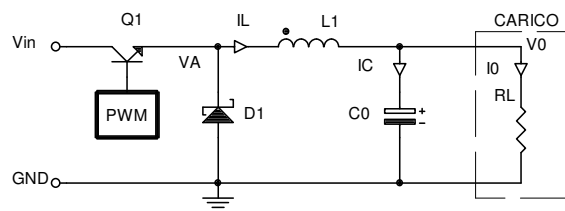


fig. 1 Struttura circuitale di un regolatore step-down

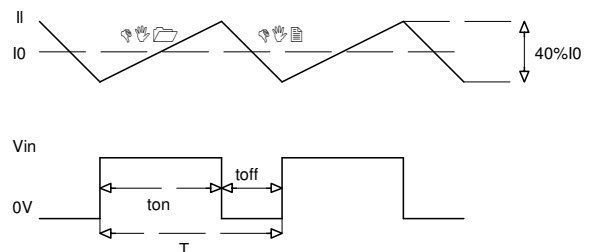


fig. 2 Grafici relativi alle grandezze elettriche

$$\Delta I_{Lp-p} \cong 40\% I_0 \quad 1.1$$

Dalla relazione fondamentale:

$$V_L = L \frac{di}{dt} \cong L \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad 1.2$$

si ricava

$$\Delta I_L \cong \frac{V_L \cdot \Delta t}{L} \quad 1.3$$

Nell'intervallo di tempo in cui Q1 è ON l'induttanza si carica; la corrente nell'induttanza  $L_1$  subisce l'incremento  $\Delta I_1$  dato dall'espressione:

$$\Delta I_{L1} = \frac{(V_{IN} - V_0) \cdot t_{ON}}{L_1} \quad 1.4$$

L'incremento risulta positivo essendo  $V_{in} > V_0$ .

Nell'intervallo di tempo in cui Q1 è OFF l'induttanza si scarica; la corrente nell'induttanza  $L_1$  subisce l'incremento  $\Delta I_2$  dato dall'espressione:

$$\Delta I_{L2} = \frac{-V_0 \cdot t_{OFF}}{L_1} \quad 1.5$$

L'incremento risulta negativo essendo  $V_a < V_0$  ( $V_a \approx 0$ )

Nelle formule appena scritte si è trascurata la tensione di saturazione  $V_{sat}$  del BJT Q1 e la tensione di conduzione del diodo D1. In condizioni di regime stazionario risulterà sicuramente:

$$\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2} = 0 \quad 1.6$$

$$\frac{(V_{IN} - V_0) \cdot t_{ON}}{L_1} - \frac{V_0 \cdot t_{OFF}}{L_1} = 0 \quad 1.7$$

da cui si ricava:

$$V_0 = \frac{V_{IN} \cdot t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{V_{IN} \cdot t_{ON}}{T} = V_{IN} \cdot d \quad 1.8$$

Si noti che  $V_0 < V_{in}$  essendo  $d < 1$  da cui la denominazione di "step-down" (con  $d$  si è indicato il "duty-cycle" del modulatore PWM).

### Bilancio Energetico (modello ideale)

In prima approssimazione si può ritenere che il regolatore "step-down" non introduca perdite di potenza nella conversione dei parametri elettrici di ingresso  $V_i, I_i$  in quelli di uscita  $V_o, I_o$ . Pertanto si potrà scrivere la relazione:

$$V_{IN} I_{IN(DC)} = V_0 I_{0(DC)} = \frac{V_{IN} \cdot t_{ON}}{T} I_{0(DC)} \quad 1.9$$

da cui si ricava:

$$I_{IN(DC)} = \frac{t_{ON}}{T} I_{0(DC)} = I_{0(DC)} \cdot d \quad 1.10$$

### Osservazione

Il comportamento di un regolatore "step-down" è formalmente analogo a quello di un trasformatore riduttore di tensione (rapporto spire  $> 1$ ); il "duty-cycle" del modulatore PWM gioca il medesimo ruolo del rapporto spire nelle relazioni che legano tensione di ingresso e d'uscita e valori medi delle correnti di ingresso e di uscita.

### Rendimento di conversione

Indica il rapporto esistente fra la potenza ricavata in uscita al circuito e quella applicata in ingresso al circuito.

$$\eta = \frac{P_0}{P_{IN}} = \frac{P_0}{P_0 + P_D} \quad P_D \text{ potenza dissipata} \quad 1.11$$

$$P_0 = V_0 I_0 \quad 1.12$$

$$P_D = \frac{V_{SAT} I_0 \cdot t_{ON} + V_{D1} I_0 \cdot t_{OFF}}{T} \quad 1.13$$

Al numeratore della 1.13 figura l'energia complessiva trasformata in calore sul BJT Q1 durante il tempo di conduzione di Q1 e quella trasformata in calore sul diodo D1 durante il tempo di conduzione di D1. Sostituendo l'espressione 1.13 nella 1.11 si ottiene:

$$\eta = \frac{V_0}{V_0 + \frac{V_{SAT} t_{ON} + V_{D1} t_{OFF}}{T}} \quad 1.14$$

Generalmente si può ritenere:

$$V_{SAT} \cong V_{D1} = 1V \quad 1.15$$

per cui l'espressione 1.14 assume la forma:

$$\eta = \frac{V_0}{V_0 + 1} \quad 1.16$$

Nei calcoli precedenti non si è tenuto conto delle "perdite di commutazione" ossia delle perdite introdotte dal BJT Q1 che passa da OFF a ON e da ON a OFF in un tempo finito (e non nullo). È chiaro che tanto più elevata è la frequenza di transizione  $f_T$  del BJT, tanto minori risultano i tempi di turn-on e turn-off del circuito.

### Dimensionamento dell'induttanza L1

Dalla relazioni 1.4 e 1.5 possono essere facilmente ricavate le seguenti espressioni:

$$t_{ON} = \frac{\Delta I_{L1} \cdot L_1}{(V_{IN} - V_0)} \quad 1.17$$

$$t_{OFF} = \frac{\Delta I_{L2} \cdot L_1}{-V_0} \quad 1.18$$

tenendo inoltre presente che risulta dalle 1.1 e 1.5

$$\Delta I_{L1} = -\Delta I_{L2} = 0,4 \cdot I_0 \quad 1.19$$

si ottiene :

$$T = t_{ON} + t_{OFF} = \frac{0,4 \cdot I_0 L_1 V_{IN}}{V_0 (V_{IN} - V_0)} \quad 1.20$$

ricavando dalla 1.20 L1 si ottiene:

$$L_1 = \frac{2,5 \cdot V_0 (V_{IN} - V_0)}{V_{IN} I_0 f} \quad 1.21$$

### Dimensionamento del condensatore di filtro Co

La figura 3 mostra gli andamenti della corrente nell'induttanza durante i tempi  $t_{on}$  e  $t_{off}$ . Questa corrente è diretta verso il carico RL e la capacità C0. La intensità di corrente  $I_C$  che fluisce nel condensatore è espressa dalla differenza fra le intensità  $I_L$  e  $I_0$ .

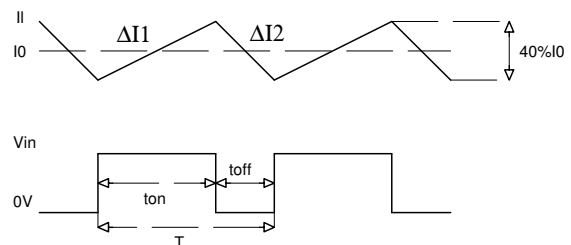


fig. 3 Grafici relativi alle grandezze elettriche

$$I_C = I_L - I_0 \quad 1.22$$

Dalla relazione fondamentale:

$$I_C = C \frac{dV_C}{dt} \cong C \frac{\Delta V_C}{\Delta t} \quad 1.23$$

si ricava:

$$I_C \cdot \Delta t = C \cdot \Delta V_C \quad 1.24$$

nel condensatore C0 circola corrente positiva (entrante) per un intervallo di tempo dato dall'espressione:

$$\Delta t = \frac{t_{ON}}{2} + \frac{t_{OFF}}{2} \quad (\text{seconda metà dell'intervallo } t_{on} \text{ e prima metà } t_{off}) \quad 1.25$$

Il valore medio della corrente entrante in C0 vale :

$$I_m = \frac{\Delta I_L}{4} \quad (\text{onda triangolare di ampiezza } \Delta I/2) \quad 1.26$$

sostituendo nella 1.24 le espressioni di  $I_m$  (lc media) e di  $\Delta t$  e ricavando  $\Delta V_C$  (media) si ha:

$$\Delta V_C = \frac{\Delta I_L}{4C} \left( \frac{t_{ON} + t_{OFF}}{2} \right) = \frac{\Delta I_L}{4C} \cdot \frac{T}{2} \quad 1.27$$

Sostituendo nella 1.27 l'espressione di  $\Delta I$  data dalla 1.4 e quella di  $t_{on}$  ricavata dalla 1.8

$$t_{ON} = \frac{V_0 \cdot T}{V_{IN}} \quad 1.28$$

ai ottiene:

$$\Delta V_C = \frac{(V_{IN} - V_0)}{8CL_1} \cdot \frac{V_0 \cdot T^2}{V_{IN}} \quad 1.29$$

da cui si ricava:

$$C = \frac{V_0(V_{IN} - V_0)}{V_{IN}} \cdot \frac{T^2}{8\Delta V_C L_1} = \frac{V_0(V_{IN} - V_0)}{V_{IN} 8\Delta V_C L_1 f^2} \quad 1.30$$

### Minima corrente sul carico

L'intensità di corrente nell'induttanza  $L_1$  non può raggiungere il valore zero altrimenti il circuito non funziona correttamente. La condizione peggiore si ha durante l'interdizione di  $Q_1$  nel corso della quale la corrente in  $L_1$  decresce con legge lineare (vedi fig. 3). Dovrà perciò essere verificata la seguente condizione:

$$I_0 + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \geq 0 \quad 1.31$$

$$I_0 \geq -\frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad 1.32$$

sostituendo nella 1.32 l'espressione fornita dalla 1.5 si ottiene:

$$I_0 \geq \frac{V_0 \cdot t_{OFF}}{2L_1} \quad 1.33$$

tenendo presente l'espressione 1.28 si ricava per  $t_{off}$  la seguente espressione:

$$t_{OFF} = T - t_{ON} = T - T \frac{V_0}{V_{IN}} = T \left( 1 - \frac{V_0}{V_{IN}} \right) = T \frac{V_{IN} - V_0}{V_{IN}} \quad 1.34$$

che sostituita nella 1.33 fornisce la seguente espressione:

$$I_0 \geq \frac{V_0(V_{IN} - V_0)}{2L_1 V_{IN}} T = \frac{V_0(V_{IN} - V_0)}{2L_1 V_{IN} f} \quad 1.35$$

## Principio di funzionamento del Regolatore Step-up

Il circuito fondamentale di un regolatore switching di tipo "step-up" è mostrato in fig. 4. Il circuito funziona nel modo seguente: Q1 viene usato come interruttore con tempi di conduzione  $t_{ON}$  e di interdizione  $t_{OFF}$  controllati dal modulatore PWM. Nell'intervallo in cui Q1 conduce viene prelevata energia dal generatore  $V_{IN}$  e viene immagazzinata nell'induttanza  $L1$ ; D1 è polarizzato inversamente e la corrente  $I_O$  viene fornita dalla carica immagazzinata nella capacità  $C_0$ . Quando Q1 da ON passa OFF, la tensione  $V1$  cresce positivamente fino a raggiungere il valore che provoca la conduzione di D1. La corrente in uscita è ora fornita dall'induttanza  $L1$ , passa attraverso D1 e giunge al carico; la quantità di carica persa da  $C_0$  durante il tempo  $t_{ON}$  viene perciò ripristinata. Anche in questo circuito, la corrente che circola attraverso l'induttanza  $L1$  è pari alla corrente richiesta dal carico più un'entità  $\Delta I$  prodotta dalla variazione di tensione ai capi di  $L1$ . Una buona regola empirica è quella di fissare il valore picco picco di questa variazione pari al 40% di  $I_0$ :

$$\Delta I_{Lp-p} \cong 40\% I_0 \quad 1.36$$

Nell'intervallo di tempo in cui Q1 è ON l'induttanza si carica; la corrente nell'induttanza  $L1$  subisce l'incremento  $\Delta I_1$  dato dall'espressione:

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{IN} \cdot t_{ON}}{L_1} \quad 1.37$$

Nell'intervallo di tempo in cui Q1 è OFF l'induttanza si scarica; la corrente nell'induttanza  $L1$  subisce l'incremento  $\Delta I_2$  dato dall'espressione:

$$\Delta I_{L2} = \frac{(V_{IN} - V_0) \cdot t_{OFF}}{L_1} \quad 1.38$$

L'incremento risulta negativo essendo  $V_{IN} < V_0$ .

Nelle formule appena scritte si è trascurata la tensione di saturazione  $V_{sat}$  del BJT Q1 e la tensione di conduzione del diodo D1. In condizioni di regime stazionario risulterà sicuramente:

$$\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2} = 0 \quad 1.39$$

$$\frac{V_{IN} \cdot t_{ON}}{L_1} + \frac{(V_{IN} - V_0) \cdot t_{OFF}}{L_1} = 0 \quad 1.40$$

da cui si ricava:

$$V_0 = V_{IN} \frac{t_{ON} + t_{OFF}}{t_{OFF}} = V_{IN} \left( 1 + \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} \right) \quad 1.41$$

Si noti che  $V_0 > V_{IN}$  da cui la denominazione di "step-up".

### Bilancio Energetico (modello ideale)

In prima approssimazione si può ritenere che il regolatore "step-up" non introduca perdite di potenza nella conversione dei parametri elettrici di ingresso  $V_i$ ,  $I_i$  in quelli di uscita  $V_o$ ,  $I_o$ . Pertanto si potrà scrivere la relazione:

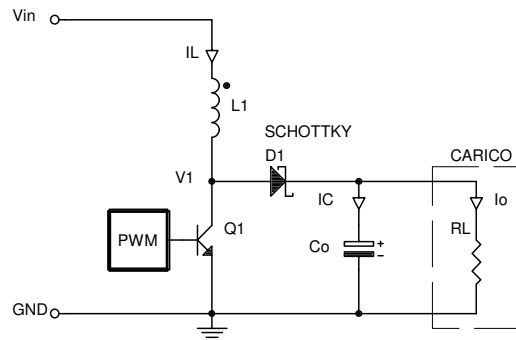


fig. 4 Struttura circuitale di un regolatore step-up

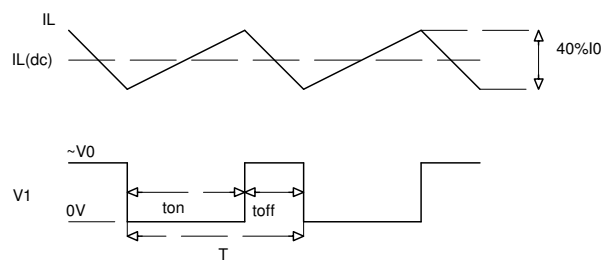


fig. 5 Grafici relativi alla corrente in  $L1$

$$V_{IN} I_{IN(DC)} = V_0 I_{0(DC)} = V_{IN} \left( 1 + \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} \right) I_{0(DC)} \quad 1.42$$

da cui si ricava:

$$I_{IN(DC)} = I_{0(DC)} \left( 1 + \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} \right) \quad 1.43$$

tenendo presente l'espressione 1.41 si può scrivere:

$$I_{IN(DC)} = I_{0(DC)} \frac{V_0}{V_{IN}} \quad 1.44$$

## Bibliografia

*National Semiconductors*  
*Texas Instruments*

*LM3524 Application Note*  
*TL594A Regulator*