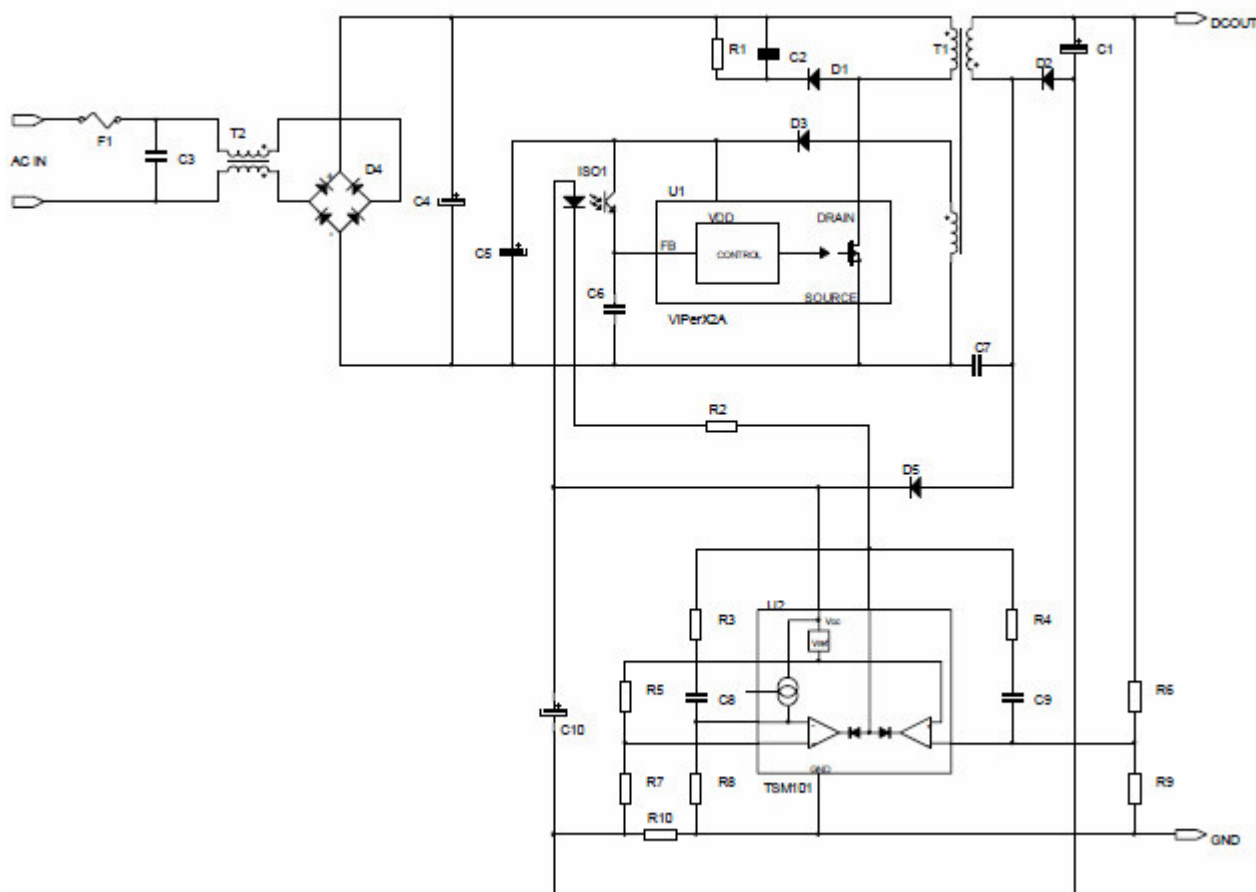


# ALIMENTATORI SWITCHING



serie **Viper** della ST (chip a 8 pin - Viper 12 )

## Tensione uscita ?

Se parliamo di switching (argomento piuttosto complesso) piu'determinata anche dal rapporto

tra il tempo in cui nel primario viene fatta circolare corrente e quello in cui non lo si fa

**ma la corrente da cosa e' determinato?** cioe' se puo' dare max 500mA o 3 ampere da cosa?

Dipende **dal diametro del rame** usato per gli avvolgimenti e dalle dimensioni del nucleo ferromagnetico

(nonche in un certo senso dalla frequenza di lavoro)

Sempre dal rapporto spire. La potenza entrante a meno del rendimento deve essere uguale alla uscente.

$$P = V \cdot I$$

$$V1/V2 = N1/N2$$

$$I1/I2 = N2/N1$$

diremo che dalla nota formula  **$L = V \times t : I$**

(dove L è l'induttanza, V la tensione e t il tempo ed I la corrente), si può ricavare dalla formula inversa I che risulterà  $I = V \times t : L$  (cioè il flusso diviso l'induttanza conosciuta anche come "Ohm per secondo")

Questa è la base, poi ovviamente centra il **rapporto di utilizzo D (duty cycle)** fra il tempo di on ed il tempo di off a cui l'induttanza è sottoposta, ed altri parametri che ci sarebbe da scrivere un libro.

**la frequenza di oscillazione dello switching** che mi sembra cambia a seconda degli alimentatori cosa determina ?

solo la dimensione "fisica" cioe' piu o meno piccolo di dimensioni o ?

piu' alta e' la frequenza piu' il nucleo e' piccolo (e cosi' pure i componenti esterni) pero' servono materiali di miglior qualita' .

Inoltre la resistenza del rame aumenta per **effetto pelle !**

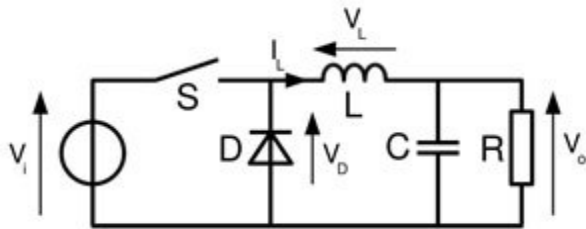
Più è elevata e più è facile "filtrarla" per ottenere una corrente

praticamente continua.

---

## TEORIA

Esempio un buck (ossia un **convertitore step-down** non isolato) di figura.



buck.jpg (6.57 KB) Osservato 38 volte

Di fatto puoi vedere che il convertitore è realizzato da una **zona di switch** (formata dall'interruttore e il diodo) e una **zona di filtro** (formata dagli elementi L e C). La sezione di switch provvede a formare

un'onda quadra ai capi dell'elemento LC con un'opportuno duty cycle. Infatti, dato il tempo  $T = \frac{1}{f_s}$  di commutazione, per un periodo  $t_1$  l'interruttore rimane chiuso, mentre per il rimanente periodo  $t_2 = T - t_1$  l'interruttore si apre e per la presenza dell'induttore si chiude il diodo. In poche parole abbiamo una bella onda quadra con un suo duty cycle ai capi dell'elemento di filtro LC: si può dimostrare che questa tensione possiede un valore medio (perché è compresa fra 0 e  $V_i$ ) e possiede armoniche ai multipli della frequenza di switch  $f_s$ .

Se ora dimensioniamo opportunamente l'elemento LC, tale per cui la frequenza di taglio di questo filtro sia molto inferiore di  $f_s$ , allora riduciamo notevolmente le ampiezze delle armoniche a  $f_s$  e multipli mantenendo intatto il valore medio (diciamo per farti capire, la componente a bassissima frequenza). Quindi in uscita del filtro troviamo una tensione continua (la componente media) e una piccola oscillazione residua (il ripple) dovuto al fatto che il filtro non è in grado di eliminare completamente le armoniche alle frequenze alte.

Il valore medio della quadra generata dalla sezione di switch è data da

$$V_{average} = \frac{V_i \cdot t_1 + 0 \cdot t_2}{T} = V_i \cdot D$$

dove con D indichiamo il duty cycle. Quindi, in primissima approssimazione abbiamo un circuito che mi porta in uscita una tensione (continua a meno di un ripple) che dipende dalla tensione di ingresso e dal duty cycle con cui pilota l'interruttore.

Per le tipologie isolate, l'idea rimane uguale solo che abbiamo un rapporto spire di mezzo. Inoltre, è possibile costruire topologie che invece di abbassare (come questa) la tensione di uscita la alzano (tipo i convertitori boost)... ma questo è un'altro discorso.

**Allora potresti chiederti *ma chi me lo fa fare di creare un circuito così complesso per ottenere una tensione stabilizzata di uscita? Non bastano i regolatori lineari?***

La risposta è molto semplice. Mentre per i regolatori lineari l'idea è di anteporre un elemento che si occupa di dissipare l'energia in eccesso assorbita dall'alimentazione, lo switching, almeno in prima approssimazione, assorbe l'energia che serve al carico e la "trasforma" secondo le esigenze di quest'ultimo. Questo comporta un notevole aumento dei rendimenti di questi circuiti.

***E allora come scegliere la frequenza di switch?***

Capirai che a frequenze di switch alte, gli elementi che filtrano sono più piccoli, più facili da realizzare e quindi il filtraggio è migliore. Tuttavia, gli interruttori (che vengono fatti con semi conduttori quali MOSFET, IGBT, ecc) e lo stesso diodo hanno limiti di frequenza e tensioni e correnti sopportate contrapposti. In generale un componente che va più veloce sopporta meno corrente mentre quelli che sopportano alte tensioni e correnti normalmente vanno meno veloci...

---

## Lo **schema di principio**

su cui si basa un **convertitore CC/CC di tipo step-down** è il seguente:

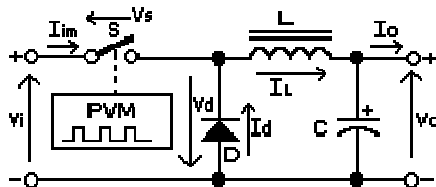


Fig. 1

Quando si chiude lo switch  $S$  per il tempo  $T_{on}$ , la bobina  $L$  immagazzina energia e la corrente, partendo dal valore minimo ( $I_{Lmin}$ ), raggiunge il valore massimo ( $I_{Lmax}$ ) al termine di  $T_{on}$ .

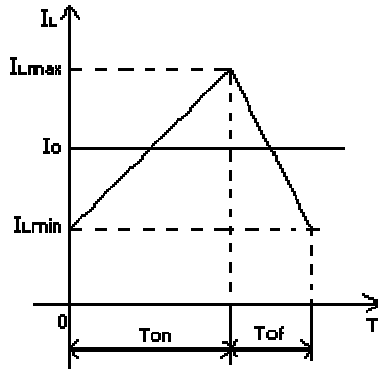


Fig. 2

Quando si riapre lo switch S per il tempo Tof, la bobina restituisce l'energia immagazzinata, facendo circolare corrente attraverso il diodo D partendo da valore massimo (ILmax) a scendere fino al valore minimo (ILmin). La corrente d'uscita Io sarà la media tra ILmax e ILmin. Se ILmin è molto minore di ILmax si può ritenere  $I_o = I_{Lmax} / 2$  e  $I_{Lmax} = 2 I_o$ .

Nel caso di S chiuso la corrente nella bobina è data da:

$$[1] \quad \Delta I_L = \frac{(V_i - V_s - V_o) T_{on}}{L} \quad \text{da cui :}$$

$$[2] \quad L = \frac{(V_i - V_s - V_o) T_{on}}{\Delta I_L} \quad [3] \quad T_{on} = \frac{L \cdot \Delta I_L}{V_i - V_s - V_o}$$

Nel caso di S aperto la corrente nella bobina è data da:

$$[4] \quad \Delta I_L = \frac{(V_o + V_d) T_{of}}{L} \quad \text{da cui :}$$

$$[5] \quad L = \frac{(V_o + V_d) T_{of}}{\Delta I_L} \quad [6] \quad T_{of} = \frac{L \cdot \Delta I_L}{V_o + V_d}$$

Siccome  $\Delta I_L$  ( $I_{Lmax} - I_{Lmin}$ ) in entrambi i casi è uguale, si può scrivere:

$$[7] \quad \frac{(V_i - V_s - V_o) T_{on}}{L} = \frac{(V_o + V_d) T_{of}}{L} \quad \text{da cui:}$$

$$[8] \quad \frac{T_{on}}{T_{of}} = \frac{V_o + V_d}{V_i - V_s - V_o} \quad \text{svolgendo si può scrivere:}$$

$$V_i T_{on} - V_s T_{on} - V_o T_{on} = V_o T_{of} + V_d T_{of} \quad \text{da cui} \quad V_o (T_{on} + T_{of}) = T_{on} (V_i - V_s) - V_d T_{of}$$

$$[9] \quad V_o = \frac{T_{on} \cdot (V_i - V_s) - V_d \cdot T_{of}}{T_{on} + T_{of}}$$

Sarà la tensione d'uscita:

Se si considera Vs e Vd molto piccole e cioè trascurabili, diventa :

$$[10] V_o = V_i \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{of}} = V_i \frac{T_{on}}{T}$$

La tensione d'uscita  $V_o$  è dunque una frazione della tensione d'ingresso e dipende dal duty cycle espresso come il rapporto tra  $T_{on}$  e il periodo  $T$  dell'onda quadra che comanda lo switch  $S$ ; cioè:

$$[11] \zeta = \frac{T_{on}}{T} \quad (\delta = \text{duty-cycle})$$

La  $V_o$  non potrà mai essere maggiore di  $V_i$ ; ecco perché il circuito prende il nome di step-down.

La corrente media  $I_{im}$  d'ingresso dovrà essere:

$$[15] I_{im} = I_o \frac{T_{on}}{T} = \delta I_o \quad (\delta = \text{duty-cycle}) \quad T = T_{on} + T_{of}$$

Sostituendo  $T_{on}$  espresso dalla [ 3 ] e  $T_{of}$  espresso dalla [ 6 ], il duty-cycle si può scrivere anche:

$$\zeta = \frac{L \cdot \Delta I_L}{V_i - V_s - V_o} : \left[ \frac{L \cdot \Delta I_L}{V_i - V_s - V_o} + \frac{L \cdot \Delta I_L}{V_o + V_d} \right]$$

$$\zeta = \frac{(V_i - V_s - V_o) \cdot (V_o + V_d)}{(V_i - V_s - V_o) \cdot (V_i - V_s - V_o + V_o + V_d)}$$

$$\zeta = \frac{V_o + V_d}{V_i - V_s + V_d} \quad [18]$$

Sostituendo  $\delta$  della [ 15 ] con la [ 18 ], la corrente media d'ingresso sarà:

$$[19] I_{im} = I_o \frac{V_o + V_d}{V_i - V_s + V_d}$$

Senza scendere in dimostrazioni teoriche particolari dobbiamo sapere che la tensione alternata residua (ripple =  $\Delta V_o$ ) d'uscita, dovuta alla variazione di corrente tra  $I_{Lmax}$  e  $I_{Lmin}$  della bobina, vale:

$$[12] \Delta V_o = \frac{\Delta I_L \cdot T}{8 C} \quad \text{dove } \Delta I_L \text{ circa uguale } I_{Lmax} \text{ se } I_{Lmin} \text{ è piccola}$$

Si può scrivere pertanto:

$$[13] C = \frac{I_{Lmax} \cdot T}{8 \Delta V_o} \quad \text{ma } I_{Lmax} = 2 I_o \text{ e } T = 1 / F \text{ per cui la capacità } C \text{ sarà:}$$

$$[14] C = \frac{2 I_o \cdot T}{8 \Delta V_o} = \frac{I_o}{4 F \cdot \Delta V_o}$$

Il rendimento inteso come rapporto fra potenza d'uscita e potenza d'entrata sarà:

[ 20 ]  $\eta = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_{im}}$  sostituendo  $I_{im}$  trovato alla [ 19 ] si avrà:

$$\eta = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_o \cdot \left[ \frac{V_o + V_d}{V_i - V_s + V_d} \right]} = \frac{V_o (V_i - V_s + V_d)}{V_i (V_o + V_d)}$$

Si osserva che se  $V_s = V_d$  il rendimento diventa:

$$\eta = \frac{V_o \cdot V_i}{V_i (V_o + V_d)} = \frac{V_o}{V_o + V_d}$$

si osserva che più piccola è la caduta di tensione sul diodo maggiore è il rendimento, è pertanto indispensabile usare diodi schottky con  $V_d$  appunto molto basse (0,4 / 0,6 V).

<http://web.tiscali.it/i2viu/electronic/alimswic.htm>