

Gli alimentatori switching

Topologie, circuiti e caratteristiche

1 – I parametri di un alimentatore

Viene detto “alimentatore” un apparato basato su di un circuito elettronico in grado di fornire una tensione costante (ovvero stabilizzata) ad un carico qualsivoglia, sia esso un dispositivo elettromeccanico che un circuito.

Un alimentatore di questo tipo viene infatti detto anche “stabilizzato” se è in grado di fornire una tensione che non subisca variazioni al variare ad esempio della corrente di carico, della tensione d’ingresso, della temperatura e del tempo. Dalla definizione fornita si deduce che questa invariabilità della tensione fornita deve mantenersi tale indipendentemente dalla corrente assorbita dal carico, ciò che equivale a dire che un alimentatore deve comportarsi come un perfetto generatore di tensione, cioè possedere una resistenza interna pressoché nulla.

Ad esempio, se un alimentatore da 12V/1.5A è in grado di mantenere una tensione d’uscita V_o entro una gamma di 11.8-12.1 Volt per correnti d’uscita I_o da 0 a 1.5A, significa che la sua resistenza interna equivalente (detta anche resistenza d’uscita) R_o è di:

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{(12.1 - 11.8)}{(1.5 - 0)} = 0.2 \text{ ohm}$$

E’ ovvio quindi che tanto più bassa è la resistenza d’uscita di un alimentatore, tanto più la tensione d’uscita si manterrà stabile nei confronti delle variazioni di carico. Un carico di valore costante non crea in genere problemi, ma se la sua resistenza interna varia entro ampi limiti, allora la corrente assorbita potrà subire ampie variazioni e, se non si dispone di un alimentatore di buone caratteristiche, purtroppo la tensione erogata subirà un progressivo calo all’aumentare della corrente. Il costruttore fornisce spesso il grafico che evidenzia la dipendenza della V_o dalla I_o , che si presenta come in **figura 1**.

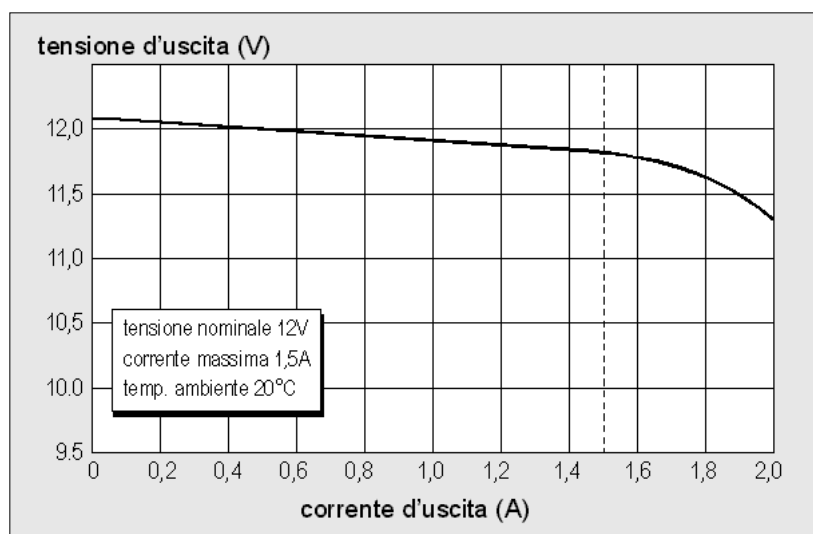


Fig. 1 – Il grafico della tensione d’uscita in funzione della corrente rogata evidenzia il calo di V_o a causa della resistenza interna dell’alimentatore.

In alternativa a questo grafico il costruttore indica nel foglio tecnico un parametro equivalente, detto “**regolazione di carico**”, che indica di quanto varia la V_o al variare di I_o : per l’alimentatore citato

nell'esempio la regolazione di carico sarà di 150 mV/A (millivolt per ampere).

Un altro parametro caratteristico di un alimentatore è quello che viene definito “**regolazione di linea**”, (vedi **figura 2**) ovvero di quanto varia la tensione d'uscita al variare della tensione d'ingresso V_{in} , a corrente fissa, e viene espresso in millivolt per volt. Questo parametro può sembrare trascurabile ma, se si pensa che l'ingresso di un alimentatore è tipicamente costituito dalla tensione di rete rettificata (e quindi caratterizzata da un'ampia ondulazione, si comprende come sia importante conoscere la “capacità di stabilizzazione” del nostro alimentatore. Per questo motivo è importante conoscere quale è l'ampiezza del “ripple” (ondulazione residua) in uscita conoscendo il ripple in ingresso e la corrente erogata.

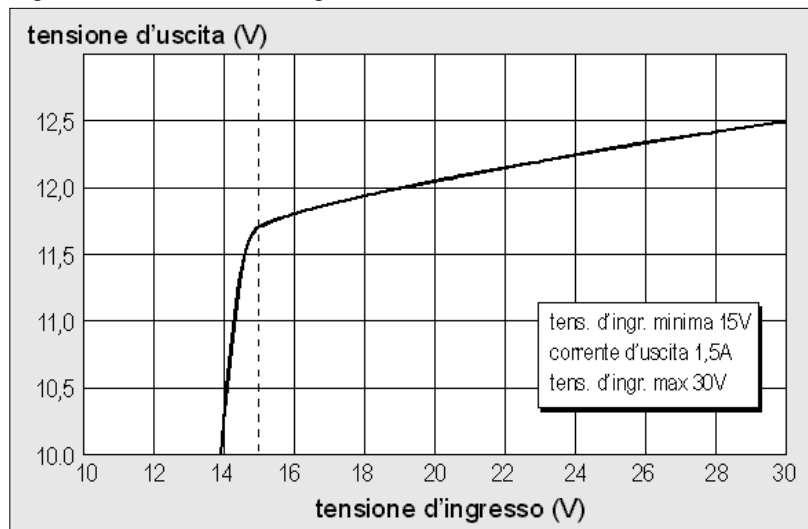


Fig. 2 – La dipendenza della V_o dalla V_{in} fa sì che la tensione d'uscita sia soggetta ad un certo “ripple” e, al di sotto di una certa tensione minima d'ingresso, non viene più garantita l'uscita nominale di 12 Volt.

2 - L'alimentatore “classico”

Fino ad almeno 15 anni fa gli unici tipi di alimentatori utilizzati nell'industria, negli apparati e nella strumentazione erano di tipo lineare, ovvero nei quali il transistor interno utilizzato per la regolazione-serie della tensione veniva polarizzato in modo da farlo lavorare in zona lineare, ovvero intorno alla zona centrale della retta di carico. Lo schema a blocchi generico di un alimentatore lineare (corrispondente a quello di un “regolatore di tensione”) si presenta come quello di **figura 3**.

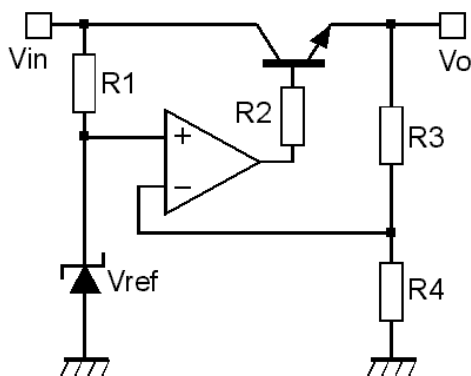


Fig. 3 – Schema funzionale semplificato di un regolatore di tensione a controllo lineare, costituito da un generatore della tensione di riferimento (qui rappresentato genericamente da un diodo Zener), un comparatore di errore, un partitore d'uscita e dal transistor di regolazione-serie, a cui vanno aggiunti gli eventuali circuiti di protezione (limitazione della corrente, della potenza dissipata nonché la limitazione termica ed il blocco in caso di sottotensione in ingresso). Per variare la tensione d'uscita è possibile variare il valore della resistenza R_4 .

Questi regolatori si sono dimostrati circuitalmente semplici, dotati di buona stabilità, di ottima capacità di regolazione e di basso costo. Presentano però un serio inconveniente: dissipano molto. Soprattutto per le elevate potenze ciò costituisce quindi un grave inconveniente.

Il motivo di tale dissipazione è dovuto proprio al fatto che il transistor di regolazione-serie

opera al centro delle caratteristiche d'uscita, dove la potenza dissipata è massima. Per averne un'idea, si prenda l'esempio dell'alimentatore da 12V prima riferito: se ad esempio la tensione d'ingresso è di 20V e la corrente erogata è di 1.5A, la potenza dissipata diviene pari a:

$$P_{diss} = V \cdot I_o = V_{in} - V_o \cdot I_o = (20 - 12) \cdot 1.5 = 12 \text{ Watt}$$

Contro una potenza erogata al carico pari a:

$$P_o = V_o \cdot I_o = 12 \cdot 1.5 = 18 \text{ Watt}$$

Ciò significa che per fornire 18W al carico occorre dissipare (e quindi smaltire sotto forma di calore) ben 12W. Un modo correntemente usato per rappresentare questa condizione sfavorevole è la cosiddetta "efficienza" n di un regolatore di tensione, definita come il rapporto fra la potenza erogata al carico (potenza d'uscita) e quella assorbita dalla rete (potenza d'ingresso), ovvero:

$$n = P_o / P_{in}$$

è ovvio che la differenza fra P_{in} e P_o è data proprio dalla potenza dissipata sotto forma di calore, che quindi va smaltita tramite opportuni dissipatori, che richiedono spazio, peso e costo. Perciò l'efficienza può essere calcolata anche come:

$$n = P_o / P_{in} = P_o / (P_o + P_{diss})$$

Nel nostro caso l'alimentatore avrà un'efficienza di:

$$n = 18 / (18 + 12) = 0.6$$

ovvero del 60%, ciò che significa che il 40% dell'energia assorbita dalla rete viene dissipata sotto forma di calore!

Estendendo i calcoli ai vari valori della tensione d'ingresso, si ottiene la curva riportata in **figura 4**.

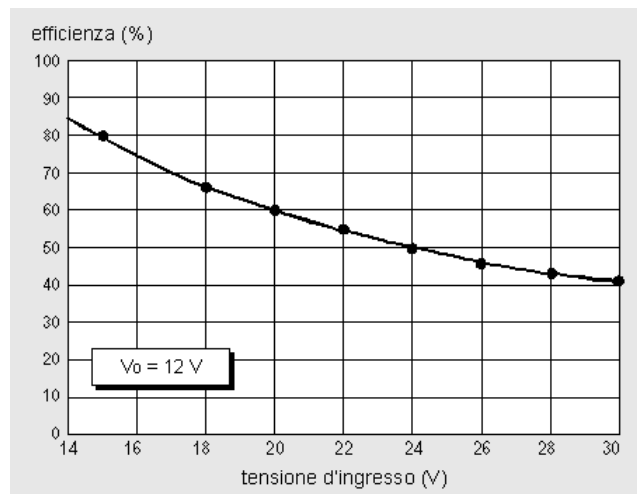


Fig. 14 – L'efficienza di un regolatore lineare è elevata (>80%) se la tensione d'ingresso è poco superiore a quella d'uscita, ma se la differenza è elevata scende anche al 40%. Se la tensione d'ingresso supera i 24V l'energia dissipata supera quella erogata al carico!

Per aumentare l'efficienza (e quindi ridurre la dissipazione) occorre quindi far sì che la tensione d'ingresso sia di poco superiore a quella d'uscita, ma ciò è praticamente applicabile solo in poche circostanze, in quanto spesso occorre prevedere e regolare ampie variazioni della tensione d'ingresso.

Nelle applicazioni da rete alternata, ad esempio, l'elevato ripple in uscita al gruppo rettificatore-filtro ci pone nelle condizioni di subire un ampio range di valori della tensione d'ingresso, a meno di voler filtrare con capacità elevatissime la tensione rettificata. Non solo, ma l'esigenza di utilizzare alimentatori a tensione regolabile impone di far lavorare il transistor-serie interno con valori

di V_{CE} tali da consentire ampie variazioni di tensione ingresso-uscita senza correre il rischio di mandare in saturazione il transistor, situazione in cui non è più possibile regolare la tensione d'uscita.

3 - La soluzione switching

Si è quindi compreso come – rimanendo nell'ambito degli schemi classici a regolazione lineare – non esiste soluzione di sorta in grado di contenere la dissipazione e quindi aumentare l'efficienza del circuito di alimentazione.

La soluzione a questi altrimenti insormontabili problemi è venuta dalla tecnica “switching”, che suggerisce di cambiare strategia: non più circuiti in cui i transistor di regolazione-serie operano in zona lineare con elevata dissipazione, bensì circuiti progettati e pilotati in modo da far funzionare i transistor esclusivamente in commutazione, ovvero i cui punti di lavoro passino continuamente dalla saturazione all'interdizione.

Ci si può a questo punto (ragionevolmente) chiedere come sia possibile che un transistor in continua commutazione possa garantire una regolazione della corrente verso il carico, e quindi della tensione ai suoi capi, fornendo altresì una tensione continua! La risposta viene dalla modulazione PWM (Pulse Width Modulation, ovvero dell'ampiezza dell'impulso) abbinata ad un filtro passa-basso, in una configurazione quale quella di **figura 15**, dove è riportata anche la temporizzazione relativa alla modulazione pwm.

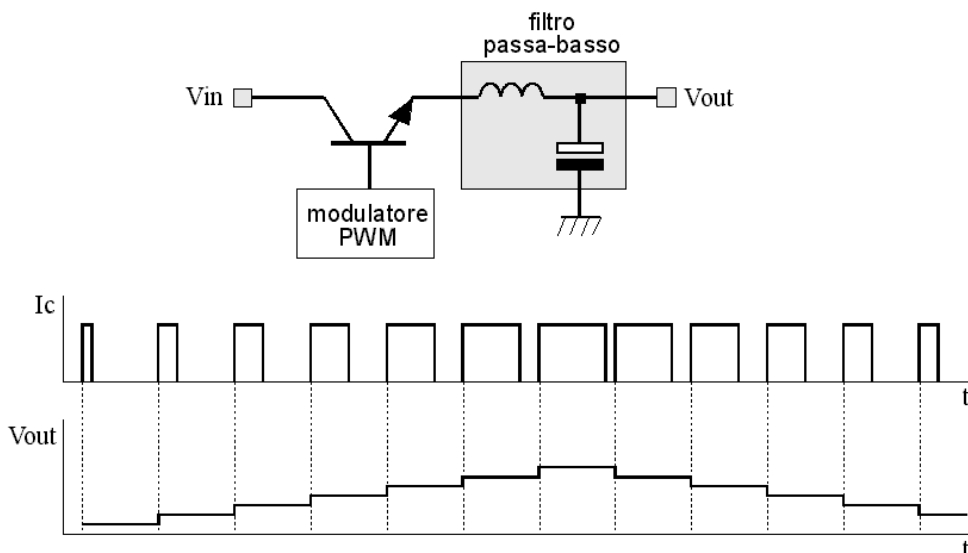


Fig. 15 – Schema di base di un alimentatore switching ed esempio di temporizzazione relativa ad una modulazione PWM nel caso di variazione progressiva del duty-cycle dal valore minimo al massimo e poi di nuovo al minimo

Come si vede dalla figura 15, la presenza del filtro passa-basso L-C fa sì che la sequenza di impulsi presenti sull'emettitore non si ripercuota in uscita, bensì serve a “caricare” i componenti del filtro e ad ottenere in uscita un'onda che può essere variata a piacere da un massimo ad un minimo, semplicemente variando la durata degli impulsi. In altri termini il filtro funge da “integratore” degli impulsi, nel senso che in uscita abbiamo una forma d'onda che equivale all'integrale di ciascun impulso in ogni singolo periodo.

Si noti che questi impulsi sono di ampiezza (intensità) costante, cioè vengono ottenuti portando il transistor non già in zona lineare, bensì in completa saturazione, e ciò con l'esplicito obiettivo di ridurre al minimo la dissipazione. Se infatti si fa riferimento ad un alimentatore con una V_{in} di 30V ed una V_{out} di 12V che deve erogare 4A, il transistor di regolazione – se operasse in regime lineare – dissiperebbe una potenza di $(30 - 12) \cdot 4 = 72$ Watt.

Se invece opera ad impulsi (ovvero commuta continuamente fra l'interdizione e la saturazione) esso dissipa una potenza che è pressoché nulla in interdizione, mentre in saturazione è pari a:

$$P_{sat} = I_{CEsat} \cdot V_{CEsat}$$

ovvero solo 4 Watt se si usa un bjt da 1V a 4A. Il vantaggio è evidentissimo: nel caso lineare si ha un'efficienza del 40% mentre nel caso switching addirittura del 92%!

Ciò porta vantaggi in termini di minor ingombro (o spesso totale assenza) del dissipatore, di costo e di peso, se si pensa fra l'altro che spesso negli alimentatori lineari si deve spesso ricorrere addirittura alle ventole di raffreddamento.

4 – Problemi e accorgimenti

- **Periodo costante:** Si noti – nella figura 15 – che il periodo di commutazione (ovvero la distanza dei fronti di salita degli impulsi) è stato mantenuto costante, e ciò per un ben determinato motivo. Infatti, il filtro passa-basso d'uscita deve poter operare con un'efficienza sufficiente a ridurre al massimo il ripple d'uscita (che fra l'altro in questo caso è costituito da un'onda triangolare, al di là della rappresentazione semplificata della figura 15).

- **Frequenza di taglio:** Proprio per questo motivo i componenti del filtro passa-basso devono essere dimensionati in modo da ottenere una frequenza di taglio che deve essere ovviamente al di sotto della frequenza di funzionamento del modulatore pwm, che quindi deve essere nota e costante, pena il non corretto funzionamento del filtro d'uscita.

- **Disturbi udibili:** Si ricordi, inoltre, che è bene scegliere una frequenza di funzionamento che sia al di sopra delle frequenze udibili, in modo da non incorrere in fenomeni di risonanza meccanica (spesso indotti dall'inevitabile fenomeno della magnetostriazione dei materiali ferromagnetici) che possono provocare fastidiosi sibili dovuti alle vibrazioni, come ad esempio spesso capita per trasformatori, reattori delle lampade al neon e filtri induttivi per bassa frequenza, il cui ronzio è dovuto ai lamierini non serrati correttamente. Per tale motivo le frequenze di lavoro sono sempre al di sopra dei 20 KHz.

- **Filtro d'uscita:** Si può osservare che più elevata è la frequenza di commutazione, tanto più potranno essere ridotti i valori reattivi necessari per ottenere la stessa impedenza (e quindi lo stesso effetto di smorzamento) da parte del filtro passa-basso d'uscita. In altri termini, un filtro progettato per attenuare il ripple a 200 KHz sarà molto più piccolo di uno progettato per filtrare i disturbi a 20 KHz. Ecco il motivo per cui è conveniente scegliere frequenze di lavoro abbastanza elevate.

- **Frequenza massima:** Sebbene le considerazioni relative al filtro portino a pensare di ridurre costi e ingombri facendo lavorare gli alimentatori switching a frequenze elevatissime, vi sono però varie controindicazioni, legate soprattutto alla massima frequenza di commutazione dei transistor di potenza, alla massima frequenza di lavoro dei modulatori pwm integrati, alla necessità di usare condensatori elettrolitici "switching grade" a bassa induttanza e in grado di sopportare elevate correnti di picco, ai problemi di layout dei circuiti stampati e soprattutto ai problemi legati alla generazione di disturbi elettromagnetici irradiati e indotti nel circuito e nei componenti stessi.

- **Disturbi irradiati:** Infatti, è noto che i circuiti switching sono in grado di generare intensi disturbi elettromagnetici a causa proprio delle rapide variazioni di tensione imposte ai circuiti di potenza, i quali sono sottoposti a transitori di molte decine di volt che durano pochi decimi di microsecondo. Come è noto, questi "gradini" generano disturbi in quanto sono assimilabili ad uno spettro di frequenze (sviluppo in serie di Fourier) che si estende fino a valori tanto più elevati quanto maggiore è il dv/dt del segnale, analogamente a quanto accade ad esempio nella parzializzazione di fase a tiristori. Questi circuiti debbono perciò venire schermati adeguatamente.

Questi disturbi possono non solo causare problemi dovuti ai fenomeni di induzione nei componenti del circuito stesso o in quelli circostanti, ma possono altresì inviare disturbi lungo la rete elettrica di alimentazione, raggiungendo altri apparati ad essa connessi. Ciò è vietato dalle normative vigenti, e ad esempio le VDE indicano limiti ben precisi riportando un preciso andamento ampiezza del disturbo/frequenza, che non va superato. Per tale motivo è sempre opportuno collocare fra l'alimentatore switching e la rete elettrica degli opportuni filtri antidisturbo (facilmente reperibili in commercio) che sono costituiti da filtri a sella (a pi-greco) capacitivi-induttivi a circuiti accoppiati fra fase e neutro.

- **Velocità di commutazione:** L'esigenza di aumentare la frequenza di lavoro al fine di ridurre l'ingombro dei componenti del filtro d'uscita contrasta però con i limiti imposti dalla dissipazione di potenza.

Infatti, se ad esempio si opta per una frequenza di commutazione di 1 MHz, si deve operare con impulsi che hanno un periodo di 1 microsecondo, il che significa che i transistor bipolari di potenza sono assolutamente esclusi da questo ambito operativo, in quanto presentano tempi di commutazione tali da rendere le forme d'onda decisamente trapezoidali o addirittura triangolari, ciò che impone assolutamente il ricorso ai transistor Mosfet o al massimo agli IGBT.

La scelta della velocità di commutazione dei transistor si rivela fondamentale, in quanto la potenza dissipata durante la commutazione assume l'andamento di **figura 16**, dove si può osservare che il maggior contributo alla potenza dissipata è costituito proprio dalla dissipazione durante le fasi di turn-on e turn-off dei transistor, nelle quali il prodotto tensione-corrente assume valori ben più elevati che durante la saturazione.

Il diagramma di temporizzazione di figura 16 riporta l'esempio di un transistor bipolare che viene fatto commutare ad una frequenza di 50 KHz con un duty-cycle del 50%, una V_{CC} di 100 V ed una I_{CSAT} di 10A. Il transistor preso in esame evidenzia un t_{ON} di 0.5 μ sec, un t_{OFF} di 2 μ sec ed una V_{CEsat} di 1.5 V. La potenza dissipata in saturazione è di 15 W, ma la presenza dei picchi di dissipazione di ben 250 W durante le fasi di turn-on e di turn-off portano la potenza media dissipata a ben 45 W, ovvero tre volte la potenza in saturazione.

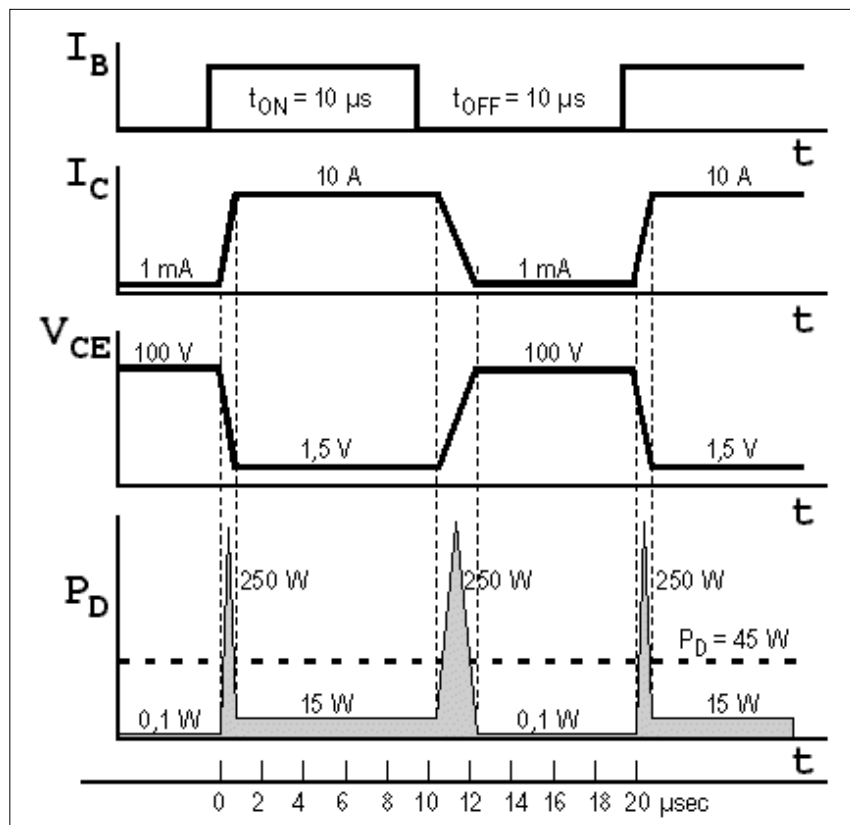


Fig. 16 – Temporizzazione relativa ad un transistor bipolare in commutazione: come si vede, i picchi di potenza durante le fasi di turn-on e di turn-off incrementano sensibilmente la potenza media dissipata

5 – Varie topologie di convertitori

Una configurazione come quella di principio riportata in figura 15 non è però da considerare limitata alla realizzazione di alimentatori a commutazione ma, proprio poiché consente di regolare la potenza fornita al carico, può essere proficuamente utilizzata anche per altre applicazioni, che in tal modo possono avvantaggiarsi del considerevole risparmio di potenza. Ne sono un esempio applicazioni quali ad esempio i circuiti di deflessione nei cinescopi a raggi catodici e negli acceleratori

di particelle, la regolazione dell'intensità luminosa di lampade di vario tipo, il pilotaggio di solenoidi quali ad esempio gli iniettori automobilistici, il comando dei trasduttori elettromeccanici in genere, il controllo di un elemento riscaldante, il pilotaggio di motori elettrici, gli apparati di saldatura, elettroerosione, elettroforesi, ecc. In tutte queste applicazioni, fra l'altro, il ricorso alla tecnica switching consente non solo di realizzare un prodotto di maggior compattezza, ma anche di fruire del vantaggio di una maggior velocità di risposta.

Un circuito elettronico per il controllo della potenza che lavora in commutazione viene spesso denominato "convertitore" (di energia). In questi circuiti i semiconduttori di potenza vengono caratterizzati in base a parametri differenti: ad esempio i transistor in base alla corrente massima, i tiristori in base alla corrente efficace e i diodi in base alla corrente media.

Parecchie possono essere le varianti del circuito di base di figura 15, che assumono differenti denominazioni a seconda della configurazione utilizzata. Si riportano di seguito le varie "topologie" di base, nelle quali l'elemento semiconduttore usato per la commutazione viene rappresentato per semplicità come uno switch elettromeccanico, indipendentemente dal fatto che in realtà esso possa essere costituito da un transistor bipolare, un Mosfet, un IGBT o un tiristore, a seconda della frequenza di commutazione e delle potenze in gioco.

5.1 – Convertitore diretto (forward o "buck" converter)

E' il più semplice, e il suo schema di principio è riportato in **figura 17**, dove L è l'induttore di filtro, R_L il carico, V_o la tensione d'uscita ed E la forza controelettromotrice. Si possono distinguere due fasi distinte: quella di conduzione e quella di blocco dello switch (vedi **figura 18**).

1ª fase - Nella fase di conduzione dello switch il diodo D è bloccato e la corrente circola nel carico tornando all'alimentazione V_1 ; in questa fase l'induttore si "carica" accumulando energia e polarizzandosi con il verso mostrato in figura.

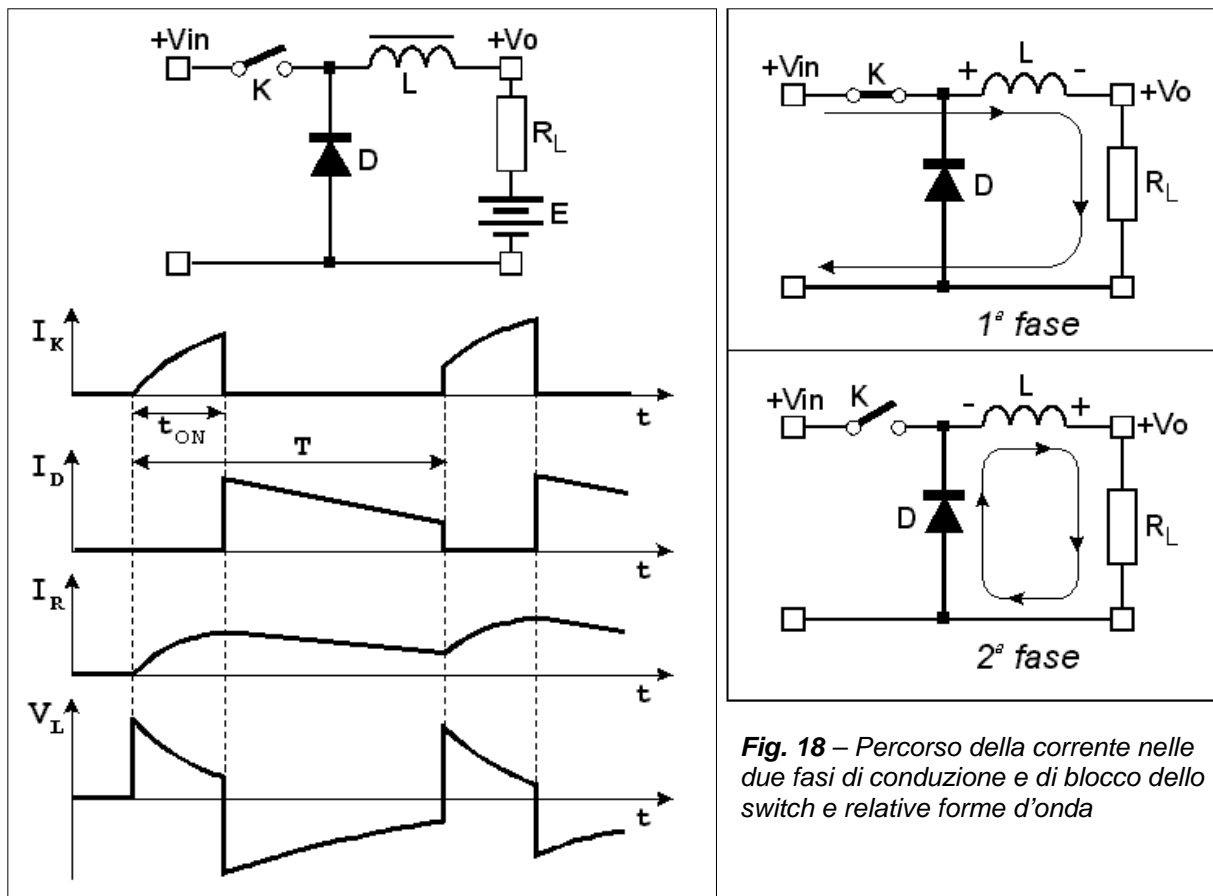


Fig. 18 – Percorso della corrente nelle due fasi di conduzione e di blocco dello switch e relative forme d'onda

2ª fase - Nella fase di blocco dello switch il calo della corrente attraverso l'induttore L produce ai suoi capi una f.e.m. di polarità opposta a quella della fase precedente, che fa sì che l'energia accumulata nell'induttore si scarica attraverso il carico e il diodo D che ora viene polarizzato direttamente. Si può quindi affermare che il diodo serve per "scaricare" L mantenendo nel contempo la continuità della conduzione nel carico. Proprio per questa sua funzione, il diodo D viene chiamato "diodo di ricircolo" o di "free-wheel" (letteralmente "ruota libera"). Si noti che nel carico la corrente fluisce sempre nello stesso verso.

Nei grafici riportati si è supposto che il tempo di conduzione t_{ON} sia piccolo rispetto alla costante di tempo L/R del circuito. E' possibile anche il contrario, ma il convertitore sarebbe meno efficiente. Invece, nell'ipotesi di $t_{ON} \ll L/R$ è comodo approssimare le curve di carica e di scarica a segmenti rettilinei.

Alla prima chiusura dello switch, la I_R cresce con un andamento che vale:

$$i_R = (1 - e^{-tR/L}) \cdot (V_{in} - E) / R \simeq t \cdot (V_{in} - E) / L$$

Dopo t_{ON} lo switch si apre e, poiché L non può subire discontinuità in corrente, si avrà la scarica secondo un andamento dato da:

$$i_D = t_{ON} \cdot (V_{in} - E) + (t_{ON} - t) \cdot E / L = V_{in} \cdot t_{ON} / L - t \cdot E / L$$

Alla nuova chiusura di K si ha un nuovo aumento di i_R con espressione analoga alla prima ma tenendo conto di un valore iniziale di i_R .

Si può quindi osservare che l'energia erogata dall'alimentazione V_{in} durante il tempo t_{ON} è impiegata non solo per far passare corrente nel carico, ma anche per aumentare l'energia di L, pari a $\frac{1}{2} LI^2$.

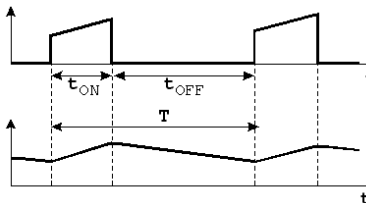
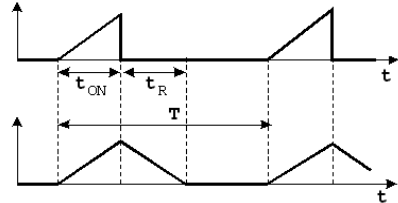
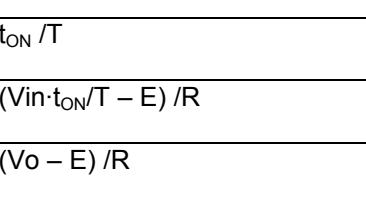
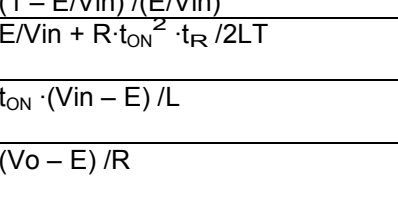
Si noti che durante il tempo $t_{ON} - T$ l'alimentazione V_{in} non fornisce energia (K aperto) e nel carico fluisce corrente dovuta allo scaricarsi dell'energia immagazzinata in L.

Il caso ora analizzato è riferito ad un convertitore CONTINUO. Nel caso invece in cui la corrente si annulla prima di ogni nuova chiusura di K il converter viene detto DISCONTINUO.

In un converter diretto continuo la risposta ai transitori è più lenta, con una costante di tempo pari a L/R . In quelli discontinui, invece, se il transitorio capita nel periodo OFF la risposta è velocissima, anche se presenta un ritardo costante, inferiore comunque al periodo T.

E' interessante notare che, mentre nel caso di un converter continuo la corrente media I_M è fissata dalla parte resistiva del carico, nel caso discontinuo è fissata solo dall'induttore di filtro L.

Nella **tabella 1** sono riassunte le principali caratteristiche dei due tipi di FORWARD CONVERTER.

Alimentazione	I_K		
Carico	I_R		
Fase di OFF	T_R		$(1 - E/V_{in}) / (E/V_{in})$
Rapporto di trasformazione	V_o/V_{in}	t_{ON} / T	$E/V_{in} + R \cdot t_{ON}^2 \cdot t_R / 2LT$
Corrente di picco nello switch	I_{kp}	$(V_{in} \cdot t_{ON} / T - E) / R$	$t_{ON} \cdot (V_{in} - E) / L$
Corrente media nel carico	I_o	$(V_o - E) / R$	$(V_o - E) / R$
Ondulazione relativa	ΔV_o	$\Delta I_o / 2 I_o = R \cdot T \cdot (1 - t_{ON} / T) / 2L$	
Potenza media	P_o	$V_{in}^2 \cdot t_{ON} \cdot (t_{ON} / T - E / V_{in}) / RT$	$V_{in}^2 \cdot t_{ON}^2 \cdot (1 - E / V_{in}) / 2LT$

Si noti che nel convertitore di tipo continuo (il più utilizzato) si ha che:

- il rapporto di trasformazione non dipende dal carico
- la potenza massima fornita non dipende da L ma da R
- la risposta ad un transitorio avviene dopo un tempo pari a L/R
- la sorgente V_{in} lavora a impulsi mentre il carico no

Queste affermazioni non sono più vere nel caso discontinuo

Per entrambi i tipi si noti che:

- non vi è isolamento fra V_{in} e carico (importante nelle applicazioni da rete)
- viene introdotto un elevato numero di armoniche in rete
- il commutatore K non è protetto contro il cortocircuito
- entrambi i tipi di converter non sono efficienti se il carico è di tipo induttivo

La situazione di passaggio fra la conduzione continua e discontinua è rappresentata dalla **figura 19**.

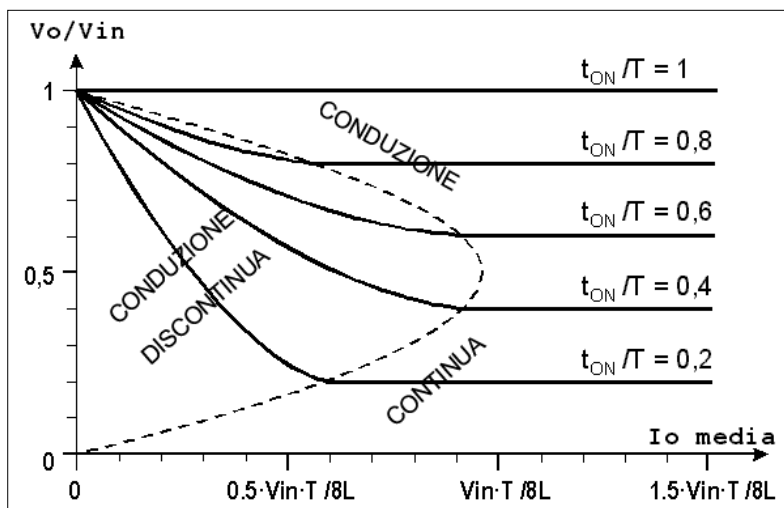


Fig. 19 – Nel confronto fra i due converter diretti (continuo e discontinuo) si può notare come la V_o sia direttamente proporzionale al duty-cycle (rapporto t_{ON}/T) per il caso continuo, mentre per quello discontinuo sia il valore di L a condizionare la V_o .

5.2 – Convertitore ad accumulo invertitore (flyback converter)

In questo tipo di converter (vedi **figura 20**) l'induttore L viene sfruttato come accumulatore di energia. Il carico è posto in parallelo ad una capacità di valore sufficiente a livellare il ripple della V_o .

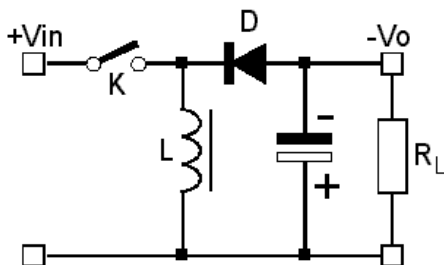


Fig. 20 – Il convertitore di tipo flyback è in grado di invertire la tensione d'ingresso e di elevarla (in valore assoluto) sfruttando l'energia accumulata in un induttore e filtrando il ripple d'uscita con un condensatore; si noti che lo switch K non è attraversato dalla corrente di carico

Poiché il commutatore K ha il solo scopo di caricare L (e non di inviare corrente al carico), esso non sarà interessato da eventuali situazioni di cortocircuito in uscita. Inoltre, si avrà che il valor massimo della corrente attraverso lo switch sarà dato da:

$$I_{kmax} = t_{ON} \cdot V_{in} / L$$

Come si può vedere dalla **figura 21**, durante la fase di conduzione dello switch la corrente “carica” l’induttore di accumulo, mentre non si propaga verso il carico a causa della polarizzazione inversa del diodo D (si noti il verso della tensione ai capi dell’induttore).

Durante la fase di blocco dello switch l’inversione della tensione ai capi dell’induttore polarizza direttamente il diodo, carica il condensatore di filtro e invia corrente al carico, generando ai suoi capi una tensione che risulta invertita rispetto a quella d’ingresso.

In **figura 22** sono riportati gli oscillogrammi relativi al modo di operare del convertitore flyback.

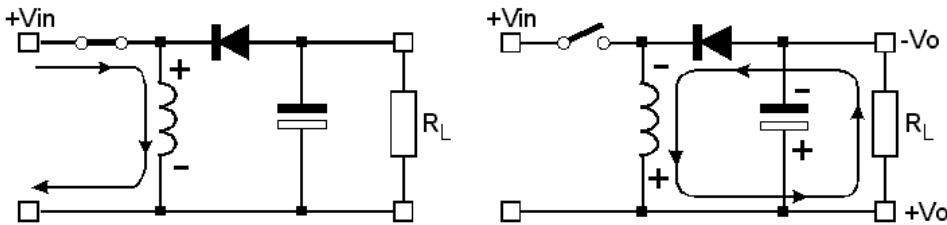


Fig. 21 – Percorso della corrente nelle due fasi di conduzione e di blocco dello switch

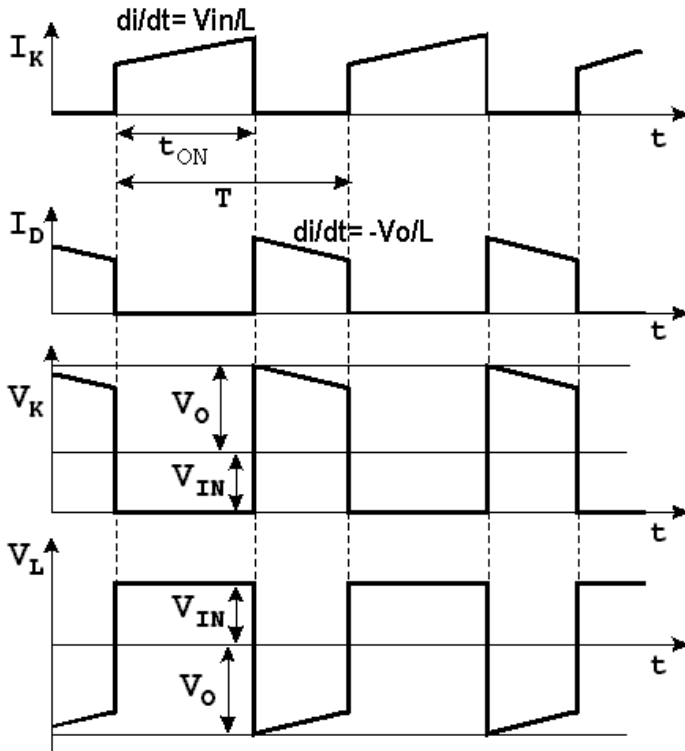


Fig. 22 – Temporizzazione relativa al funzionamento del convertitore flyback: si noti che induttore e switch sono sottoposti ad una tensione pari a $V_{in} + V_o$, quindi per le applicazioni off-line, è necessario il ricorso a transistor di elevata tensione

Il valor medio della tensione in uscita sarà dato da:

$$V_o = V_{in} \cdot t_{ON} / (T - t_{ON})$$

Mentre il ripple in uscita sarà dato da:

$$\Delta V_o = I_o / 2 \cdot L_o = RT \cdot (1 - t_{ON} / T)^2 / 2L$$

Si noti che se aumenta l’impedenza di carico, la conseguente riduzione della corrente erogata fa sì che il convertitore divenga discontinuo, con grande aumento della tensione d’uscita e la possibile distruzione dello switch. Si veda in **figura 23** (a pagina seguente) il campo operativo in cui il converter opera in modo continuo.

In base a quanto detto, si può dedurre che il convertitore ad accumulo:

- può essere elevatore di tensione (se $t_{ON}/T > 0.5$) oppure riduttore (se $t_{ON}/T < 0.5$)
- non isola il carico dalla linea d’ingresso (problematico se opera dalla rete rettificata)
- inverte la tensione d’uscita rispetto a quella d’ingresso
- richiede una capacità di filtro il parallelo al carico per garantire una tensione continua
- impone una protezione da sovratensioni ai capi del semiconduttore che fa da switch
- è ottimo per il pilotaggio di carichi costituiti da trasformatori (senza condensatore d’uscita)

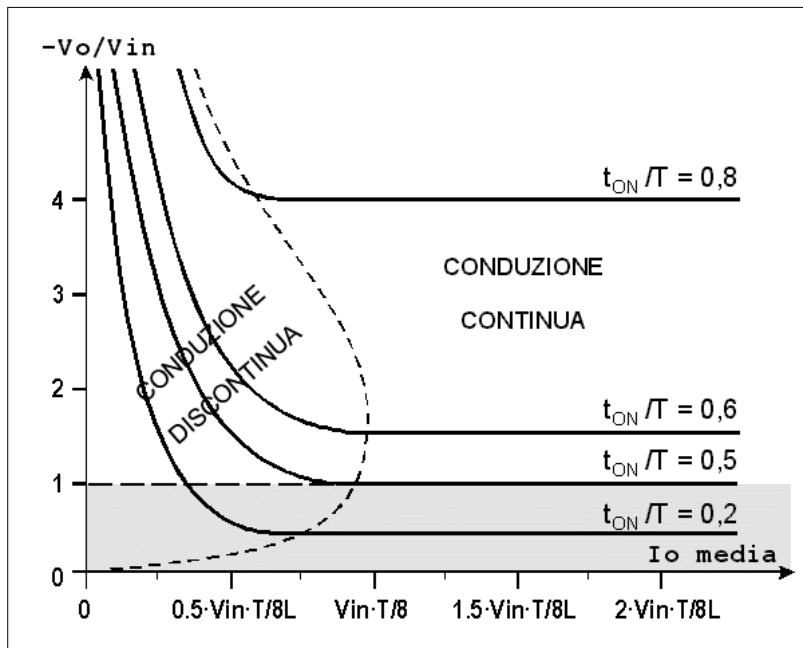


Fig. 23 – Il convertitore ad accumulo (flyback) può essere elevatore o riduttore a seconda del rapporto t_{ON}/T , ma provoca sempre l'inversione della tensione d'uscita

5.3 – Convertitore ad accumulo elevatore (boost converter)

Il converter elevatore può essere anch'esso continuo o discontinuo. Per esso si ha che:

$$V_o / V_{in} = T / (T - t_{ON})$$

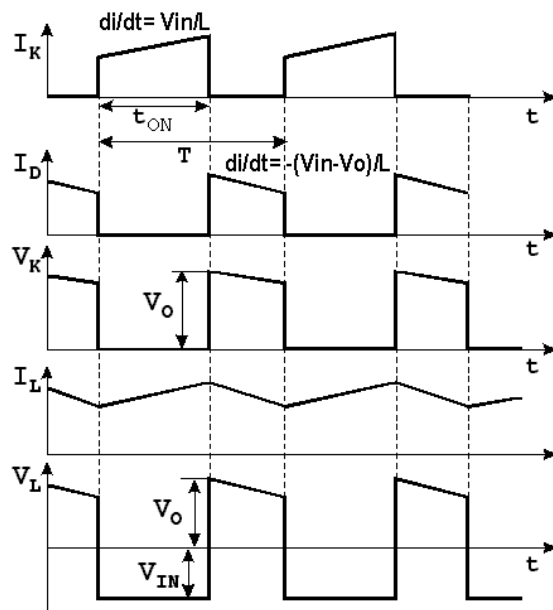
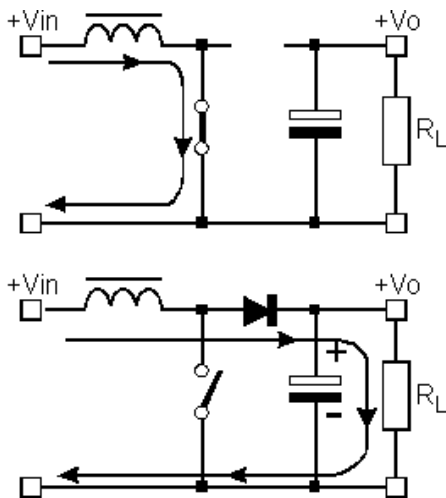
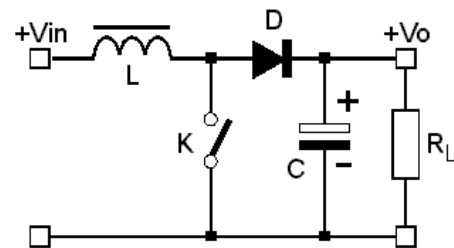
$$V_K(pk) = V_o$$

$$I_K(pk) = (T - t_{ON})^2 \cdot V_{in} / R$$

$$I_o = I_o / 2 = (1 - t_{ON} / T)^2 \cdot R \cdot t_{ON} / 2L$$

Come si può facilmente dedurre, tale convertitore:

- è solo elevatore
- non inverte la tensione d'uscita rispetto a quella d'ingresso
- se la conduzione è continua, la corrente d'ingresso è continua
- è ottimo per pilotare trasformatori (senza condensatore in uscita)



5.4 – Convertitore reversibile

E' detto così poiché consente di far circolare corrente nei due sensi. Viene generalmente utilizzato nelle apparecchiature dove necessita accelerare e poi frenare. Lo schema rappresenta un convertitore reversibile "a 2 quadranti", nel senso che permette di cambiare il segno della V_o senza modificare il verso della corrente. Per ottenerne uno "a 4 quadranti" occorre collegare due di questi convertitori a ponte.

I grafici riportati in **figura 29** valgono nell'ipotesi che la costante di tempo L/R del circuito sia grande rispetto al periodo di commutazione T .

Molte volte, però, tale convertitore viene usato per pilotare un trasformatore. In tal caso L rappresenta l'induttanza di fuga dell'avvolgimento primario, per cui può essere di valore tale che $L/R < T$, e tutto si modifica drasticamente.

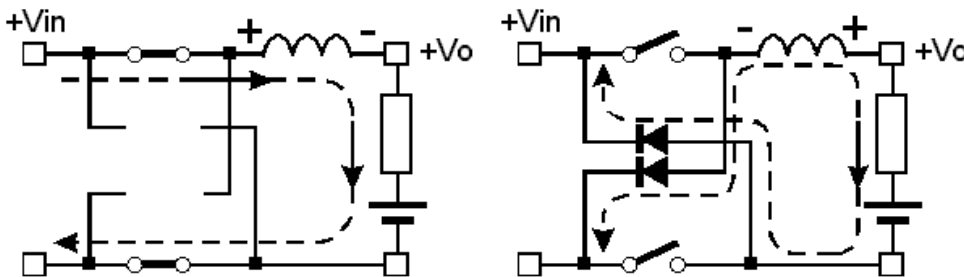
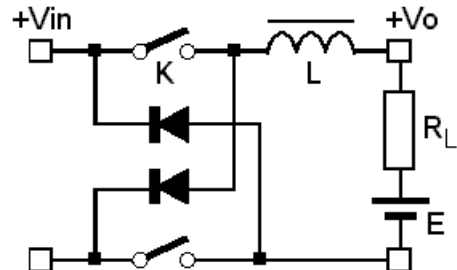


Fig. 28 – Percorso delle correnti nelle due fasi di ON e OFF dei due switch

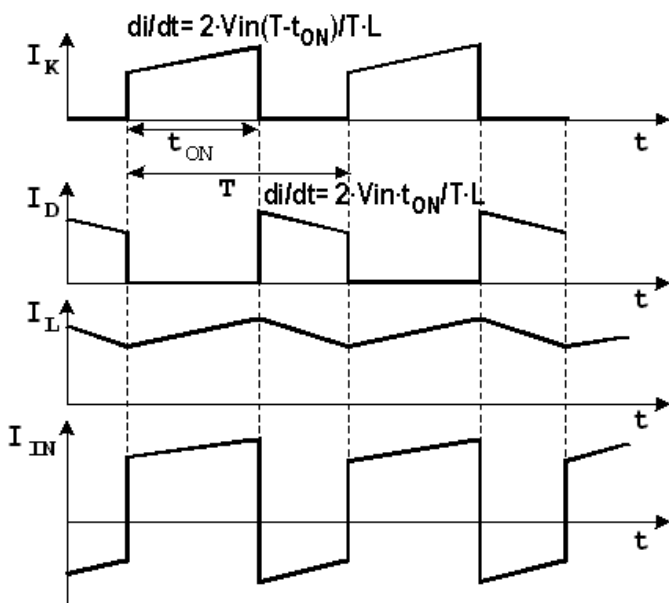


Fig. 29 – Diagrammi di temporizzazione nelle due fasi di conduzione e di blocco degli switch

Come si vede dalla figura 28, nella fase di apertura dei due switch l'energia immagazzinata da L viene impiegata per far passare corrente:

- nel generatore di forza controelettromotrice E
 - nella sorgente d'ingresso V_{in}
- Ecco perché questo convertitore viene detto "reversibile"

Il rapporto di trasformazione vale:
 $V_o/V_{in} = (2 \cdot t_{ON} - T) / T$
 ed è compreso fra -1 e $+1$.

Si noti che, mentre il convertitore diretto consente di controllare l'aumento della corrente in un'induttanza ma non la sua diminuzione, il convertitore reversibile consente il controllo sia dell'aumento che della diminuzione della corrente in un induttore. Ciò è importante ad esempio per diseccitare velocemente una bobina.

I commutatori K devono venir protetti contro i cortocircuiti e devono sopportare un rapporto fra corrente efficace e corrente media I_{eff}/I_m elevato. Vengono introdotte molte armoniche in rete. Se il carico è un trasformatore, la corrente diviene discontinua e triangolare.

5.5 - Riepilogo

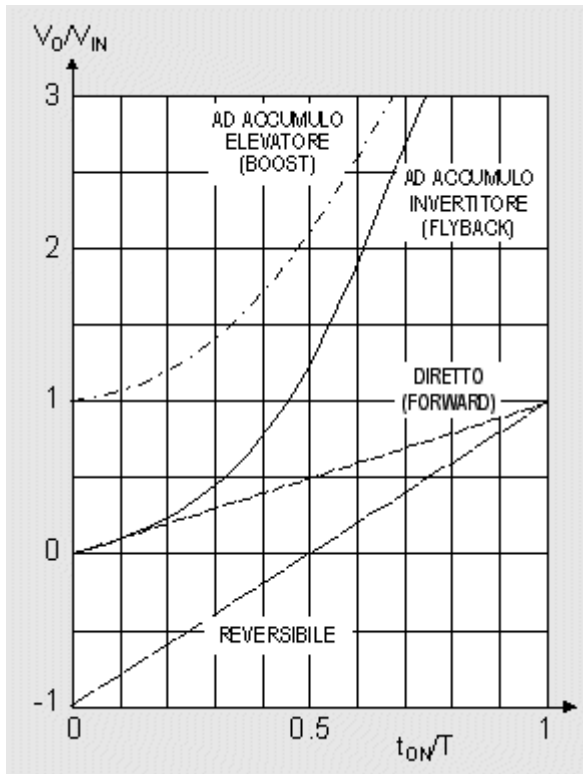
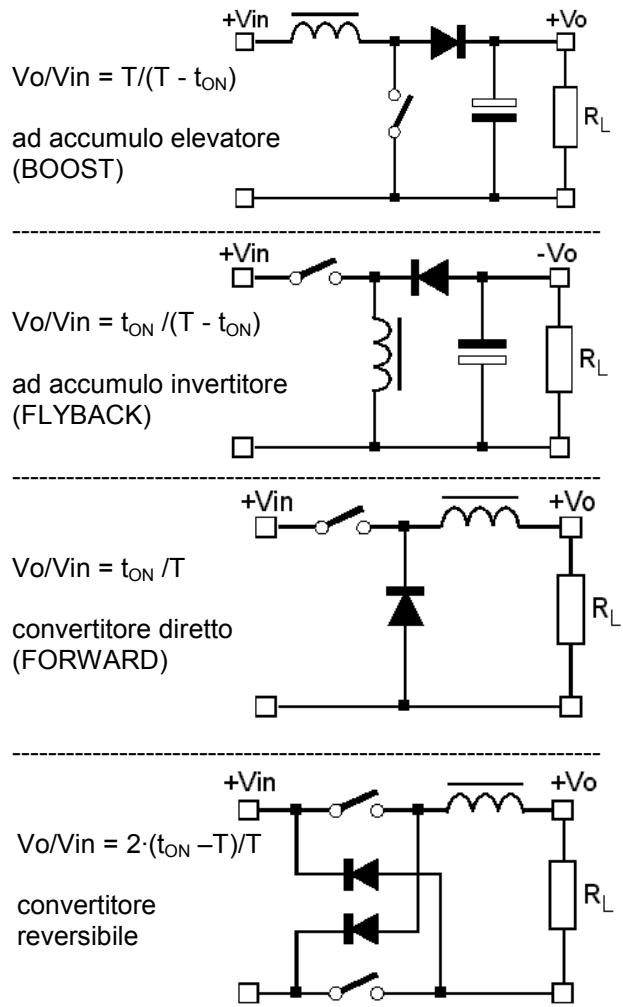


Fig. 30 – Grafico riassuntivo che mette in relazione

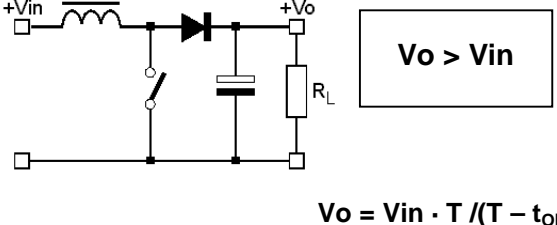


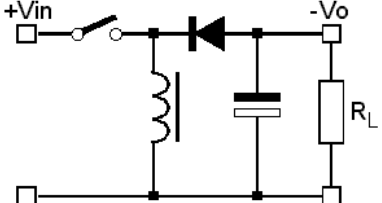
6 – Requisiti per i semiconduttori utilizzati

Per quanto riguarda i requisiti imposti ai semiconduttori necessari per la realizzazione dei vari tipi di converter, è possibile analizzare brevemente tre fra le topologie più utilizzate, e precisamente forward, boost e flyback.

Convertitore diretto (forward o "buck") riduttore di tensione		
	switch	$V_{max} = V_{in} + V_F$
		$I_{max} = I_o + I_o / 2$
	diodo	$V_{Rmax} = V_{in}$
		$I_{Fmax} = I_o \cdot (T - t_{ON}) / T$
	condensatore	I_{Ceff} debole
corrente d'ingresso	discontinua	

E' utilizzato sempre in regime CONTINUO e diviene DISCONTINUO solo a vuoto, per cui richiede un carico garantito di valore minimo.

Convertitore ad accumulo (boost) elevatore di tensione			
 <p style="text-align: center;">$V_o > V_{in}$</p> <p style="text-align: center;">$V_o = V_{in} \cdot T / (T - t_{ON})$</p>	switch	$V_{CEO} > V_o$	senza RCD
		$V_{CEO} > V_{in}$	con RCD
		$V_{CEX} > V_o$	con RCD
		$I_C > I_o \cdot T / (T - t_{ON}) + I_o / 2$	
diodo	$V_{Rmax} = V_o$		
	$I_{Fmax} = I_o$		
condensatore	I_{Ceff} elevata		
corrente d'ingresso	Continua		
<p>Richiede condensatori di filtro robusti poiché il ripple in uscita è doppio rispetto al converter forward. Si osservi inoltre che il transistor è attraversato da una corrente superiore a quella del carico, ed è sottoposto ad una tensione superiore a quella d'ingresso. Si noti infine l'effetto della rete RCD.</p>			

Convertitore ad accumulo abbassatore/elevatore di tensione (buck/boost)			
 <p style="text-align: center;">$V_o = - V_{in} \cdot t_{ON} / (T - t_{ON})$</p> <p style="text-align: center;">$t_{ON}/T < 0.5 \rightarrow V_o < V_{in}$ $t_{ON}/T > 0.5 \rightarrow V_o > V_{in}$</p>	switch	$V_{CEO} > V_{in} + V_o$	senza RCD
		$V_{CEO} > V_{in}$	con RCD
		$V_{CEX} > V_{in} + V_o$	con RCD
		$I_C > I_o \cdot T / (T - t_{ON}) + I_o / 2$	
diodo	$V_{Rmax} > V_{in} + V_o$		
	$I_{Fmax} > I_o$		
condensatore	I_{Ceff} elevata		
corrente d'ingresso	discontinua		
<p>Il transistor va selezionato per correnti superiori a quelle del carico e per tensioni superiori a quella d'ingresso. Si noti l'effetto della rete di snubber RCD.</p>			

I tre convertitori-base ora visti sono ideali per rapporti di trasformazione non molto grandi né troppo piccoli, e ove non necessiti un isolamento galvanico. Per rapporti V_o/V_{in} molto grandi o molto piccoli è preferibile l'uso del trasformatore, poiché con questi convertitori se il rapporto t_{ON}/T è grande o piccolo il rendimento e/o l'ondulazione divengono sfavorevoli.

7 – I convertitori isolati a trasformatore

Questi si dividono in due categorie molto differenti:

- convertitori SIMMETRICI
- convertitori ASIMMETRICI

La simmetria è riferita alla posizione del punto di lavoro magnetico del trasformatore (piano B-H) rispetto all'origine degli assi. Sono quindi simmetrici quelli a 2 quadranti e asimmetrici quelli a 1 quadrante.

7.1 – Convertitori isolati asimmetrici

Ve ne sono tre varianti, derivate dai convertitori “diretti” e “ad accumulo”.

7.1.1 - Convertitore isolato asimmetrico ad accumulo (flyback)

Lo schema di massima è quello di **figura 31**, e può essere di due tipi: a demagnetizzazione completa o incompleta, e la differenza può essere osservata dalle temporizzazioni di **figura 32**.

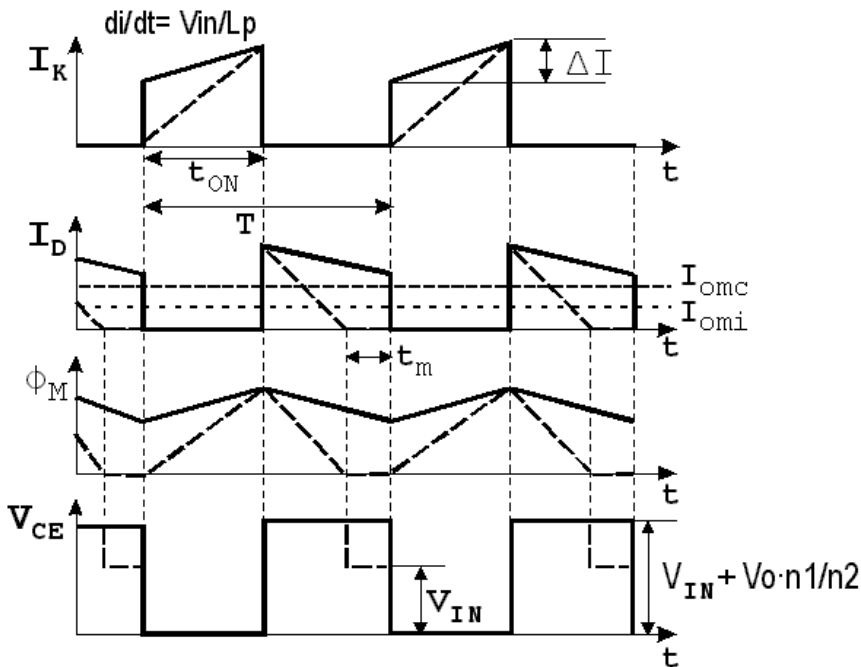
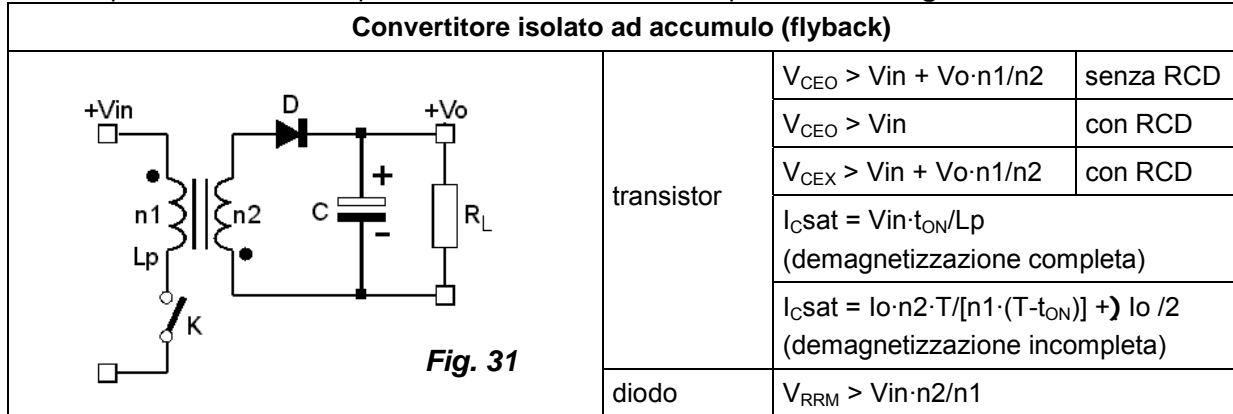


Fig. 32 – Diagrammi di temporizzazione relativi al funzionamento del converter isolato asimmetrico ad accumulo nelle modalità a demagnetizzazione completa (linee continue) e incompleta (linee tratteggiate). E' evidente il differente valor medio della corrente erogata al carico.

Va notato che gli avvolgimenti del trasformatore sono disposti in modo che quando il transistor conduce il diodo D è bloccato. Al termine del periodo di conduzione del transistor la corrente ha raggiunto il valore:

$$I_{CM} = V_{in} \cdot t_{ON} / L_p$$

E l'energia immagazzinata nell'avvolgimento primario è pari a:

$$E_p = 0.5 \cdot L_p \cdot I_{CM}^2$$

Il bloccaggio del transistor a questo punto provoca l'inversione della tensione al secondario, per cui D conduce caricando la capacità di filtro C e inviando corrente al carico.

A seconda del periodo T e dei valori di R e di C si può passare dal funzionamento continuo (demagnetizzazione incompleta) al funzionamento discontinuo (demagnetizzazione completa).

Si noti che nel bloccaggio il transistor è sottoposto alla tensione Vin più quella d'uscita rimandata al primario dal trasformatore stesso. Se però la demagnetizzazione viene completata prima

del termine della fase di blocco del transistor – come evidenziato nei diagrammi di temporizzazione - la tensione V_{CE} ritorna al solo valore V_{in} .

Si noti inoltre che, a pari lo efficace, la I_c del transistor è molto più elevata nel funzionamento discontinuo che in quello continuo. Per contro, però, all’atto della rimessa in conduzione il transistor deve sostenere una I_c in brusca salita mentre è ancora sottoposto ad una V_{CE} elevata, maggiore della V_{in} . Ciò impone requisiti più severi per il transistor. Inoltre, anche la Q_R del diodo si aggiunge al primario alla I_c in sede di chiusura, per cui sarà meglio ricorrere a diodi effettivamente “veloci”.

7.1.2 – Convertitore diretto isolato (forward)

In qualunque convertitore diretto l’energia viene trasferita direttamente dall’alimentazione al carico durante la fase di conduzione del transistor.

Anche in questo caso si rende necessario “recuperare” l’energia di magnetizzazione immagazzinata nel primario, se non si vuole rischiare di distruggere il transistor. Ciò viene fatto generalmente tramite un avvolgimento aggiuntivo presente nel trasformatore, con il compito di scaricare l’energia di magnetizzazione verso la tensione d’ingresso per mezzo di un diodo (vedi figura 33). Solitamente si sceglie un rapporto di spire $n3/n1$ in modo da limitare la sovratensione di apertura ai capi del transistor a non più di $2 \cdot V_{in}$.

E’ importante che il trasformatore sia completamente demagnetizzato ad ogni ciclo, il che impone ovviamente dei limiti al rapporto t_{ON}/T . Ad esempio, se si sceglie un rapporto $n3/n1 = 1$ il rapporto t_{ON}/T sarà al massimo del 50%. Terminata la demagnetizzazione, la V_{CE} scende ad un valore pari alla V_{in} (vedi figura 34).

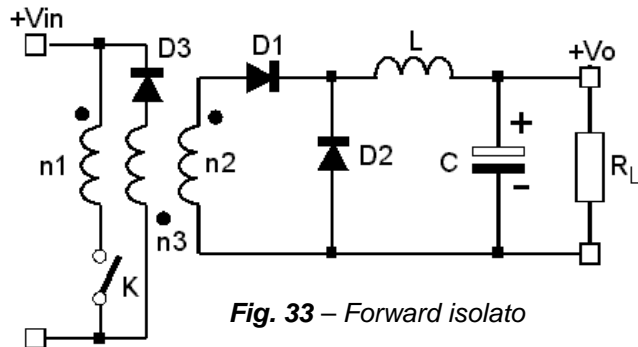
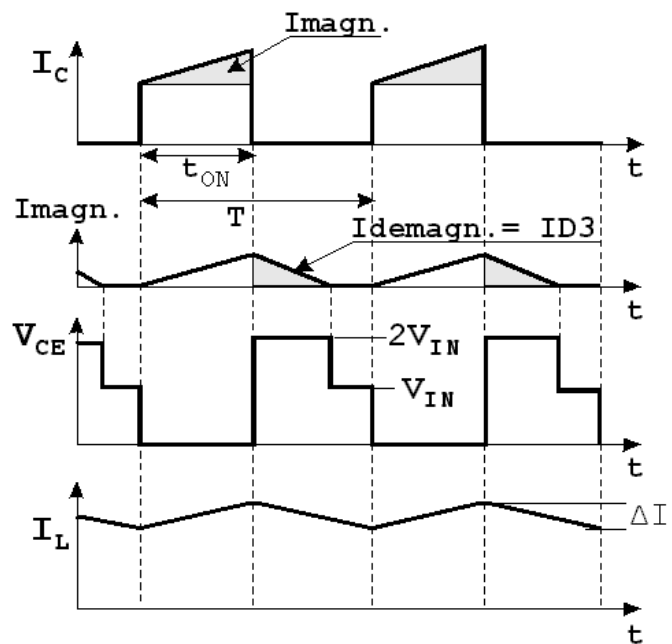
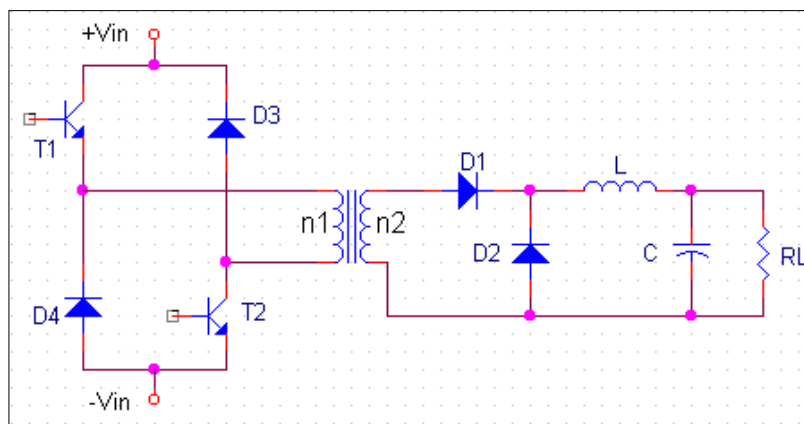


Fig. 33 – Forward isolato



Convertitore diretto isolato (flyback)		
Transistor	$V_{CEO} > V_{in}(1+n1/n3)$	senza RCD
	$V_{CEO} > V_{in}$	con RCD
	$V_{CEX} > V_{in}(1+n1/n3)$	con RCD
	$I_{C\text{sat}} = (I_o + I_o / 2)n2/n1 + I_{\text{magn}}$	
Diodo D1	$V_{RRM} > V_{in} \cdot n2/n3$	$I_F = I_o \cdot t_{ON}/T$
Diodo D2	$V_{RRM} > V_{in} \cdot n2/n1$	$I_F = I_o(T-t_{ON})/T$
Diodo D3	$V_{RRM} > V_{in}(1+n3/n1)$	$I_F = I_{\text{magn}} \cdot t_{ON}/2T$

7.1.3 – Convertitore diretto asimmetrico isolato a semiponte



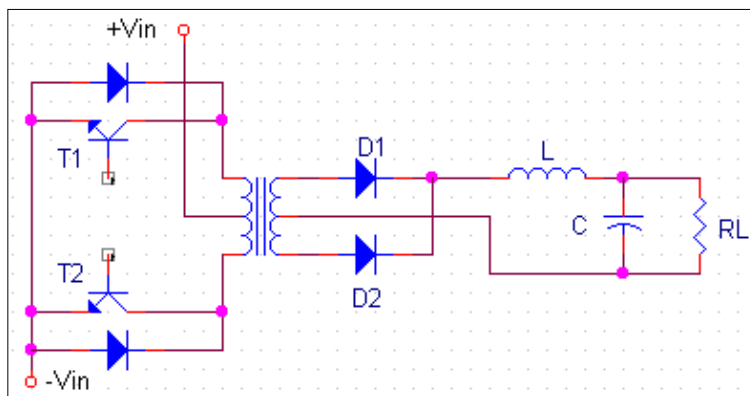
$V_{CEO} > V_{in}$	senza RCD
$V_{CEO} > V_{in}/2$	con RCD
$V_{CEX} > V_{in}$	con RCD
$I_{F1} = I_o \cdot t_{ON}/T$	
$I_{F2} = (T - t_{ON})I_o/T$	

7.2 – Convertitori isolati simmetrici

Questi tipi di converter permette un migliore utilizzo del circuito magnetico del trasformatore e quindi una maggior potenza trasmessa al secondario rispetto a quelli asimmetrici, anche se con una maggiore complessità dello schema.

Tre sono le strutture più usate: push-pull, a semiponte e a ponte.

7.2.1 – Converter isolato simmetrico di tipo push-pull



$V_o = 2V_{in} \cdot n_2 \cdot t_{ON} / n_1 \cdot T$	
$V_{CEO} > 2V_{in}$	senza RCD
$V_{CEO} > V_{in}$	con RCD
$V_{CEX} > 2V_{in}$	con RCD

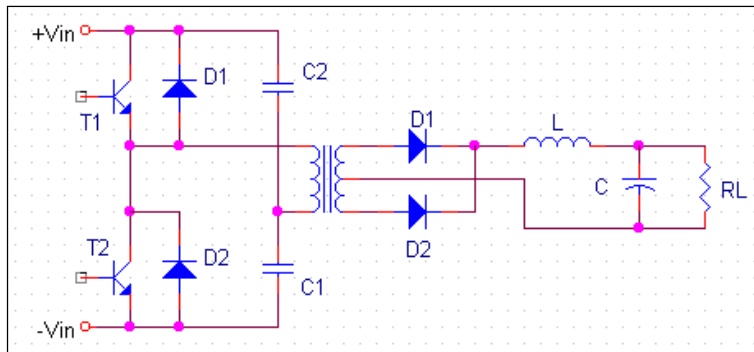
I transistor T1 e T2 conducono alternativamente, in modo da far condurre alternativamente D1 e D2. Nel carico si ha così il massimo della corrente e nel nucleo del trasformatore l'utilizzo completo del ciclo. Si osservi che in uscita la frequenza è doppia di quella commutata fra i due transistor d'ingresso.

Durante il bloccaggio di un transistor, l'altro viene sottoposto al doppio di V_{in} . E' necessario quindi assicurare un adeguato "tempo morto" (dead time) fra la conduzione di un transistor e il bloccaggio dell'altro, e ciò al fine di essere sicuri di non avere pericolose conduzioni simultanee dei due transistor, che porterebbero ad un corto fra i due capi della V_{in} .

Questo convertitore presenta, rispetto agli altri simmetrici, il vantaggio di un pilotaggio di base semplificato, in quanto gli emettitori sono equipotenziali.

Una particolare cura dovrà essere posta nel progettare le reti RCD, poiché esse risultano interagire l'una sull'altra, ciò che rappresenta una caratteristica generale dei convertitori simmetrici.

7.2.2 – Convertitore isolato simmetrico a semiponte



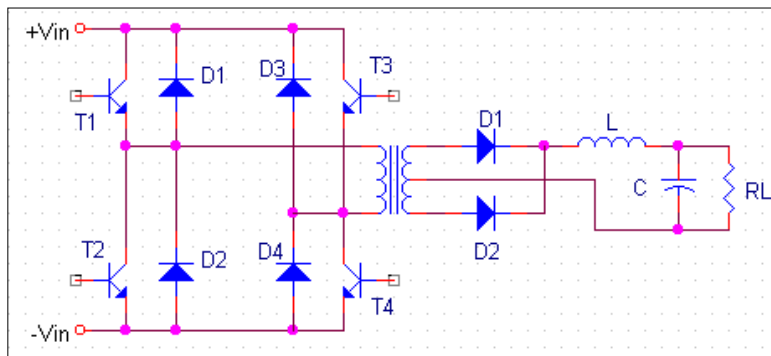
transistor	$V_{CE0} > V_{in}/2$	con RCD
	$V_{CEX} > V_{in}$	con RCD
	$V_{CE0} > V_{in}$	No RCD
diodi	$V_{RRM} > V_{in} \cdot n_2/n_1$	
$V_o = V_{in} \cdot n_2 \cdot t_{ON} / (n_1 \cdot T)$		

In tale convertitore, denominato anche “push-pull serie”, i due condensatori in serie C1 e C2 consentono di ricavare nel nodo intermedio una tensione pari a $V_{in}/2$. I due transistor T1 e T2 conducono alternativamente applicando al primario una tensione pari a $V_{in}/2$, in quanto il percorso della corrente è dato da T1-primario-C1 e poi C2-primario-T2.

I due transistor – essendo in serie – non saranno mai sottoposti ad una tensione superiore alla V_{in} ma, quando sono entrambi interdetti, avranno ai loro capi metà della V_{in} , cosa utile nei converter ad alta tensione, come ad esempio quelli che operano con i 380Vca rettificati.

L'inconveniente, rispetto al push-pull classico, è dato dal fatto che T1 ha l'emettitore flottante, per cui richiede un pilotaggio di base isolato. Si noti che anche qui le reti RCD interagiscono reciprocamente.

7.2.3 – Convertitore isolato simmetrico a ponte



transistor	$V_{CE0} > V_{in}$	No RCD
	$V_{CE0} > V_{in}/2$	con RCD
	$V_{CEX} > V_{in}$	con RCD
diodi	$V_{RRM} > 2V_{in} \cdot n_2/n_1$	

Detto anche “convertitore ad H” per la sua topologia, tale circuitazione è solitamente riservata alle alte potenze, vista la maggior complessità.

I transistor conducono alternativamente: ad esempio T1 e T4 e poi T2 e T3, in modo che il primario del trasformatore è sottoposto a V_{in} , e il secondario si comporta come il push-pull, ma con il vantaggio di un trasformatore più semplice e di una $V_{CE} < V_{in}$. Anche qui le reti RCD sono purtroppo interagenti.

7.3 – Un confronto fra i converter isolati

Alla pagina successiva è possibile trovare un confronto (in forma riassuntiva e schematica) fra i vari tipi di converter isolati ora visti, analizzando vantaggi, svantaggi e impieghi tipici

Tipo di converter	VANTAGGI	SVANTAGGI	IMPIEGHI
ad accumulo con demagnetizzazione completa	<ul style="list-style-type: none"> - semplicità - uscite multiple - No perdite a t_{ON} 	<ul style="list-style-type: none"> - trasformatore ingombrante - V_o funzione del carico - ampio ripple di V_o e V_{in} 	<ul style="list-style-type: none"> - TV color - alim. Smps < 200W - elevatori EHT - alimentaz. multiple
ad accumulo con demagnetizzazione incompleta	<ul style="list-style-type: none"> - semplicità - uscite multiple 	<ul style="list-style-type: none"> - trasformatore ingombrante - perdite a t_{ON} - filtraggio difficile 	<ul style="list-style-type: none"> - alim. Smps < 100W
diretto	<ul style="list-style-type: none"> - semplicità - trasformatore piccolo 	<ul style="list-style-type: none"> - smagnetizzazione difficile 	<ul style="list-style-type: none"> Smeps da rete < 800W
asimmetrico a semiponte	<ul style="list-style-type: none"> - trasformatore semplice - V_{CE} ridotta 	<ul style="list-style-type: none"> - servono 2 transistor - comando isolato 	<ul style="list-style-type: none"> Smeps da rete a 380V
push-pull	<ul style="list-style-type: none"> - comando semplice - trans. ben sfruttati - filtraggio semplice 	<ul style="list-style-type: none"> - accoppiam. dei primari - capacità fra i primari - rischio di asimmetria - reti RCD problematiche - trasformatore grosso - rischio di I_c simultanee 	<ul style="list-style-type: none"> - Smeps da batteria - Smeps da 220V con uscita a bassa V_o e $P_o > 1KW$
a semiponte a condensatori	<ul style="list-style-type: none"> - trasformatore semplice - V_{CEO} bassa - filtraggio semplice 	<ul style="list-style-type: none"> - dimensioni condensatori - comando isolato - rischio di asimmetria - reti RCD problematiche - rischio di I_c simultanee 	<ul style="list-style-type: none"> - Smeps da rete 220V - Smeps da rete 380V
a ponte ad "H"	<ul style="list-style-type: none"> - trasformatore semplice - V_{CEO} bassa filtraggio semplice 	<ul style="list-style-type: none"> - comando isolato - rischio di asimmetria - reti RCD problematiche - rischio di I_c simultanee 	<ul style="list-style-type: none"> - Smeps con Potenze elevate

Indice degli argomenti

argomento	pag.
1 – I parametri di un alimentatore	1
2 – L'alimentatore "classico"	2
3 – La soluzione switching	4
4 – Problemi e accorgimenti	5
5 – Varie topologie di convertitori	6
5.1 – Convertitore diretto (forward o "buck" converter)	7
5.2 – Convertitore ad accumulo invertitore (flyback converter)	9
5.3 – Convertitore ad accumulo elevatore (boost converter)	11
5.4 – Convertitore reversibile	12
5.5 – Riepilogo	13
6 – Requisiti per i semiconduttori utilizzati	13
7 – I convertitori isolati a trasformatore	14
7.1 – Convertitori isolati asimmetrici	14
7.1.1 – Convertitore isolato asimmetrico ad accumulo (flyback)	15
7.1.2 – Convertitore diretto isolato (forward)	16
7.1.3 – Convertitore diretto asimmetrico isolato a semiponte	17
7.2 – Convertitori isolati simmetrici	17
7.2.1 – Converter isolato simmetrico di tipo push-pull	17
7.2.2 – Converter isolato simmetrico a semiponte	18
7.2.3 – Converter isolato simmetrico a ponte	18
7.3 – Un confronto fra i converter isolati	19