

6.6 – CONVERTITORI C.C./C.C.

Per indicare i convertitori c.c./c.c. si usa in genere il nome anglosassone *chopper* (dal verbo *to chop* = “tagliare”, “affettare”). Dal punto di vista di principio, il chopper è un convertitore che, a partire da una linea di alimentazione in continua, è in grado di fornire in uscita una tensione continua di valore medio regolabile.

A differenza degli schemi di conversione c.a./c.c. descritti ai paragrafi precedenti in cui sono stati largamente utilizzati i tiristori (comandati solo in accensione e con “spegnimento da rete”), i dispositivi elettronici di potenza utilizzati nei chopper devono essere a commutazione forzata o, comunque, comandati sia in accensione sia in spegnimento. Per lo spegnimento dei componenti, infatti, non può essere sfruttato l’andamento alternativo della tensione di alimentazione che determina ciclicamente la contro polarizzazione dei componenti in conduzione; si deve, invece, decidere non solo l’istante di *turn-on* ma anche quello di *turn-off* dei dispositivi coinvolti, in quanto la tensione di rete è sostanzialmente costante.

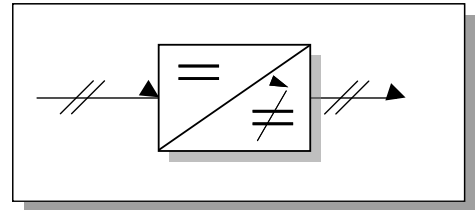


Fig. 6.45 – Conversione c.c./c.c.

6.6a – CHOPPER ABBASSATORE O “STEP-DOWN”

A partire da una linea a tensione costante V_L , il chopper “step-down” o “abbassatore (di tensione)” è in grado di fornire ai suoi morsetti di uscita una tensione unidirezionale sul carico, di valore medio V_d minore (o uguale) al valore della tensione di ingresso, agendo opportunamente sull’interruttore C

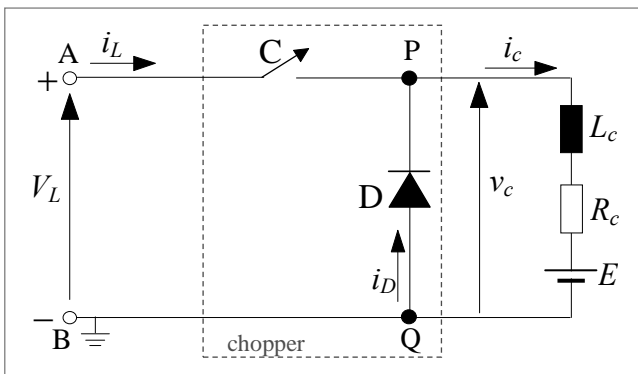


Fig.6.46 - Schema di principio di un chopper step-down.

indicato in fig.6.46. Nel seguito i due dispositivi di interruzione C e D sono assunti “ideali”, cioè con cadute di tensione nulle quando sono in conduzione e con commutazione “istantanea” (tempi di *turn-on* e di *turn-off* nulli). Per semplicità di trattazione, inoltre, il potenziale del morsetto B dell’alimentazione è assunto pari a 0.

Le modalità di funzionamento del circuito sono (cfr. fig.6.47):

1) C “on” e D “off”;

2) C “off” e D “on”.

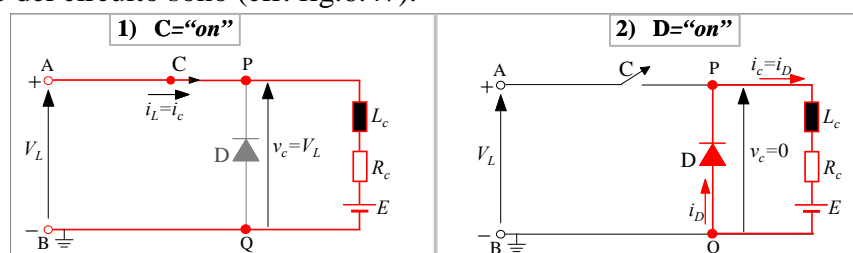


Fig.6.47

Quando C è in conduzione, il punto P viene a trovarsi al potenziale di A e, quindi, la tensione sul carico risulta uguale a quella di linea, cioè $v_c=V_L$; il diodo D, inoltre, è inversamente polarizzato e quindi in interdizione, in quanto $V_P>V_Q$; è anche immediato verificare che la corrente nel carico è pari a quella assorbita dalla linea, cioè $i_c=i_L$.

Quando C è aperto e il diodo D in conduzione, il punto P viene a trovarsi al potenziale di Q e, quindi, la tensione sul carico risulta nulla, cioè $v_c=0$; è anche immediato verificare che la corrente nel carico è pari a quella nel diodo ($i_c=i_L$), mentre la corrente assorbita dalla linea è ovviamente nulla ($i_L=0$).

Le transizioni tra le condizioni 1) e 2) su indicate possono essere determinate ciclicamente: si

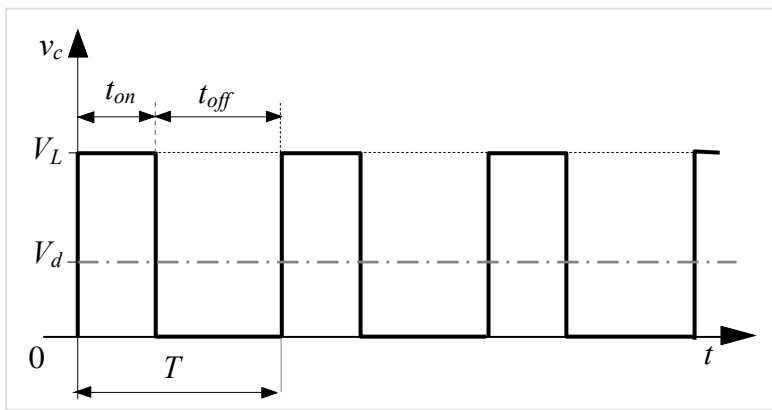


Fig.6.48-Tensione ideale di uscita del chopper

fig.6.48.

A regime permanente, la tensione v_c risulta periodica di periodo T ed il suo valore medio V_d è pari a:

$$V_d = V_L \frac{t_{on}}{T} = \alpha V_L \quad (6.50)$$

dove $\alpha=t_{on}/T$ è detto *rapporto di conduzione* (o *duty-cycle*) ed è compreso nell'intervallo $\alpha \in (0,1)$. Riesce anche $V_d \leq V_L$, da cui l'attributo "abbassatore" di tensione (o *step-down* o *buck*) per il chopper esaminato. Al variare di α si ottiene una tensione sul carico con valore medio fornito dalla (6.50).

Alla fine dell'intervallo t_{on} , l'interruttore C viene aperto e la corrente di linea i_L si annulla; la presenza dell'induttanza di carico L_c determina l'abbassamento del potenziale di P rispetto a quello del punto Q e, quindi, con $V_P<V_Q$ il diodo D entra in conduzione e consente la circolazione della corrente nel carico anche quando l'interruttore C è aperto. Per tale motivo, analogamente a quanto già osservato nel caso dei convertitori c.a./c.c., D prende il nome di *diodo di ricircolo* o di "*free-wheeling*" (l'energia elettromagnetica immagazzinata nell'induttanza L_c all'istante di apertura dell'interruttore C può "fluire" nella maglia chiusa contenente D).

Il metodo descritto è il più utilizzato per ottenere la regolazione del valore medio della tensione di uscita del chopper ed è detto *modulazione della larghezza di impulso* (*PWM - Pulse Width Modulation*); in esso si mantiene costante la frequenza di commutazione $f=1/T$ e si varia il tempo di conduzione t_{on} tra 0 e T (cioè α tra 0 e 1).

Il metodo della *modulazione di frequenza*, consistente nel mantenere costante t_{on} e variare la frequenza f , risulta, invece, di più complessa realizzazione pratica e, comunque, non è da preferirsi perché non si riesce a sfruttare pienamente le capacità di rapida commutazione dei dispositivi di interruzione a semiconduttore.

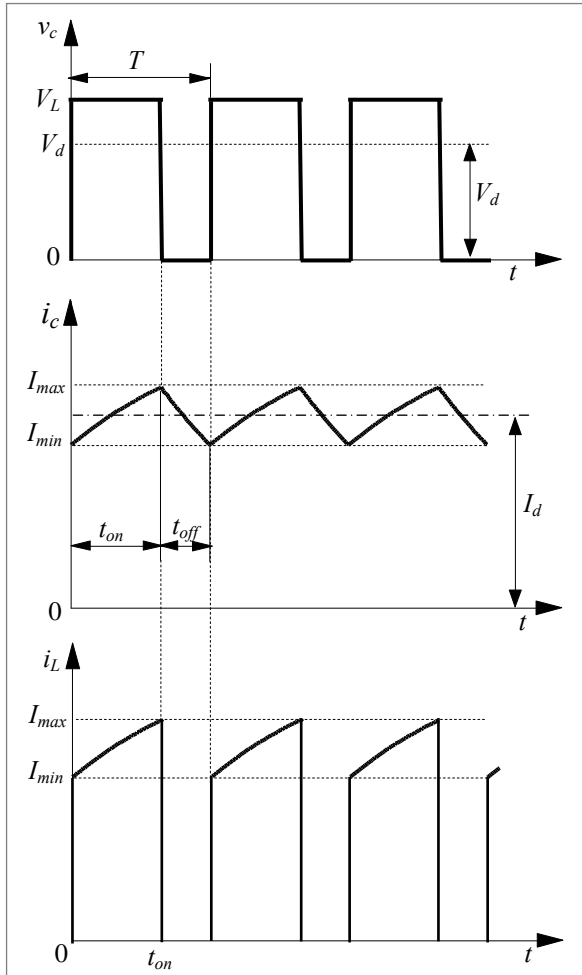


Fig.6.49- Andamento della tensione e della corrente di uscita di un chopper su carico $R-L$.

A regime permanente periodico la forma d'onda della corrente di uscita del chopper (corrente di carico i_c) è del tipo riportato nel diagramma centrale di fig.6.49. Si tratta di una successione di tratti ascendenti (tra 0 e t_{on} di ciascun periodo T) e discendenti (negli intervalli t_{off} di ciascun periodo T) di andamenti esponenziali asintotici.

Le equazioni di equilibrio elettrico nei due intervalli t_{on} e t_{off} del generico periodo T sono rispettivamente:

$$t \in (0, t_{on}) \rightarrow V_L = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + E \quad (6.51)$$

$$t \in (t_{on}, T) \rightarrow 0 = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + E$$

L'omogenea associata alle due equazioni differenziali (6.51), del primo ordine a coefficienti costanti e con forzamento costante ($V_L - E$ la prima e $-E$ la seconda), ha soluzione:

$$i_{c,0} = K e^{-t/\tau_c}$$

con $\tau_c = R_c / L_c$ pari alla costante di tempo elettrica del carico e K costante da determinarsi con le

condizioni iniziali.

Le soluzioni di regime sono rispettivamente $i_{c,\infty}^{(1)} = (V_L - E) / R_c$ e $i_{c,\infty}^{(2)} = -E / R_c$ per le due equazioni (6.51). Di conseguenza, le soluzioni complete delle (6.51) hanno espressione:

$$t \in (0, t_{on}) \rightarrow i_c^{(1)}(t) = K_1 e^{-t/\tau_c} + \frac{V_L - E}{R_c} \quad (6.52)$$

$$t \in (t_{on}, T) \rightarrow i_c^{(2)}(t) = K_2 e^{-(t-t_{on})/\tau_c} - \frac{E}{R_c}$$

Le costanti K_1 e K_2 possono determinarsi attraverso la conoscenza delle condizioni iniziali (cfr. fig. 6.49):

$$t \in (0, t_{on}) \rightarrow i_c^{(1)}(0) = I_{\min} = K_1 + \frac{V_L - E}{R_c} \rightarrow K_1 = I_{\min} - \frac{V_L - E}{R_c}$$

$$t \in (t_{on}, T) \rightarrow i_c^{(2)}(t_{on}) = I_{\max} = K_2 - \frac{E}{R_c} \rightarrow K_2 = I_{\max} + \frac{E}{R_c}$$

Sostituendo K_1 e K_2 nelle (6.52) si ottengono le espressioni degli andamenti temporali della corrente di carico nei due su intervalli del periodo T :

$$t \in (0, t_{on}) \rightarrow i_c^{(1)}(t) = \frac{V_L - E}{R_c} (1 - e^{-t/\tau_c}) + I_{\min} e^{-t/\tau_c} \quad (6.53)$$

$$t \in (t_{on}, T) \rightarrow i_c^{(2)}(t) = -\frac{E}{R_c} [1 - e^{-(t-t_{on})/\tau_c}] + I_{\max} e^{-(t-t_{on})/\tau_c}$$

In condizioni di regime periodico permanente si ha che I_{\min} e I_{\max} sono costanti nei diversi periodi e, quindi deve verificarsi:

$$i_c^{(1)}(0) = i_c^{(2)}(T) \quad \text{e} \quad i_c^{(1)}(t_{on}) = i_c^{(2)}(t_{on}) \quad (6.54)$$

Sostituendo le condizioni di congruenza (6.54) nelle (6.53) si ottengono le espressioni:

$$I_{\max} = \frac{V_L}{R_c} \frac{1 - e^{-t_{on}/\tau_c}}{1 - e^{-T/\tau_c}} - \frac{E}{R_c} \quad (6.55)$$

$$I_{\min} = \frac{V_L}{R_c} \frac{e^{-t_{off}/\tau_c} - e^{-T/\tau_c}}{1 - e^{-T/\tau_c}} - \frac{E}{R_c}$$

Il valore massimo e quello minimo della corrente sul carico dipendono dai forzamenti (V_L e E), dai parametri elettrici del carico (R_c e τ_c), dal periodo T di scansione del chopper e dal duty-cycle (cioè dai valori t_{on} e t_{off}).

Dalle (6.55) si deduce anche che l'ampiezza ΔI dell'ondulazione di corrente può esprimere espressa come:

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min} = \frac{V_L}{R_c} \frac{(1 - e^{-t_{on}/\tau_c})(1 - e^{-t_{off}/\tau_c})}{1 - e^{-T/\tau_c}} \quad (6.56)$$

Dalle (6.53) e (6.55) si può inoltre calcolare il valor medio I_d della corrente di carico i_c :

$$I_d = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{on}} i_c^{(1)}(t) dt + \int_{t_{on}}^T i_c^{(2)}(t) dt \right] = \frac{\alpha V_L - E}{R_c} \quad (6.57)$$

La I_d dipende, come prevedibile, solo dal valor medio della tensione sul carico (αV_L), dalla f.e.m. E e dalla resistenza R_c del carico; il valor medio di corrente non è, invece, influenzato dall'induttanza del carico. Mediante le (6.56) e (6.57), l'ampiezza dell'ondulazione di corrente rapportata al valor medio (*fattore di ondulazione della corrente*) è esprimibile come:

$$\xi_i = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_d} = \frac{V_L}{V_L - E} \frac{(1 - e^{-t_{on}/\tau_c})(1 - e^{-t_{off}/\tau_c})}{1 - e^{-T/\tau_c}} \quad (6.58)$$

In realtà, in numerosi casi pratici il periodo di “chopperaggio” T è molto più piccolo della costante di tempo elettrica dei circuiti esaminati e ciò consente di ottenere espressioni semplificate delle quantità su descritte. Se, quindi, è possibile assumere:

$$T \ll \tau_c \quad \text{e, quindi, anche } t_{on} \ll \tau_c \text{ e } t_{off} \ll \tau_c,$$

gli esponenziali delle relazioni (6.53)...(6.58) possono essere approssimati con andamenti lineari arrestando lo sviluppo in serie di potenze di una funzione esponenziale ai primi termini:

$$e^x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \dots \quad \text{se } x \ll 1 \rightarrow e^x \cong 1 + x \quad (6.59)$$

Con questa posizione le (6.53) diventano:

$$t \in (0, t_{on}) \rightarrow i_c^{(1)}(t) = \frac{V_L - E}{R_c} \frac{t}{\tau_c} + \left(1 - \frac{t}{\tau_c}\right) I_{\min} \quad (6.60)$$

$$t \in (t_{on}, T) \rightarrow i_c^{(2)}(t) = -\frac{E}{R_c} \frac{t - t_{on}}{\tau_c} + \left(1 - \frac{t - t_{on}}{\tau_c}\right) I_{\max}$$

Gli andamenti di i_c nei due intervalli sono approssimati con le tangenti geometriche nei punti iniziali degli intervalli stessi. Gli andamenti della corrente di carico i_c in fig.6.49 diventano, quindi, di tipo triangolare.

Imponendo le condizioni (6.54) alle espressioni approssimate (6.60), si possono ricavare I_{\min} e I_{\max} :

$$I_{\max} = \frac{1}{R_c} \left[\frac{\alpha V_L}{1 - \frac{\alpha(1-\alpha)T}{\tau_c}} - E \right]; \quad I_{\min} = \frac{1}{R_c} \left[\alpha V_L \frac{1 - \frac{(1-\alpha)T}{\tau_c}}{1 - \frac{\alpha(1-\alpha)T}{\tau_c}} - E \right] \quad (6.61)$$

Di conseguenza, l'ampiezza ΔI dell'oscillazione di corrente assume espressione:

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min} = \frac{V_L T}{R_c \tau_c} \frac{\alpha(1-\alpha)}{1 - \alpha(1-\alpha)\frac{T}{\tau_c}}$$

Avendo assunto $T \ll \tau_c$, si ha anche che:

$$\alpha(1-\alpha)\frac{T}{\tau_c} \ll 1 \quad \text{e, quindi, l'ampiezza dell'oscillazione di corrente risulta esprimibile come:}$$

$$\boxed{\Delta I = I_{\max} - I_{\min} \cong \frac{\alpha(1-\alpha)V_L}{f L_c}} \quad (6.62)$$

in cui $f=1/T$ è la *frequenza di commutazione* del chopper (o *frequenza di scansione* o *frequenza di chopperaggio*).

Tenendo conto dell'espressione (6.57) della corrente media I_d , l'oscillazione di corrente i_c relativo al valor medio è espressa da:

$$\frac{\Delta I}{I_d} \cong \frac{1}{f \tau_c} \frac{\alpha(1-\alpha)V_L}{(\alpha V_L - E)} \quad (6.63)$$

Siccome l'approssimazione (6.59) è vicina alla realtà, il valore medio I_d della corrente è abbastanza prossimo alla semisomma dei valori massimo e minimo, cioè $I_d \cong (I_{min} + I_{max})/2$, proprio perché l'andamento della corrente può ritenersi praticamente triangolare.

Dalla (6.62) si ricava l'importante risultato che, per una fissata tensione di linea V_L e per un fissato angolo di conduzione α (legato al valor medio di tensione che si intende ottenere), l'ampiezza dell'ondulazione di corrente è inversamente proporzionale all'induttanza L_c del circuito da alimentare ed alla frequenza f di commutazione del chopper. Quest'ultima dipendenza funzionale può essere sfruttata al fine di ottenere il desiderato "livellamento" (o "spianamento") della corrente i_c senza inserire induttori nel circuito da alimentare (cioè senza necessariamente aumentare L_c), ma semplicemente intervenendo sulla frequenza f del chopper. E', quindi, immediato dedurre che nel campo delle "piccole" potenze si può "livellare" più facilmente la corrente di carico, in quanto è possibile utilizzare dispositivi di interruzione con frequenza di commutazione (*switching*) più elevata [i MOSFET nel campo delle potenze intorno ad 1 kW possono lavorare con frequenze dell'ordine di diverse decine di kHz fino anche al centinaio di kHz; nel campo delle potenze di 10÷50 kW gli IGBT possono lavorare a frequenze di una o poche decine di kHz; per potenze dell'ordine delle centinaia di kW si possono utilizzare ancora IGBT con frequenze di lavoro di qualche kHz, e così via].

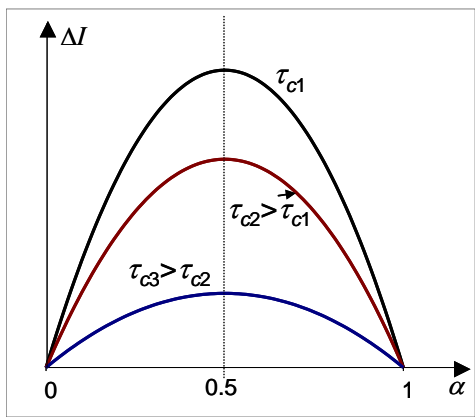


Fig.6.50 - Ampiezza dell'ondulazione della corrente in funzione di α .

dell'ondulazione di corrente in corrispondenza di alcuni valori della costante di tempo elettrica del carico).

L'ondulazione di corrente è una presenza in genere indesiderata; se, infatti, ci si riferisce al caso in cui il carico di fig.6.46 sia il circuito di armatura di un motore in corrente continua (con R_c e L_c pari alla resistenza e all'induttanza complessiva del circuito di armatura e con E pari alla f.e.m. indotta risultante alle spazzole, cfr. ad es. fig.6.51) l'ondulazione della corrente di armatura allontana il funzionamento del

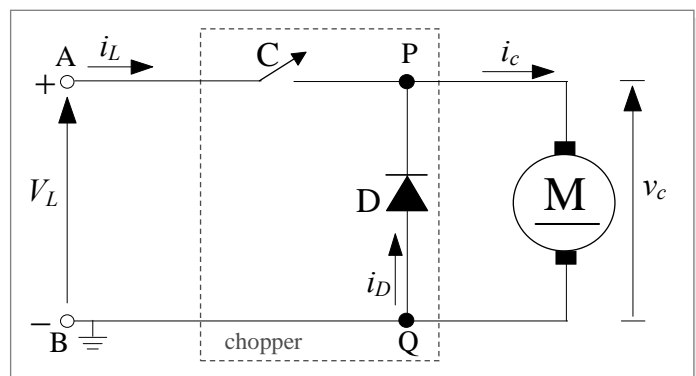


Fig.6.51- Chopper *step-down* alimentante l'armatura di un motore in c.c. ad eccitazione indipendente.

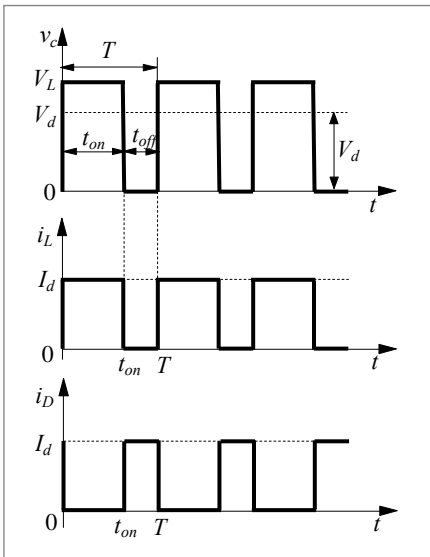


Fig.6.52- Tensione su carico; corrente ideale di linea e nel diodo.

motore in c.c. da quello con tensione e corrente d'armatura costanti. Essa, infatti, non solo produce delle perdite addizionali per effetto Joule nei conduttori d'armatura (risultando il valore efficace della corrente maggiore del valore medio), ma, principalmente, introduce componenti alternative nel momento della coppia elettromagnetica al traferro che è sostanzialmente proporzionale alla corrente di armatura (con relative sollecitazioni meccaniche sull'albero, rumorosità e minore regolarità di funzionamento) e rende problematica la commutazione dei motori in c.c.. Si determina, infatti, una componente trasformatorica nella tensione indotta nelle matasse dell'avvolgimento di armatura e, in particolare, in quella in commutazione, anche per la presenza di ondulazioni nel flusso dei poli ausiliari.

Dall'ultimo diagramma in basso della fig.6.49 si evince che la corrente di linea i_L è uguale alla corrente di carico i_c quando l'interruttore C è chiuso (intervallo $0 \div t_{on}$); è, invece, $i_L=0$ quando C è aperto (intervallo $t_{on} \div T$).

Nel caso di corrente di carico perfettamente livellata (cfr. fig.6.52) si può osservare che in un periodo T la tensione di linea è costante e pari a V_L mentre la corrente media di linea è pari a $I_{L,m} = \alpha I_d$; di contro, in uscita dal chopper la corrente è costante e pari a I_d mentre la tensione media è $V_{c,m} = V_d = \alpha V_L$. Di conseguenza la potenza media assorbita dalla linea risulta uguale alla potenza fornita in uscita (sempre assumendo ideali i dispositivi di commutazione) e pari a: $P = V_d I_d$.

Il chopper step-down descritto si può ritenere sostanzialmente un *trasformatore* in corrente continua (almeno con riferimento alla potenza media); esso, infatti, trasferisce la potenza P da una linea a tensione più alta V_L ad una a tensione media V_d più bassa assorbendo una corrente media $I_{L,m}$ dalla linea più bassa di quella I_d fornita al carico; le tensioni ingresso/uscita sono nel rapporto inverso delle correnti (considerando i valori medi):

$$\frac{V_L}{V_d} = \frac{I_d}{I_{L,m}}.$$

6.6a.1- Brevi note sui dispositivi a semiconduttore utilizzati nei chopper

I componenti elettronici a semiconduttore utilizzati nei chopper reali sono essenzialmente **GTO** per potenze elevate ($> 500 \text{ kW}$) (l'eventuale impiego di **SCR** veloci comporta la necessità di utilizzazione di un circuito ausiliario di spegnimento dell'SCR), o **IGBT** e transistori bipolari per potenze medio-basse (da qualche kW a diverse centinaia di kW), **MOSFET** per piccole potenze (da frazioni di kW a poche decine di kW).

I più rilevanti limiti di impiego di alcuni componenti sono riportati in Tab.6.6.1: tali valori sono da considerarsi indicativi di una situazione attuale, ma sono sicuramente destinati a modificarsi significativamente nel tempo.

Tab.6.6.1- Valori limite caratteristici di alcuni componenti elettronici

Dispositivo	Tens. max. [V]	Corr. max. [A]	Pot. max. [kVA]	Tempo di spegnimento [μ s]	Frequenza [kHz]
SCR	4500	2000	1800	20 ÷ 50	0.2 ÷ 1
GTO	6000	3000	4000	10 ÷ 25	0.2 ÷ 1
BJT (Transistore Bipolare)	1200	400	150	5 ÷ 20	0.5 ÷ 5
IGBT	1500	400	500	1 ÷ 4	2 ÷ 20
MOSFET	1000	40	20	0.3 ÷ 0.5	5 ÷ 100
SIT	1400	25	20	0.1 ÷ 0.3	30 ÷ 300
SITh	2000	600	300	2÷4	1÷10

Nota: Esplicitazione di alcune sigle di componenti elettronici.

SCR \equiv Silicon Controlled Rectifier; GTO \equiv Gate Turn Off thyristor; IGBT \equiv Insulated-Gate Bipolar Transistor; MOSFET \equiv Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor; SIT \equiv Static Induction Transistor; SITh \equiv Static Induction Thyristor.

Nella fig.6.53 sono riportati gli schemi di chopper step-down con esplicitazione del dispositivo di interruzione comandato; a sinistra è riportato un chopper con IGBT e a destra lo schema con GTO.

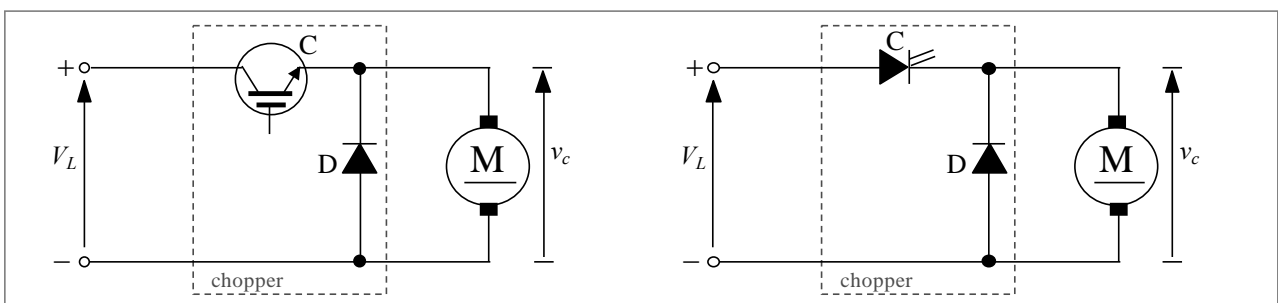


Fig.6.53- Schema di chopper step-down con IGBT (a sinistra) e con GTO (a destra).

6.6b – Funzionamento con corrente discontinua

La trattazione al paragrafo precedente fa implicitamente riferimento al caso di conduzione continua, cioè ad una situazione in cui la corrente sul carico i_c non è mai nulla. La condizione limite per la conduzione continua si ha quando $I_{min}=0$, come indicativamente mostrato in fig.6.54. Dalla (6.61), sempre assumendo valida la condizione $T \ll \tau_c$, si ha che la condizione da verificare affinché $I_{min}=0$ è data da:

$$I_{\min} = 0 \Rightarrow V_d = E$$

Ovviamente, per $V_d < E$ si ha che I_{\min} risulterebbe negativa, cosa non consentita dal circuito del chopper step-down, che ammette solo corrente unidirezionale nel carico. La condizione:

$$V_d < E$$

conduce alla cosiddetta conduzione discontinua, cioè

la corrente di carico è nulla per un certo intervallo di tempo. Detto \tilde{t} l'istante in cui si annulla la corrente i_c con $t_{on} < \tilde{t} < T$, le equazioni (6.52) si modificano in:

$$\left\{ \begin{array}{l} t \in (0, t_{on}) \rightarrow i_c^{(1)}(t) = K_1 e^{-t/\tau_c} + \frac{V_L - E}{R_c} \\ t \in (t_{on}, \tilde{t}) \rightarrow i_c^{(2)}(t) = K_2 e^{-(t-t_{on})/\tau_c} - \frac{E}{R_c} \\ t \in (\tilde{t}, T) \rightarrow i_c^{(3)}(t) = 0 \end{array} \right. \quad (6.64)$$

Dalla prima delle (6.64) si ha:

$$t \in (0, t_{on}) \rightarrow i_c^{(1)}(0) = 0 = K_1 + \frac{V_L - E}{R_c} \rightarrow K_1 = \frac{E - V_L}{R_c} \quad (6.65)$$

e, quindi, l'andamento della $i_c^{(1)}(t)$ è espresso da:

$$t \in (0, t_{on}) \rightarrow i_c^{(1)}(t) = \frac{V_L - E}{R_c} (1 - e^{-t/\tau_c}) \quad (6.66)$$

All'istante t_{on} la corrente raggiunge il suo valore massimo:

$$i_c^{(1)}(t_{on}) = I_{\max} = \frac{V_L - E}{R_c} (1 - e^{-t_{on}/\tau_c})$$

La costante K_2 della seconda equazione delle (6.64) si determina imponendo la condizione:

$$i_c^{(2)}(t_{on}) = i_c^{(1)}(t_{on}) = I_{\max} = K_2 - \frac{E}{R_c} \Rightarrow K_2 = I_{\max} + \frac{E}{R_c} .$$

Di conseguenza, l'evoluzione della corrente i_c nell'intervallo (t_{on}, \tilde{t}) è espressa dalla relazione:

$$t \in (t_{on}, \tilde{t}) \rightarrow i_c^{(2)}(t) = \frac{E}{R_c} \left[e^{-(t-t_{on})/\tau_c} - 1 \right] + I_{\max} e^{-(t-t_{on})/\tau_c} . \quad (6.67)$$

Nell'istante \tilde{t} la $i_c^{(2)}(\tilde{t}) = 0$ e, quindi, dalla (6.67) si ricava che:

$$\tilde{t} = t_{on} + \ln \left[1 + \frac{R_c I_{\max}}{E} \right] \quad (6.68)$$

L'andamento della i_c nell'intero intervallo T è qualitativamente riportato nel diagramma in alto della fig.6.55. Nella stessa figura è riportato anche l'andamento della tensione sul carico v_c . Si

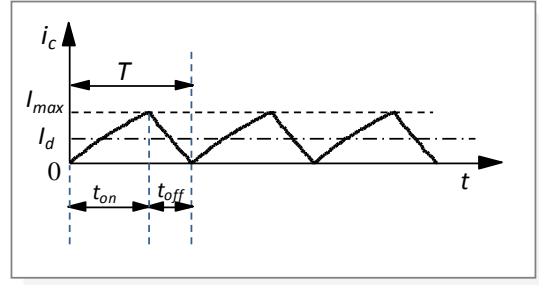


Fig.6.54 -Corrente di uscita al limite della conduzione continua

sottolinea che nell'intervallo (\tilde{t}, T) in cui la corrente i_c è nulla la tensione v_c ai capi del carico è pari ad E , cioè $v_c = E$.

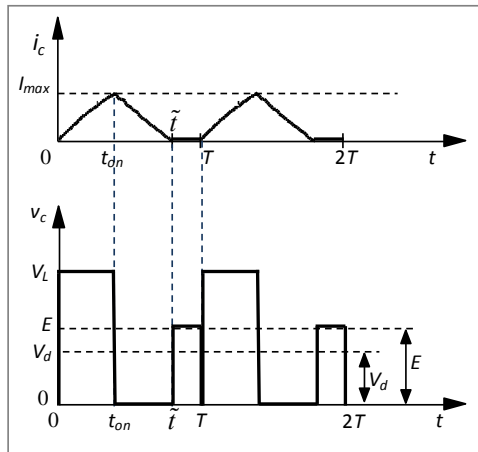


Fig.6.55 -Andamento di corrente e tensione sul carico nel caso di corrente discontinua.