

CAPITOLO 6

I CONVERTITORI STATICI DI ENERGIA ELETTRICA

6.1 - GENERALITÀ

I *convertitori statici di energia elettrica* sono apparecchiature che convertono energia elettrica in energia elettrica modificandone alcune delle caratteristiche. Tale conversione è ottenuta attraverso l'impiego di *dispositivi elettronici a semiconduttore (allo stato solido)*. L'attributo "statico" è dovuto proprio all'impiego di dispositivi elettronici ed è in alternativa ai *convertitori rotanti* che, in passato, consentivano la conversione di energia elettrica in energia elettrica attraverso l'impiego combinato di più macchine elettriche rotanti.

Oltre ai dispositivi elettronici di potenza, nei convertitori sono anche presenti componenti elettrici quali induttori, condensatori e resistori. Negli ultimi decenni del '900, poi, i dispositivi allo stato solido hanno sostituito i dispositivi elettronici basati sulla scarica nei gas, grazie alle minori dimensioni di ingombro, alla maggiore semplicità costruttiva ed alla migliore robustezza ed affidabilità.



Fig. 6.1

Ai convertitori trattati nel presente capitolo non si considerano appartenenti i trasformatori, in quanto questi ultimi sono apparecchiature elettromagnetiche basate sul principio dell'induzione elettromagnetica.

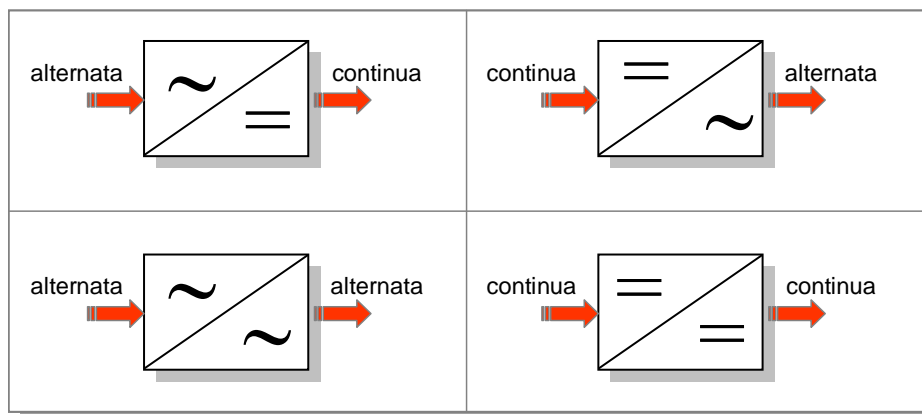


Fig. 6.2 – Diversi tipi di conversione dell'energia elettrica

I convertitori statici possono classificarsi secondo diversi criteri. Una prima maniera semplice di classificazione è rappresentata in fig.6.2: si hanno convertitori *alternata-continua (c.a./c.c.)* oppure *continua-alternata (c.c./c.a.)*, o, ancora *alternata-alternata (c.a./c.a.)* e *continua-continua(c.c./c.c.)*. Le reti o i carichi in alternata possono essere monofase, trifase o, più in generale, polifase.

Frequentemente ai convertitori statici è richiesta una certa

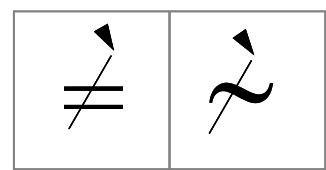


Fig.6.3 – Simboli di continua variabile e di alternata variabile

regolabilità o variabilità dell'uscita (o, talvolta, anche dell'ingresso). I simboli di “continua variabile” e di “alternata variabile” sono raffigurati in fig.6.3.

A titolo esemplificativo in fig.6.4 è riportato la rappresentazione schematica di un convertitore statico con alternata trifase all'ingresso e continua variabile in uscita. Le altre combinazioni sono facilmente deducibili.

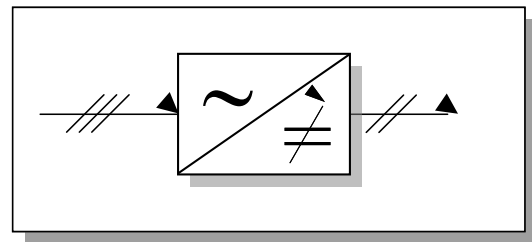


Fig.6.4 – Convertitore alternata-continua variabile.

Nel presente capitolo si farà riferimento ai convertitori alternata-continua e continua-continua, utilizzabili per l'alimentazione di macchine in corrente continua, partendo sia da reti in alternata, sia da reti in continua.

6.2 – CONVERTITORI C.A./C.C. MONOFASE A SEMPLICE SEMIONDA

6.2a - Circuito non controllato

Il circuito più semplice di conversione c.a./c.c. è riportato in fig. 6.5. Un carico ohmico-induttivo R_c, L_c è alimentato da una linea con tensione sinusoidale $v_L(t)$ a frequenza f , con la presenza di un

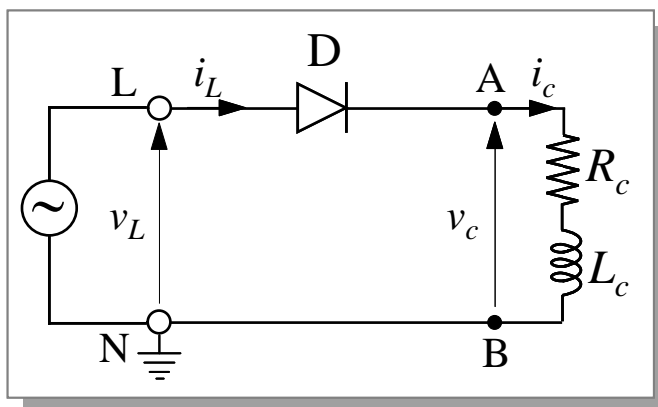


Fig. 6.5 – Circuito di conversione a.c./c.c. monofase a semplice semionda non controllato

diodo D disposto come in fig.6.5. Assegnata la tensione di alimentazione:

$$v_L(t) = V_M \sin(\omega t) \quad \text{con: } \omega = 2\pi f, \quad (6.1)$$

bisogna determinare l'andamento temporale della tensione v_c e della corrente i_c di carico.

Come ipotesi semplificative si assume la linea a potenza infinita (cioè la tensione $v_L(t)$ è impressa ed indipendente dal carico) e si fa riferimento al diodo *ideale* (cfr. fig.5.3a).

Il circuito da esaminare cambia a seconda dello stato di conduzione del diodo:

a) se il diodo è in conduzione (**D on**) vale il circuito di sx di fig.6.6, con la tensione di linea uguale a quella sul carico e la corrente di linea uguale a quella di carico; l'equazione di equilibrio elettrico è:

$$v_L = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} \quad (6.2)$$

con $v_c = v_L$

b) se il diodo è in interdizione (**D off**) vale il circuito di dx di fig. 6.6; corrente e tensione sul carico sono nulle:

$$i_c = 0 \quad ; \quad v_c = 0$$

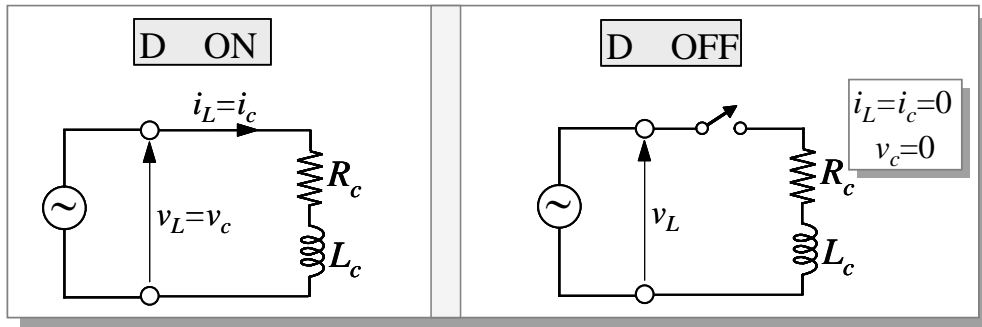


Fig. 6.6 – Circuiti corrispondenti ai due diversi stati del diodo.

Nel caso *a*), la soluzione dell'equazione differenziale (6.2) con il forzamento (6.1) è data da:

$$i_c = A e^{-t/\tau} + \frac{V_M}{Z} \sin(\omega t - \varphi) \quad (6.3)$$

dove $\tau = L_c / R_c$ è la costante di tempo del carico, $Z = \sqrt{R_c^2 + \omega^2 L_c^2}$ e $\varphi = \arctg(\omega L_c / R_c)$.

Nella (6.3) la costante *A* può determinarsi sulla base della condizione iniziale: $t = 0 \rightarrow i_c = 0$.

Si ha: $A = \frac{V_M}{Z} \sin(\varphi) \rightarrow i_c = \frac{V_M}{Z} \left[\sin(\varphi) e^{-t/\tau} + \sin(\omega t - \varphi) \right]$ (6.4)

Gli andamenti della tensione di linea v_L , della tensione sul carico v_c , e della corrente di carico i_c sono riportati nei diagrammi di fig.6.7 in funzione di ωt .

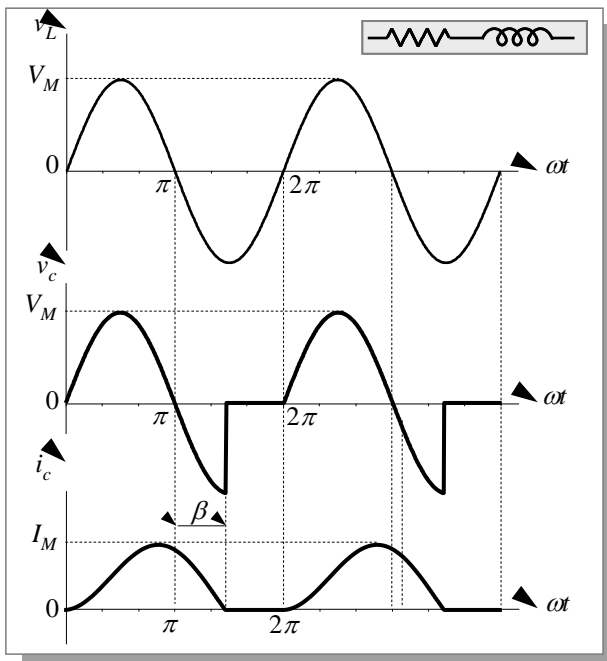


Fig. 6.7 – Andamenti di v_L , v_c e i_c per il circuito di fig. 6.5.

A partire da $\omega t = 0$ la tensione di linea v_L aumenta, cioè il potenziale del punto L in fig.6.5 diventa positivo ed aumenta; siccome inizialmente il potenziale del punto A è zero, il diodo viene ad essere direttamente polarizzato ed entra in conduzione. Ci si trova nel caso *a*): la tensione sul carico risulta pari a quella di linea (cfr. grafico di v_c) e la corrente ha l'andamento descritto dalla (6.4). Ad $\omega t = \pi$, la corrente i_c non è nulla, anche se sta diminuendo (cfr. grafico di i_c); pertanto, la caduta $L_c(di_c / dt)$ è negativa e rende il potenziale di A minore di quello di B e minore anche del potenziale di L. Il diodo resta in conduzione fino allo spegnimento della corrente, che avviene per $\omega t = \pi + \beta$, con β ricavato dalla

soluzione dell'equazione trascendente ottenuta ponendo $i_c = 0$ nella 6.4:

$$0 = \frac{V_M}{Z} \left[\sin(\varphi) e^{-t/\tau} + \sin(\omega t - \varphi) \right] \rightarrow \sin(\varphi) e^{-(\pi + \beta)/(\omega\tau)} - \sin(\beta - \varphi) = 0 \quad (6.5)$$

Tra le soluzioni della (6.5) bisogna scegliere quella più prossima a $\omega t = \pi$. [si può dimostrare che $0 < \beta < \pi$ per carico ohmico-induttivo, $\beta = 0$ per carico ohmico, $\beta = \pi$ per carico induttivo]

All'istante $\omega t = \pi + \beta$ la corrente si annulla, il diodo D si spegne, il catodo (punto A) viene a trovarsi al potenziale di B (coincidente con N), che è maggiore di quello di L in quanto la tensione v_L è negativa; il diodo risulta, pertanto, interdetto in tutto l'intervallo $(\pi + \beta, 2\pi)$ e, di conseguenza, la tensione sul carico è nulla. All'istante $\omega t = 2\pi$ ci si trova nuovamente nella condizione iniziale $\omega t = 0$ e può essere rifatto tutto il ragionamento.

Dalla fig.6.7 si evince che:

- la corrente sul carico i_c è periodica di periodo 2π (stessa frequenza della rete di alimentazione), intermittente ed unidirezionale; alterna intervalli in cui è positiva ad intervalli in cui è nulla;
- la tensione sul carico v_c ha valori positivi tra 0 e π , valori negativi tra π e $(\pi + \beta)$ e valori nulli tra $(\pi + \beta)$ e 2π ; tra 0 e $(\pi + \beta)$ è proprio pari alla tensione di rete;
- l'angolo β di annullamento della corrente dipende dal carico, come si deduce dalla 6.5 e, di conseguenza, anche la forma d'onda della tensione dipende dal carico;
- la corrente richiamata dalla rete è uguale a quella nel carico e, quindi, è unidirezionale.

Il valor medio della tensione sul carico, indicato con $V_{d,i,0}$, può essere ricavato con l'espressione seguente (il pedice "d" sta per *direct*, il pedice "i" sta per *ideale*, il pedice "0" indica che la corrente comincia ad essere presente da $\omega t = 0$):

$$V_{d,i,0} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_c \, d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi+\beta} V_M \sin(\omega t) \, d\omega t = \frac{V_M}{2\pi} (1 + \cos \beta) \quad (6.6)$$

Il valore medio della corrente di carico I_d è pari a:

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi+\beta} i_c \, d\omega t = \frac{V_M (1 + \cos \beta)}{2\pi Z \cos \varphi} = \frac{V_{d,i,0}}{Z \cos \varphi} = \frac{V_{d,i,0}}{R_c} \quad (6.6')$$

In fig.6.8 sono riportati gli stessi andamenti di fig.6.7 nel caso di *carico puramente ohmico*.

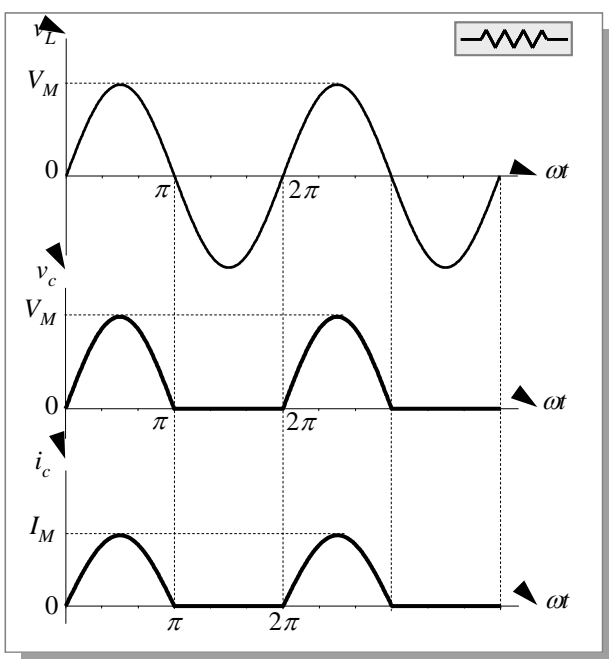


Fig. 6.8 – Andamenti di v_L , v_c e i_c con carico ohmico per raddrizzatore monofase a semplice semionda.

Ponendo $L_c = 0$ nelle relazioni precedenti si ha che, durante la conduzione del diodo, la corrente i_c può essere determinata tramite la relazione:

$$i_c = \frac{V_M}{R_c} \sin(\omega t);$$

essa, cioè, ha lo stesso andamento della tensione v_c .

Riesce anche $\beta = 0$, cioè la corrente si annulla per $\omega t = \pi$, contemporaneamente all'annullamento della tensione.

Dalla (6.6) si deduce che il valore medio della tensione su carico ohmico è data da:

$$V_{d,i,0} = \frac{V_M}{\pi} \quad (6.7)$$

Dalla particolarizzazione della (6.6') può essere ricavato il corrispondente valore medio della corrente di carico:

$$I_d = \frac{V_M}{\pi R_c} = \frac{V_{d,i,0}}{R_c} \quad (6.7')$$

Un problema del circuito di conversione trattato è che la corrente di linea unidirezionale incide negativamente nel funzionamento del trasformatore di alimentazione che può trovarsi a lavorare in saturazione. La presenza di un trasformatore di alimentazione permette di non far “propagare” in rete la componente continua della corrente (il valore medio di i_c).

6.2b - Circuito controllato

Il circuito di conversione c.a./c.c. a semplice semionda controllato è riportato in fig.6.9a e b rispettivamente senza e con il diodo di ricircolo D. Una linea a tensione sinusoidale a potenza infinita alimenta il carico ohmico-induttivo R_c, L_c con in serie il tiristore T, che è pilotato in

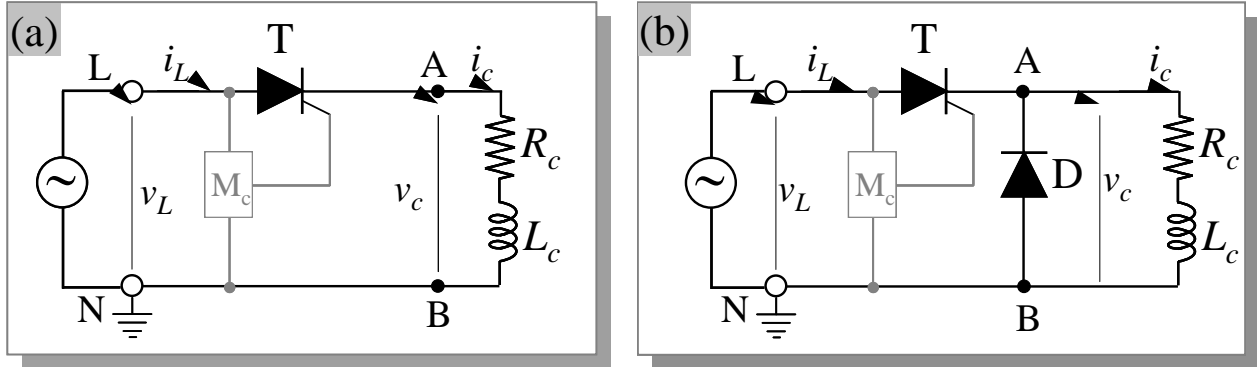


Fig. 6.9 – Circuito di conversione a.c./c.c. monofase a semplice semionda controllato; (a) senza diodo di ricircolo; (b) con diodo di ricircolo.

accensione attraverso il modulo di comando M_c . Tale modulo genera un impulso di accensione di T con un certo ritardo α rispetto al passaggio per 0 con derivata positiva della tensione v_L , cioè in ciascuno degli angoli di innesco $\omega t = \alpha + 2k\pi$, con $k=0,1, \dots, \infty$.

Per il circuito di fig.6.9a, gli andamenti di tensione e corrente nel carico sono riportati in fig.6.10 per un assegnato valore di α (nell'esempio in figura $\alpha=60^\circ$). Nel diagramma in basso sono riportati

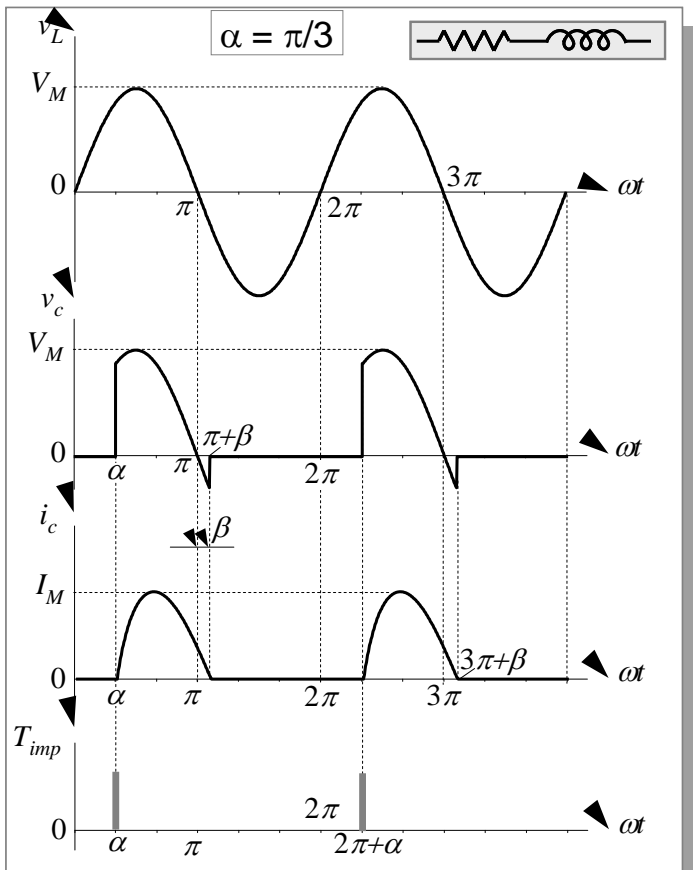


Fig. 6.10 – Andamenti di v_L, v_c e i_c per il circuito di fig. 6.9a.

gli impulsi inviati a T negli istanti $\alpha, 2\pi+\alpha, \dots$. Come si nota, la corrente i_c è intermittente ed unidirezionale. Con riferimento ad un periodo $(0, 2\pi)$ la i_c è nulla nell'intervallo $(0, \alpha)$ e, di conseguenza, è nulla anche la v_c . In α il tiristore è "impulsato", entra in conduzione e rimane acceso fino a $\pi+\beta$. Nell'intervallo $(\alpha, \pi+\beta)$ in cui T conduce, si ha che la tensione sul carico è pari a quella di alimentazione ($v_c=v_L$). In $\pi+\beta$ la corrente i_c si annulla, il tiristore va in interdizione e resta spento fino a $2\pi+\alpha$, in cui viene nuovamente impulsato e, essendo direttamente polarizzato, entra di nuovo in conduzione. Nell'intervallo di conduzione vale l'eq. differenziale (6.2) con la relativa soluzione (6.3). La costante A può essere determinata con la

condizione iniziale $\omega t = \alpha \rightarrow i_c = 0$. Si ha:

$$A = \frac{V_M}{Z} \sin(\varphi - \alpha) e^{\alpha/\omega\tau} \quad (6.8)$$

Sostituendo la (6.8) nella (6.3) si ha l'espressione della corrente di carico i_c in funzione del tempo; in quest'ultima, imponendo $i_c = 0$ si ottiene un'equazione trascendente da cui ricavare β , in maniera analoga al caso del §6.2a.

Il valore medio della tensione può essere determinato con la relazione:

$$V_{d,i,\alpha} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_c \, d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\beta} V_M \sin(\omega t) \, d\omega t = \frac{V_M}{2\pi} (\cos \alpha + \cos \beta) \quad (6.9)$$

Il valore medio della tensione dipende dal carico (attraverso l'angolo β) ed è strettamente dipendente dall'angolo di innesco α . Ovviamente, per $\alpha=0$ il comportamento è identico al caso in cui vi sia un diodo al posto del tiristore.

Il valore medio della corrente di carico I_d è pari a:

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\beta} i_c \, d\omega t = \frac{V_M}{2\pi Z} \frac{\cos \alpha + \cos \beta}{\cos \varphi} = \frac{V_{d,i,\alpha}}{Z \cos \varphi} = \frac{V_{d,i,\alpha}}{R_c} \quad (6.9')$$

Dalla fig.6.10 si deduce che la tensione sul carico assume anche valori negativi, a differenza della corrente che è unidirezionale; l'intervallo di conduzione di quest'ultima dipende sia dall'angolo di innesco, sia dalla costante di tempo del carico.

Al fine di rendere la forma d'onda della tensione sul carico indipendente dal carico stesso, si può ricorrere al circuito di fig.6.b, nel quale oltre al tiristore è presente anche un diodo D, disposto come in figura. Da quest'ultima si nota immediatamente che, se la tensione v_c sul carico tende a diventare negativa, il diodo D entra in conduzione perché direttamente polarizzato (tensione anodo-catodo v_{BA} positiva). Il diodo D è detto di "libera circolazione" o di "free-wheeling", in quanto consente il formarsi di una maglia in cui è presente corrente senza il forzamento esterno. Di conseguenza, mentre nell'intervallo (α, π) gli andamenti di corrente e tensione sul carico sono identici a quelli di fig.6.10, a partire da $\omega t = \pi$ il diodo D entra in conduzione facendo spegnere il tiristore T perché lo rende inversamente polarizzato; il carico risulta cortocircuitato e l'evoluzione della corrente i_c è regolata dall'equazione:

$$0 = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt}$$

la cui soluzione è esprimibile come $i_c = A e^{-t/\tau}$, in cui la costante A si determina con la posizione:

$\omega t = \pi \rightarrow i_c = i_{fin}$ con i_{fin} pari al valore che la corrente di carico assume per $\omega t = \pi$. Si ha:

$$i_c = i_{fin} e^{\frac{\pi - \omega t}{\tau \omega}}$$

La corrente i_c diminuisce secondo la legge (6.11), tendendo asintoticamente a zero.

Gli andamenti di corrente e tensione sul carico sono riportate in fig.6.11, insieme all'andamento della corrente di linea i_L . Quest'ultima è $\neq 0$ solo nell'intervallo (α, π) , al pari della tensione sul

carico v_c . La i_c , invece, permane anche per $\omega t > \pi$, quando entra in conduzione il diodo di free-wheeling.

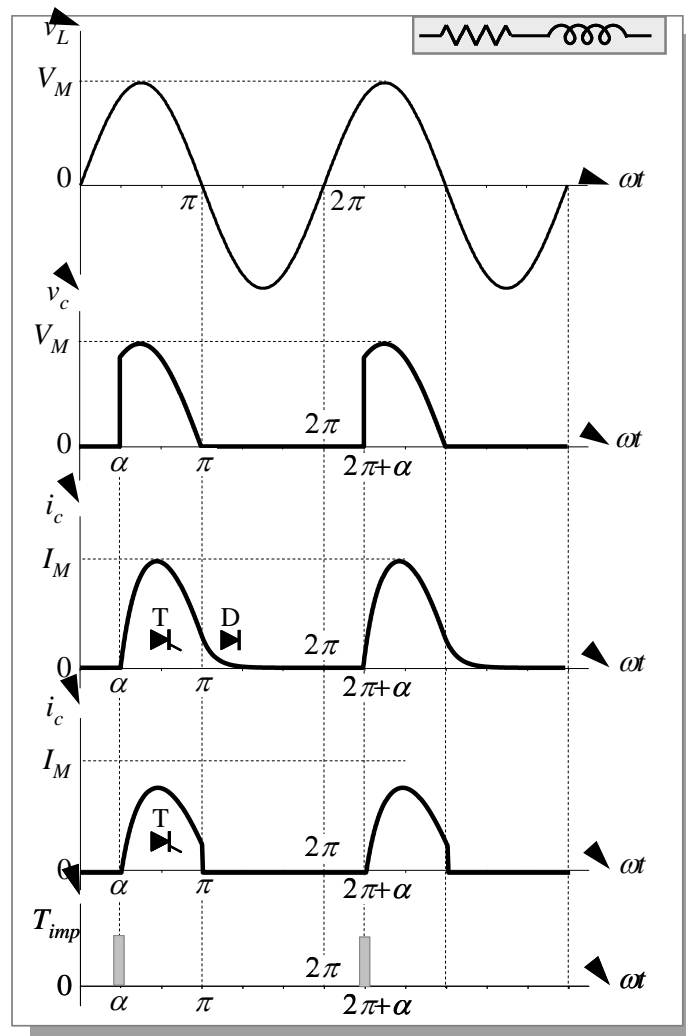


Fig. 6.11 – Andamenti di v_L , v_c e i_c per il circuito di fig. 6.9b.

Con il circuito di fig.6.9b corrente e tensione sul carico sono unidirezionali ($i_c \geq 0$, $v_c \geq 0$).

Il valore medio della tensione può essere determinato con la relazione:

$$V_{d,i,\alpha} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_c \, d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_M \sin(\omega t) \, d\omega t = \frac{V_M}{\pi} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (6.10)$$

Al variare di α il valor medio della tensione varia da 0 a V_M/π (per α tra π e 0 rispettivamente).

6.3 – CONVERTITORI C.A./C.C. MONOFASE A DOPPIA SEMIONDA

Con il circuito di fig.6.9b si riesce a variare la tensione media sul carico “affettando” una sola semionda di tensione. Con il circuito in fig.6.12 si riesce, invece, a realizzare un convertitore c.a./c.c. monofase a doppia semionda controllato.

Per alimentare in continua un carico ohmico-induttivo R_c, L_c a partire da una linea in alternata con tensione sinusoidale $v_L(t)$, si può utilizzare un trasformatore con presa centrale insieme ai

dispositivi in fig.6.12 (i due tiristori T_1 e T_2 ed il diodo D). A e B sono i morsetti esterni del secondario e O è il morsetto corrispondente al punto centrale. I tre dispositivi di commutazione sono montati in maniera che i tre catodi sono collegati allo stesso punto C. Si assume per la semi-

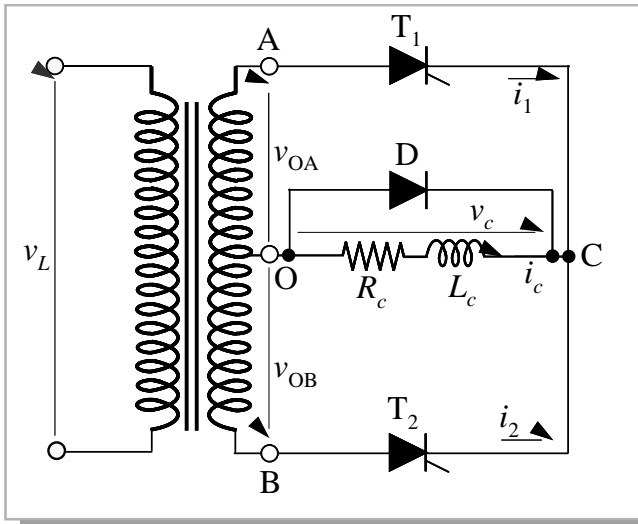


Fig. 6.12 – Circuito di conversione a.c./c.c. monofase a doppia semionda controllato.

tensione secondaria v_{OA} l'espressione:

$$v_{OA}(t) = V_M \sin(\omega t); \quad (6.11)$$

conseguentemente la v_{OB} è espressa da:

$$v_{OB}(t) = -v_{OA}(t) = -V_M \sin(\omega t) . \quad (6.11')$$

Le due tensioni sono riportate nel diagramma in alto della fig.6.14.

Dalla fig.6.12 si deduce che si possono avere tre differenti circuiti attivi, corrispondenti rispettivamente alla conduzione di uno dei tre dispositivi di interruzione (T_1 on; T_2 on, D on), come indicato dai tratti spessi in fig.6.13.

Per l'analisi del comportamento del circuito

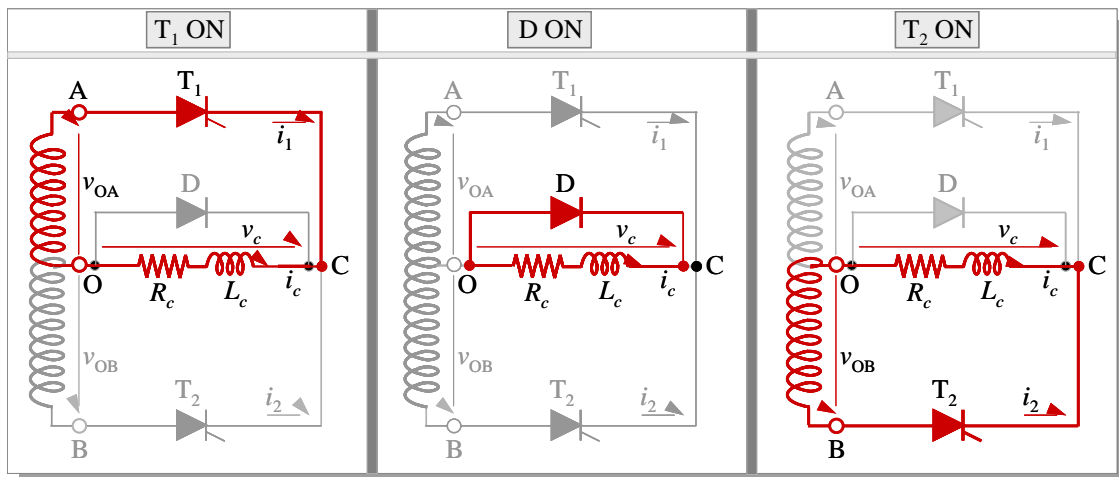


Fig. 6.13 – Circuiti attivi in corrispondenza della conduzione separata di T_1 , D e T_2 .

ci si riferisce alla condizione di regime periodico, trascurando il transitorio iniziale.

Nell'intervallo $v_{OA} > 0$, con un certo angolo di ritardo α (con $0 < \alpha < \pi$) rispetto al passaggio per 0 della tensione di alimentazione v_{OA} , si può inviare un impulso al tiristore T_1 , il quale, essendo direttamente polarizzato, entra in conduzione. La fase " T_1 -ON" dura da α a π . Quando T_1 conduce, il punto C è al potenziale di A e, quindi, sia T_2 sia D sono in interdizione perché polarizzati inversamente. In questa condizione (cfr. fig.6.13 a sx) la tensione v_c sul carico è pari alla v_{OA} , la corrente nel carico i_c è pari alla i_1 , la $i_2=0$. In fig.6.14 si può notare l'impulso a T_1 in α , insieme all'andamento di tensione e corrente nel carico (v_c e i_c) e della corrente di linea (i_L).

L'equazione di equilibrio elettrico è espressa da:

$$v_{OA} = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} \quad \text{per } \alpha < \omega t < \pi, \quad (6.12)$$

con una soluzione del tipo (6.3). La stessa situazione si ripete a distanza di 2π .

Per $\omega t = \pi$ la v_{OA} è nulla ($v_{OA} = \mathbf{0}$) e tende a diminuire; appena diventa negativa, il punto C viene a trovarsi ad un potenziale inferiore a O ed il diodo D entra in conduzione, perché direttamente polarizzato. Con “**D-ON**” la tensione sul carico si annulla ($v_c = 0$), il punto C si porta al potenziale di O e, quindi, T_1 viene ad essere contropolarizzato (e si spegne) in quanto $v_c = v_o > v_A$. L’unica maglia in cui è presente corrente è quella nel circuito centrale della fig.6.13 (circuito di free-wheeling). Dalla rete non viene prelevata corrente, cioè $i_1 = i_2 = 0$.

L’equazione di equilibrio elettrico è espressa da:

$$0 = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} \quad \text{per } \pi < \omega t < \pi + \alpha, \quad (6.13)$$

Con una soluzione del tipo 6.11. La fase “**D-ON**” termina in $\pi + \alpha$.

In $\pi + \alpha$ viene inviato un impulso di accensione a T_2 . In tale istante il potenziale di B è maggiore di quello del punto C (che è allo stesso potenziale di O) e, quindi, il tiristore T_2 va in conduzione “**T₂-ON**”. Come conseguenza, il potenziale di C risulta pari a quello del punto B e, pertanto, il diodo D va in interdizione perché inversamente polarizzato. In questa situazione (diagramma di dx in fig.6.13) la tensione e la corrente nel carico risultano rispettivamente pari a: $v_c = v_{OB}$, $i_c = i_2$; si ha ancora che $i_1 = 0$ e, quindi, la corrente di linea è pari a $i_L = -i_2$. Questa condizione si realizza per $\pi + \alpha < \omega t < 2\pi$.

L’equazione di equilibrio elettrico è espressa da:

$$v_{OB} = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} \quad \text{per } \pi + \alpha < \omega t < 2\pi, \quad (6.14)$$

con una soluzione del tipo (6.3). La stessa situazione si ripete a distanza di 2π .

Come si evince dai diagrammi di fig.6.14, la tensione e la corrente sul carico sono unidirezionali, mentre la corrente assorbita dalla rete è alternativa. La mancanza di una componente continua nella corrente assorbita è un vantaggio, sia perché il circuito magnetico del trasformatore di alimentazione può lavorare in condizioni di simmetria della caratteristica magnetica (invece che in dissimmetria, come avviene per i circuiti a ‘semplice semionda’), sia perché le correnti continue sono assolutamente indesiderate sulle reti in alternata.

La corrente nel carico è tendenzialmente una funzione continua del tempo (cfr. diagramma corrispondente in fig.6.14); sovrapposta al valor medio v_i è un’oscillazione, la cui ampiezza è dipendente dalle caratteristiche del carico e dall’angolo di innesco α .

La tensione sul carico, in ciascun intervallo di ampiezza π , è nulla tra 0 e α ed è pari a quella di alimentazione tra α e π .

Sia la tensione, sia la corrente sul carico sono periodiche con periodo pari alla metà di quello della tensione di rete (la frequenza di v_c e i_c è doppia di quella di rete, $f_{\text{carico}} = 2f_{\text{rete}}$).

Il valor medio della tensione sul carico è ricavabile con l’espressione:

$$V_{d,i,\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v_c \, d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_M \sin(\omega t) \, d\omega t = \frac{V_M}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (6.15)$$

La soluzione di regime della corrente si ottiene utilizzando le espressioni del tipo (6.3) e (6.11) quali soluzioni delle equazioni (6.12), (6.13) e (6.14), e, ai fini della determinazione della costante (costanti) di integrazione, si può imporre la condizione di uguaglianza tra i valori di corrente i_c all'inizio e alla fine del periodo, cioè $i_c(0) = i_c(\pi)$.

Ciascun componente comandato viene impulsato una volta nel periodo della tensione

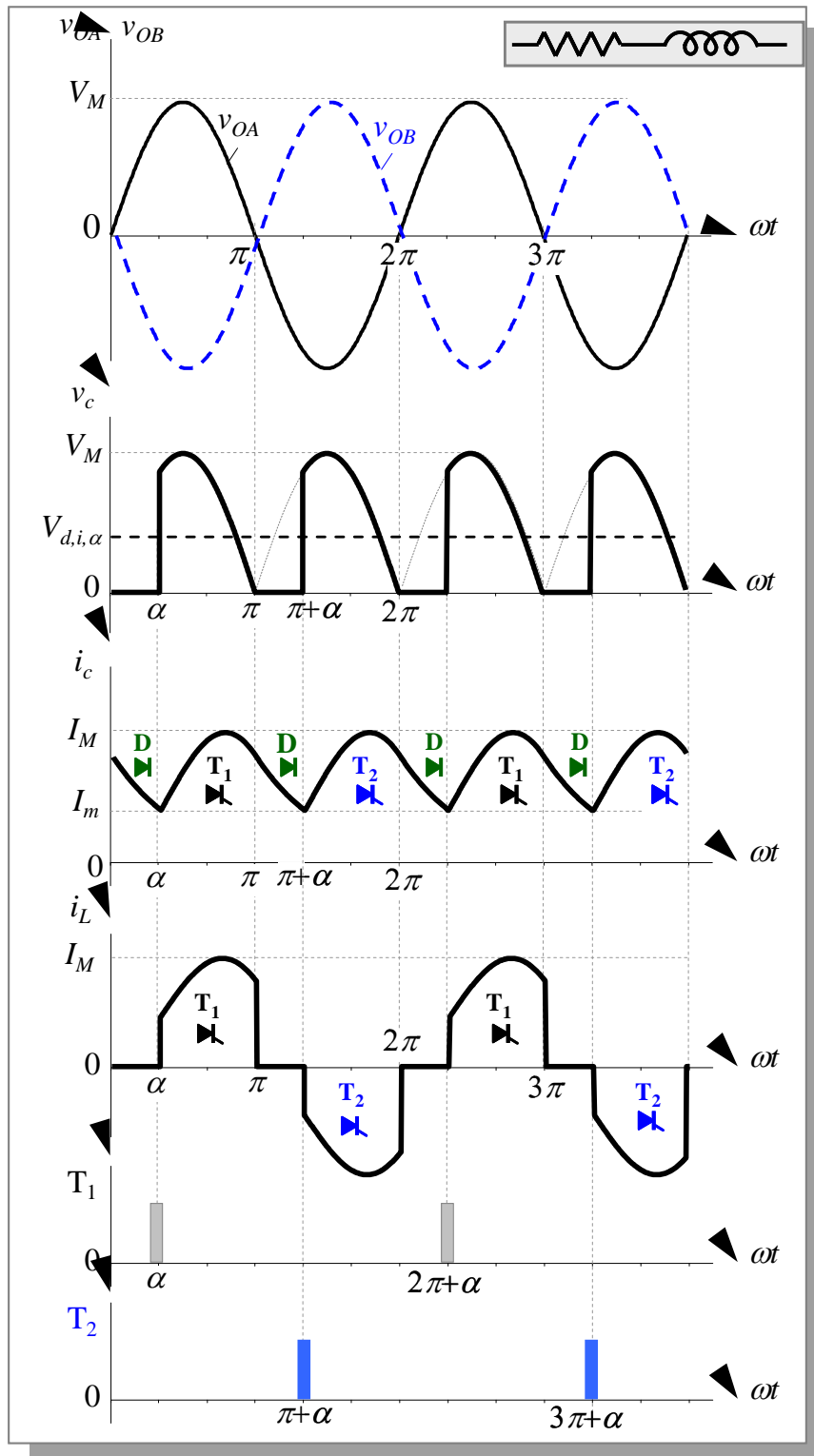


Fig. 6.14 – Andamenti di v_c , i_c , i_L per il circuito di fig. 6.12.

di alimentazione; la frequenza di commutazione è, quindi, pari a quella della rete di alimentazione.

La corrente di rete è pari a quella in T_1 ($i_L=i_1$) quando T_1 è in conduzione, è nulla quando D è in conduzione e si ha $i_L = -i_2$ quando T_2 è in conduzione.

Vi è, inoltre, da notare che, quando T_1 è in conduzione (intervallo $\alpha \rightarrow \pi$), ai capi del tiristore T_2 è applicata la tensione v_{BA} , pari al doppio di quella di alimentazione (cioè $v_{CB}=2v_{AB}$); di questo se ne deve tener conto nella scelta della tensione inversa nominale dei tiristori da impiegare.

Comportamenti analoghi a quelli descritti in questo paragrafo si possono ottenere con circuiti di conversione che non contengono il trasformatore con presa intermedia al secondario.

6.4 – CONVERTITORI C.A./C.C. MONOFASE “A PONTE”

6.4a – PONTE MONOFASE NON CONTROLLATO

Il *ponte monofase non controllato* è un convertitore c.a./c.c. costituito da 4 diodi disposti come in fig.6.15. I diodi D_1 e D_2 hanno il catodo in comune; i diodi D_1' e D_2' hanno l’anodo in comune; il carico è tra i catodi e gli anodi; l’alimentazione in alternata è applicata ai punti A e B di connessione tra le coppie di diodi D_1D_1' e D_2D_2' . Consideriamo valide le ipotesi su introdotte: linea

di alimentazione a potenza infinita, diodi ideali (commutazione istantanea e caduta di tensione nulla in conduzione). Si possono avere due casi:

$$a) v_L > 0 \rightarrow v_A > v_B \rightarrow D_1 \text{ e } D_2' \text{ "ON"}$$

$$b) v_L < 0 \rightarrow v_A < v_B \rightarrow D_2 \text{ e } D_1' \text{ "ON"}$$

Le due condizioni sono evidenziate in fig. 6.16.

Nel caso a) i diodi D_1 e D_2' sono polarizzati direttamente e conducono; di conseguenza, $v_F=v_A$ e $v_G=v_B$ e la tensione sul carico risulta uguale a quella di alimentazione ($v_c=v_L$). Nella rappresentazione di

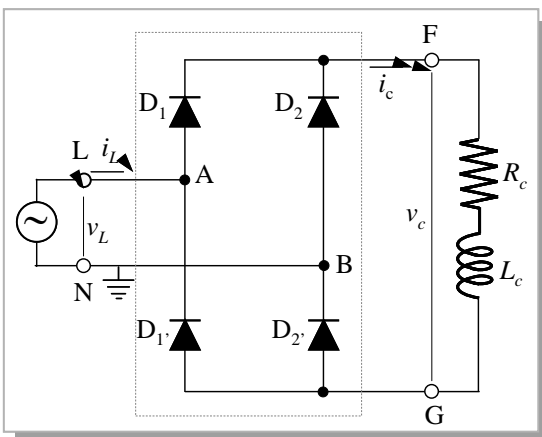


Fig. 6.15 – Ponte monofase non controllato alimentante carico R-L.

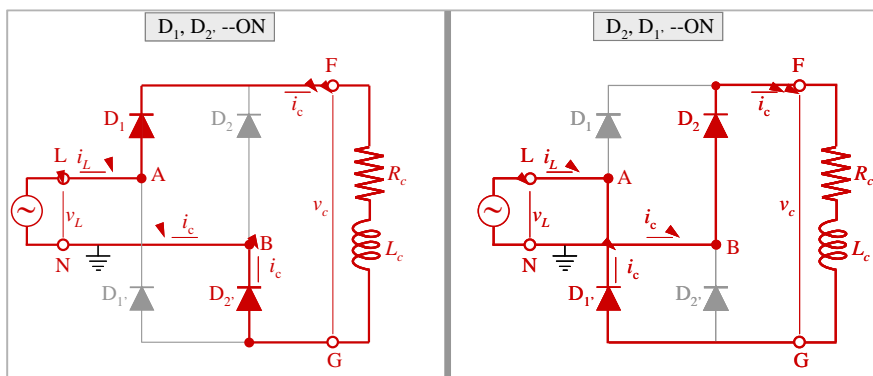


Fig. 6.16 – Stati di conduzione possibili per un ponte monofase non controllato.

fig.6.17 (in cui sono riportati gli andamenti delle grandezze elettriche di interesse in condizioni di funzionamento a regime periodico) ciò avviene per $0 < \omega t < \pi$ e si ripete con periodo 2π . L'equazione di equilibrio elettrico è:

$$v_L = v_{AB} = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} \quad \text{per} \quad 0 + 2k\pi < \omega t < \pi + 2k\pi \quad \text{con} \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (6.16)$$

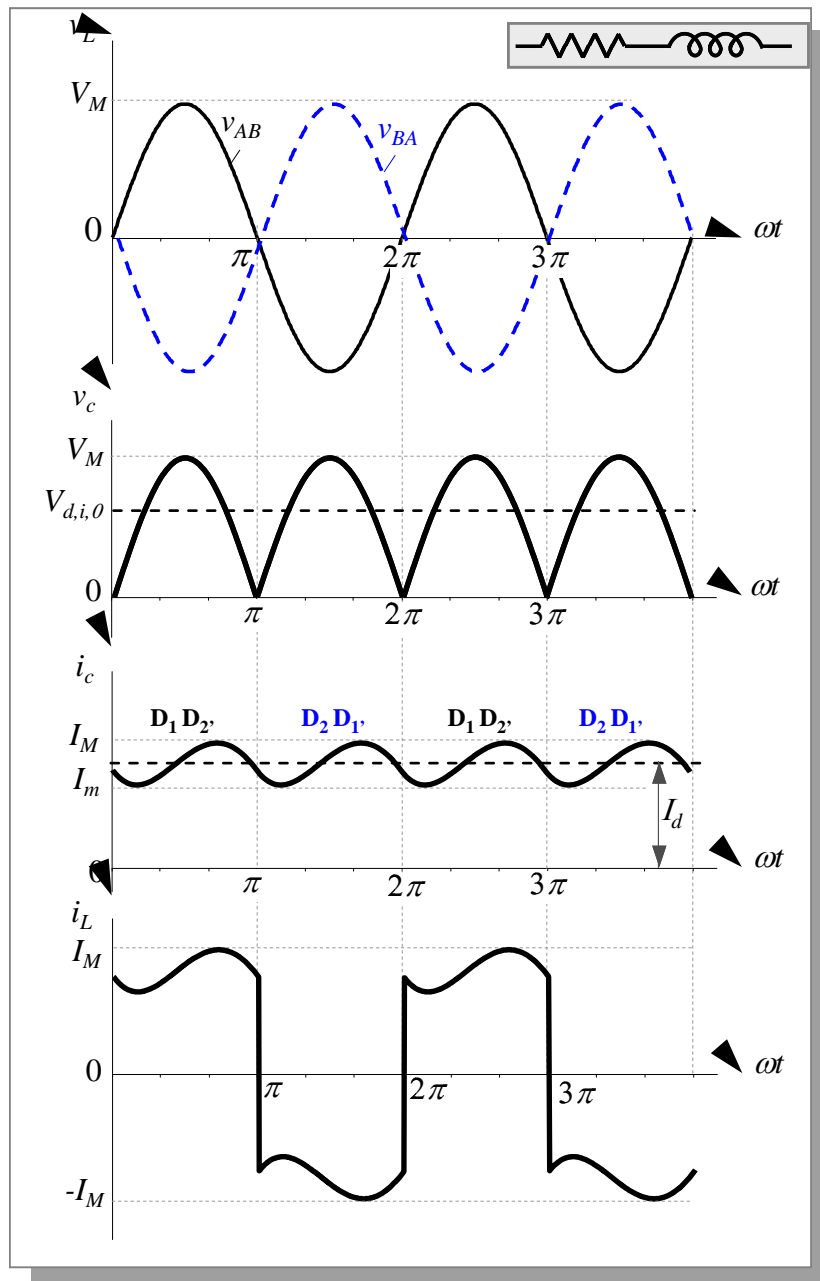


Fig. 6.17 – Andamenti di v_c , i_c , i_L per il ponte monofase a diodi di fig. 6.15.

Caso b). Appena ωt diventa maggiore di π , la tensione di alimentazione v_L diviene negativa e, quindi, $v_B > v_A$. Il diodo D_2 risulta direttamente polarizzato e va in conduzione portando il punto F al potenziale di B e, quindi, determinando lo ‘spegnimento’ di D_1 . Analogamente, partendo dalla condizione in cui D_2 è “on”, il punto G viene ad avere il potenziale di B e, quindi, riesce anche $v_G > v_A$; di conseguenza, il diodo $D_{1'}$ va in conduzione perché direttamente polarizzato. Con $D_{1'}$ in conduzione, G assume il potenziale di A e il diodo D_2 viene ad essere inversamente polarizzato e si

spagne. In definitiva, in π avviene la commutazione tra il circuito di sinistra e quello di destra di fig.6.16; tutti i diodi commutano da acceso a spento (D_1 e D_2) e da spento ad acceso (D_2 e D_1). In 2π si verifica la situazione inversa e il tutto si ripete periodicamente.

Per $\pi < \omega t < 2\pi$ la tensione sul carico è l'opposta di quella di alimentazione ($v_c = -v_L$) e la corrente di alimentazione è l'opposta di quella nel carico ($i_L = -i_c$); sia la tensione v_c sia la corrente i_c di carico risultano essere unidirezionali.

L'equazione di equilibrio elettrico nell'intervallo $\pi < \omega t < 2\pi$ è:

$$-v_L = v_{BA} = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} \quad \text{per} \quad \pi + 2k\pi < \omega t < 2\pi + 2k\pi \quad \text{con} \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (6.17)$$

L'espressione della corrente nel carico può essere dedotta dalla (6.16) o dalla (6.17) in quanto risulta periodica di periodo π . Dalla (6.16) si ha:

$$i_c = A e^{-t/\tau} + \frac{V_M}{Z} \sin(\omega t - \varphi) \quad (6.18)$$

dove $\tau = L_c / R_c$ è la costante di tempo del carico, $Z = \sqrt{R_c^2 + \omega^2 L_c^2}$ e $\varphi = \arctg(\omega L_c / R_c)$.

La costante A della (6.18) può essere ricavata imponendo l'uguaglianza della corrente all'inizio e alla fine del periodo π , cioè:

$$i_c(0) = i_c(\pi) \quad \rightarrow \quad A = \frac{2V_M}{Z} \frac{\sin \varphi}{1 - e^{-\pi/(\omega\tau)}} \quad (6.19)$$

Come è facile dedurre dalla fig.6.17 la tensione sul carico è "raddrizzata" ed il suo valore medio è dato da:

$$\boxed{V_{d,i,0} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi v_c \, d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_M \sin(\omega t) \, d\omega t = \frac{2V_M}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi}} \quad (6.20)$$

in cui V è il valore efficace della tensione alternata di alimentazione. La $V_{d,i,0}$ non dipende dal carico.

La corrente nel carico è ondulata con valore medio pari a:

$$\boxed{I_d = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_c \, d\omega t = \frac{2V_M}{\pi R_c}} \quad (6.21)$$

Come era da attendersi, il valor medio I_d dipende dalla sola resistenza di carico ed è, invece, indipendente dall'induttanza L_c .

La corrente i_c risulta anche 'ondulata', con ondulazione relativa pari a :

$$\xi_i = \frac{\Delta I}{I_d} = \frac{I_M - I_m}{I_d} \quad (6.22)$$

In cui I_M , I_m e I_d rappresentano rispettivamente il valore massimo, minimo e medio della corrente i_c . L'ondulazione della corrente è dipendente dal carico e diminuisce all'aumentare dell'induttanza

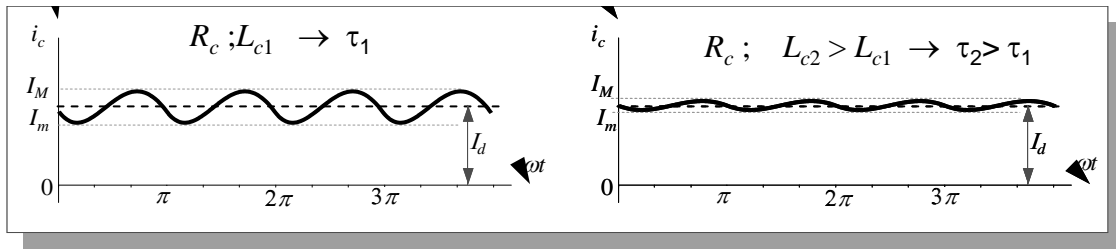


Fig. 6.18 – Andamento della corrente di carico per due valori dell'induttanza L_c , con $L_{c2} > L_{c1}$.

di carico L_c , e, quindi, all'aumentare della costante di tempo di carico $\tau = L_c/R_c$, come è riportato

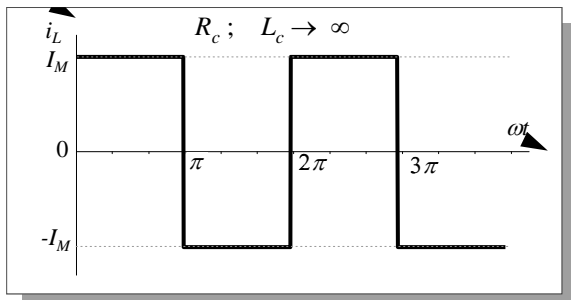


Fig. 6.19 – Corrente di linea per induttanza $L_c \rightarrow \infty$.

nell'esempio di fig.6.18 [la dimostrazione analitica è omessa, perché laboriosa ancorché semplice da effettuarsi].

Al limite, per $L_c \rightarrow \infty$ la corrente di carico i_c è completamente “spianata” o “livellata” e la corrente assorbita dalla linea diventa “rettangolare”, come mostrato esemplificativamente in fig. 6.19.

6.4b – PONTE MONOFASE SEMI-CONTROLLATO

Il ponte monofase semi-controllato è un convertitore c.a./c.c. costituito da 2 diodi e 2 tiristori disposti come in fig.6.20. Il tiristore T_1 e il diodo D_2 hanno il catodo in comune; il tiristore T_1' e il diodo D_2' hanno l'anodo in comune; il carico è tra i catodi e gli anodi; l'alimentazione in alternata è applicata ai punti A e B di connessione tra le coppie di componenti $T_1 T_1'$ e $D_2 D_2'$. Consideriamo valide le ipotesi su introdotte: linea di alimentazione a potenza infinita, diodi e tiristori ideali (commutazione istantanea e caduta di tensione nulla in conduzione).

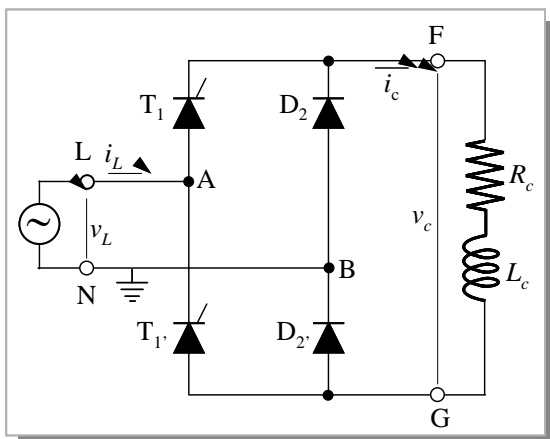


Fig. 6.20 – Ponte monofase semi-controllato alimentante carico R-L.

In un periodo $(0, 2\pi)$ si possono avere tre casi:

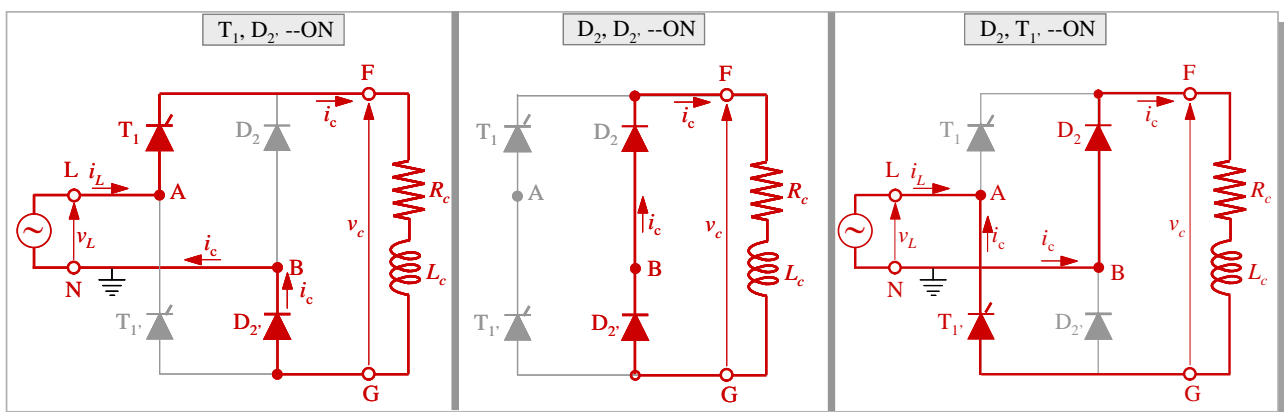


Fig. 6.21 – Stati di conduzione possibili per il ponte monofase semi-controllato di fig.6.20.

- a) T_1 e D_2 : "ON" per $\alpha < \omega t < \pi$ quando $v_L > 0$ (cioè $v_A > v_B$) con T_1 "acceso" in α ;
- b) D_2 e D_2 : "ON" per $\alpha < \omega t < \alpha$ e per $\pi < \omega t < \pi + \alpha$ quando $v_c < 0$;
- c) D_2 e T_1 : "ON" per $\pi + \alpha < \omega t < 2\pi$ quando $v_L < 0$ (cioè $v_A < v_B$) con T_1 "acceso" in $\pi + \alpha$.

Le tre condizioni sono evidenziate in fig. 6.21.

Nel caso a), nell'intervallo $(0, \pi)$ con un certo ritardo α rispetto al passaggio per 0 della tensione v_L viene "impulsato" il tiristore T_1 ; essendo T_1 e D_2 direttamente polarizzati, entrano in conduzione

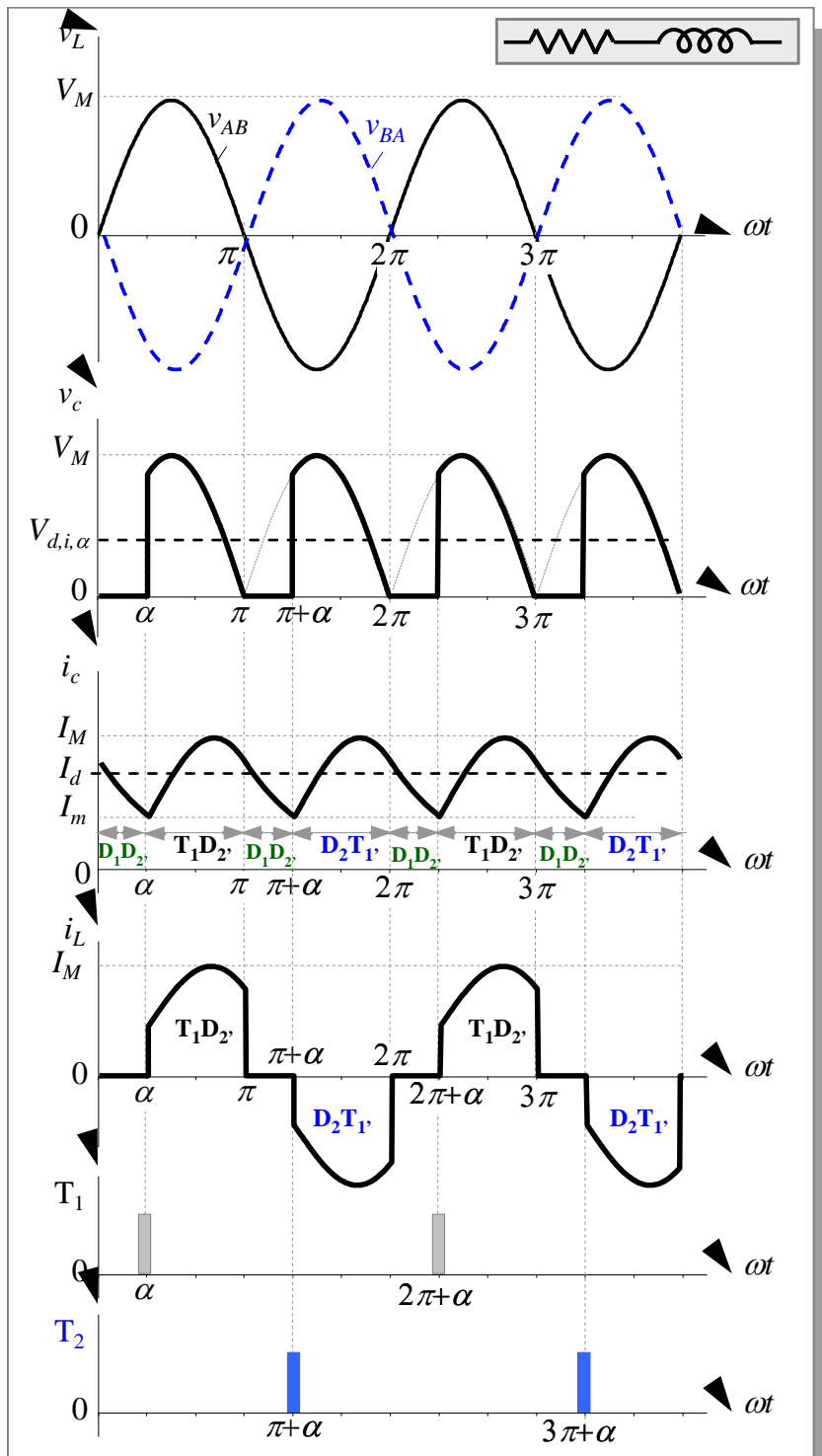


Fig. 6.22 – Andamenti di v_c , i_c , i_L per il ponte monofase semi-controllato di fig. 6.20.

(circuito di sinistra in fig.6.21); di conseguenza, $v_F=v_A$ e $v_G=v_B$ e la tensione sul carico risulta uguale a quella di alimentazione ($v_c=v_L$). Nella rappresentazione di fig.6.22 (in cui sono riportati gli andamenti delle grandezze elettriche di interesse in condizioni di funzionamento a regime periodico) ciò avviene per $\alpha < \omega t < \pi$ e si ripete con periodo 2π . L'equazione di equilibrio elettrico è:

$$v_L = v_{AB} = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} \quad \text{per} \quad 0 + 2k\pi < \omega t < \pi + 2k\pi \quad \text{con} \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (6.23)$$

la cui soluzione è esprimibile come:

$$i_c = A e^{-t/\tau} + \frac{V_M}{Z} \sin(\omega t - \varphi) \quad (6.24)$$

con A costante da determinarsi.

Caso b). Appena ωt diventa maggiore di π , la tensione di alimentazione v_L diviene negativa e, quindi, $v_B > v_A$. Il diodo D_2 risulta direttamente polarizzato e va in conduzione, portando il punto F al potenziale di B e, quindi, determinando lo 'spegnimento' di T_1 . Anche $T_{1'}$ è direttamente polarizzato, ma non entra in conduzione perché non impulsato. Si determina, quindi, il circuito evidenziato nel riquadro centrale della fig.6.21, con D_2 e $D_{2'}$ in conduzione e i tiristori in interdizione; in tale condizione la tensione sul carico v_c diviene nulla, i diodi D_2 e $D_{2'}$ fungono da free-wheeling e l'equazione da considerare è:

$$0 = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} \quad \text{per} \quad \pi + 2k\pi < \omega t < (\pi + \alpha) + 2k\pi \quad \text{con} \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (6.25)$$

La soluzione della (6.25) ha espressione:

$$i_c = i_c(\pi) e^{-(\omega t - \pi)/\omega\tau} \quad (6.26)$$

con $i_c(\pi)$ pari alla corrente nel carico all'istante $\omega t = \pi$.

Caso c). In $(\pi + \alpha)$ viene impulsato il tiristore $T_{1'}$, il quale entra in conduzione perché direttamente polarizzato ($v_G = v_B > v_A$); con $T_{1'}$ acceso, il punto G si porta al potenziale di A e, di conseguenza, il diodo $D_{2'}$ risulta contropolarizzato e va in interdizione. La situazione che si determina è evidenziata nel circuito di destra della fig.6.21.

Per $\pi + \alpha < \omega t < 2\pi$ la tensione sul carico è l'opposta di quella di alimentazione ($v_c = -v_L$) e la corrente di alimentazione è l'opposta di quella nel carico ($i_L = -i_c$); sia la tensione v_c sia la corrente i_c di carico risultano essere unidirezionali.

L'equazione di equilibrio elettrico nell'intervallo $\pi < \omega t < 2\pi$ è:

$$-v_L = v_{BA} = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} \quad \text{per} \quad (\pi + \alpha) + 2k\pi < \omega t < 2\pi + 2k\pi \quad \text{con} \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (6.27)$$

L'espressione della corrente nel carico è la stessa della (6.24) con diverse condizioni iniziali.

Nell'intervallo $(2\pi, 2\pi + \alpha)$ si verifica ancora la conduzione dei due diodi con azzeramento della tensione nel carico (per la periodicità della corrente, la stessa situazione si ha anche per $0 < \omega t < \alpha$).

Da quanto detto e dalla fig.6.22 si evince che la tensione v_c e la corrente i_c nel carico sono unidirezionali e periodiche di periodo π . Hanno, cioè, frequenza doppia di quella di rete.

La costante A della (6.24) può essere ricavata imponendo l'uguaglianza della corrente all'inizio e alla fine del periodo π , imponendo cioè: $i_c(0) = i_c(\pi)$

Il valore medio della tensione sul carico è dato da:

$$V_{d,i,\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi v_c \, d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_\alpha^\pi V_M \sin(\omega t) \, d\omega t = \frac{V_M}{\pi} (1 + \cos \alpha) = V_{d,i,0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (6.28)$$

La $V_{d,i,\alpha}$ non dipende dal carico, è non negativa (varia da 0 a $V_{d,i,0}$), è decrescente da $\alpha=0$ ad $\alpha=\pi$, per $\alpha=0$ coincide con la tensione media $V_{d,i,0}$ del ponte non controllato di fig.6.15.

La corrente nel carico è ondulata, con valore medio dipendente dalla sola resistenza di carico e pari a:

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_c \, d\omega t = \frac{V_{d,i,\alpha}}{R_c} \quad (6.29)$$

Il *fattore di ondulazione* relativa della corrente i_c è definito come nella (6.22) ed è pari a:

$$\xi_i = \frac{\Delta I}{I_d} = \frac{I_M - I_m}{I_d} \quad (6.30)$$

In cui I_M , I_m e I_d rappresentano rispettivamente il valore massimo, minimo e medio della corrente

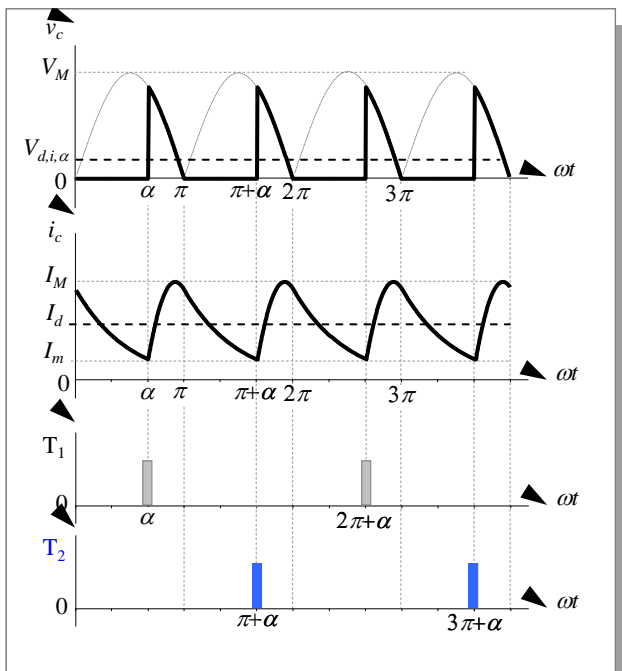


Fig.6.23– Tensione e corrente di carico per $\alpha=120^\circ$ e stessa costante di tempo di carico di fig.6.22.

i_c . L'ondulazione della corrente è dipendente dal carico e diminuisce all'aumentare dell'induttanza di carico L_c , e, quindi, all'aumentare della costante di tempo di carico $\tau=L_c/R_c$ (come già indicato al §.6.4a con riferimento al ponte non controllato e come chiaramente indicato dalla fig. 6.18. L'ondulazione è anche variabile con l'angolo di accensione α : dal confronto delle figg.6.17 e 6.22, realizzate con la stessa costante di tempo del carico, si evince che il fattore di ondulazione della corrente è minore quando $\alpha=0$ rispetto al caso $\alpha=\pi/3$. Tale affermazione è anche confermata dalla fig.6.23, in cui l'angolo α è più grande e pari a $\alpha=2\pi/3$; si nota come diminuisce il valore medio di tensione e come aumenta

l'ondulazione della corrente di carico rispetto al suo valore medio I_d .

Infine, in un ponte monofase semi-controllato, se ipotizziamo un carico con elevata costante di tempo (al limite $L_c \rightarrow \infty$), la corrente di carico i_c è completamente "livellata" e la corrente assorbita dalla linea diventa "rettangolare", come mostrato in fig. 6.24 per $\alpha=\pi/3$.

In alternativa allo schema di fig.6.20, il circuito di fig.6.25 rappresenta un'ulteriore possibilità di realizzazione di ponte monofase semi-controllato. I due tiristori sono disposti in maniera diversa ed è presente un ulteriore diodo D_3 , che ha la funzione di free-wheeling svolta dai diodi D_2 e D_2' del circuito di fig.6.20. Gli andamenti di tensione sul carico, corrente di carico e corrente di linea sono gli stessi di fig. 6.22 e pertanto non sono riportati nuovamente.

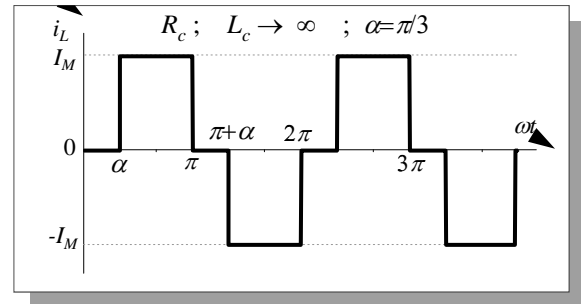
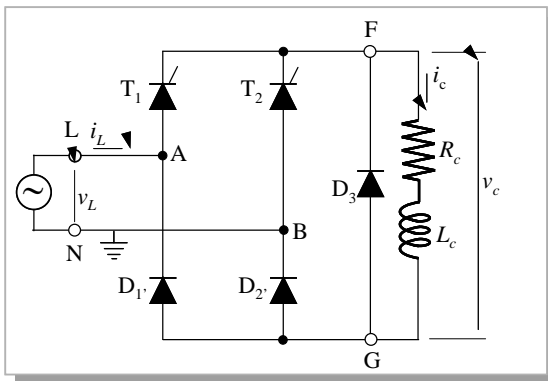


Fig. 6.24 – Corrente di linea per induttanza $L_c \rightarrow \infty$, per ponte monofase semi-controllato.

Fig. 6.25 – Ponte monofase semi-controllato. Configurazione circuitale alternativa.

6.4c – PONTE MONOFASE TOTAL- CONTROLLATO

Il *ponte monofase total-controllato* (o “*interamente controllato*”) è un convertitore c.a./c.c.

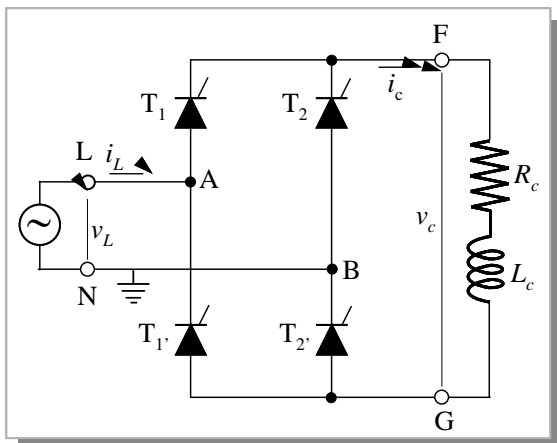


Fig. 6.26 – Ponte monofase total-controllato alimentante carico R-L.

costituito da 4 tiristori disposti come in fig.6.26. I tiristori T_1 e T_2 hanno il catodo in comune; i tiristori T_1' e T_2' hanno l'anodo in comune; il carico è tra i catodi e gli anodi; l'alimentazione in alternata è applicata ai punti A e B di connessione tra le coppie di componenti $T_1 T_1'$ e $D_2 D_2'$.

Consideriamo valide le ipotesi su introdotte: linea di alimentazione a potenza infinita, tiristori ideali (commutazione istantanea e caduta di tensione nulla in conduzione).

In un periodo $(0, 2\pi)$ si possono avere due stati di conduzione:

- a) T_1 e T_2' “ON” per $\alpha < \omega t < \pi + \alpha$, con T_1 “acceso” in α quando $v_L > 0$ (cioè $v_A > v_B$);
- b) T_2 e T_1' “ON” per $\pi + \alpha < \omega t < 2\pi + \alpha$, con T_1' “acceso” in $\pi + \alpha$, quando $v_L < 0$ (cioè $v_A < v_B$).

Le due condizioni sono evidenziate in fig. 6.26.

Nel caso *a*), nell'intervallo $(0, \pi)$ con un certo ritardo α rispetto al passaggio per 0 della tensione v_L vengono "impulsati" contemporaneamente i tiristori T_1 e T_2' ; essendo T_1 e T_2' direttamente polarizzati, entrano in conduzione (circuito di sinistra in fig.6.27); di conseguenza, $v_F=v_A$ e $v_G=v_B$ e la tensione sul carico risulta uguale a quella di alimentazione ($v_c=v_L$). Nella rappresentazione di fig.6.28 (in cui sono riportati gli andamenti delle grandezze elettriche di interesse in condizioni di

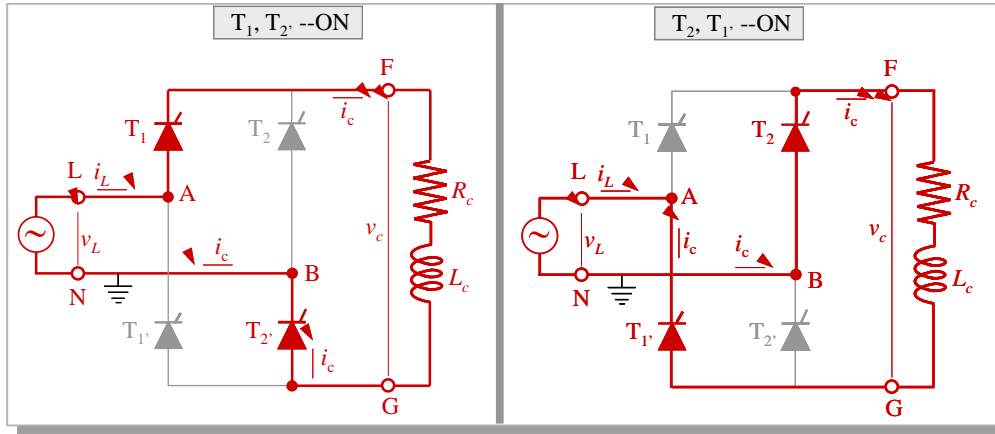


Fig. 6.27 – Stati di conduzione possibili per il ponte monofase total-controllato di fig.6.25.

funzionamento a regime periodico) ciò avviene per $\alpha < \omega t < \pi + \alpha$ e si ripete con periodo 2π .

L'equazione di equilibrio elettrico è:

$$v_L = v_{AB} = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} \quad \text{per} \quad 0 + 2k\pi < \omega t < \pi + 2k\pi \quad \text{con} \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (6.31)$$

la cui soluzione è esprimibile come:

$$i_c = A e^{-t/\tau} + \frac{V_M}{Z} \sin(\omega t - \varphi) \quad (6.32)$$

con A costante da determinarsi.

Quando ωt diventa maggiore di π , la tensione di alimentazione v_L diviene negativa, ma la presenza di corrente di valore decrescente nel carico fa sì che $v_F > v_G$ e, quindi, T_1 e T_2' restano direttamente polarizzati e, quindi, permangono in conduzione.

Supponiamo che la corrente nel carico non si annulli prima di $\omega t = \pi + \alpha$ (in caso contrario, se la corrente si annulla in $\omega t = \pi + \beta$, con $\beta < \alpha$, i tiristori T_1 e T_2' vanno in interdizione e la corrente risultante sul carico risulta "intermittente"); supponiamo, cioè, di essere in conduzione "continua".

Caso b). In $(\pi + \alpha)$ vengono impulsati contemporaneamente i tiristori T_2 e T_1' , i quali entrano in conduzione perché direttamente polarizzati (dall'essere $v_B > v_A$, T_2 è direttamente polarizzato; dall'essere $v_G = v_B > v_A$, T_1' è direttamente polarizzato). Con T_2 acceso, il punto F si porta al potenziale di B e, quindi, il tiristore T_1 viene ad essere contropolarizzato e si spegne; con T_1' acceso, il punto G si porta al potenziale di A e, di conseguenza, il tiristore T_2' risulta contropolarizzato e va in interdizione. La situazione che si determina è evidenziata nel circuito di destra della fig.6.26.

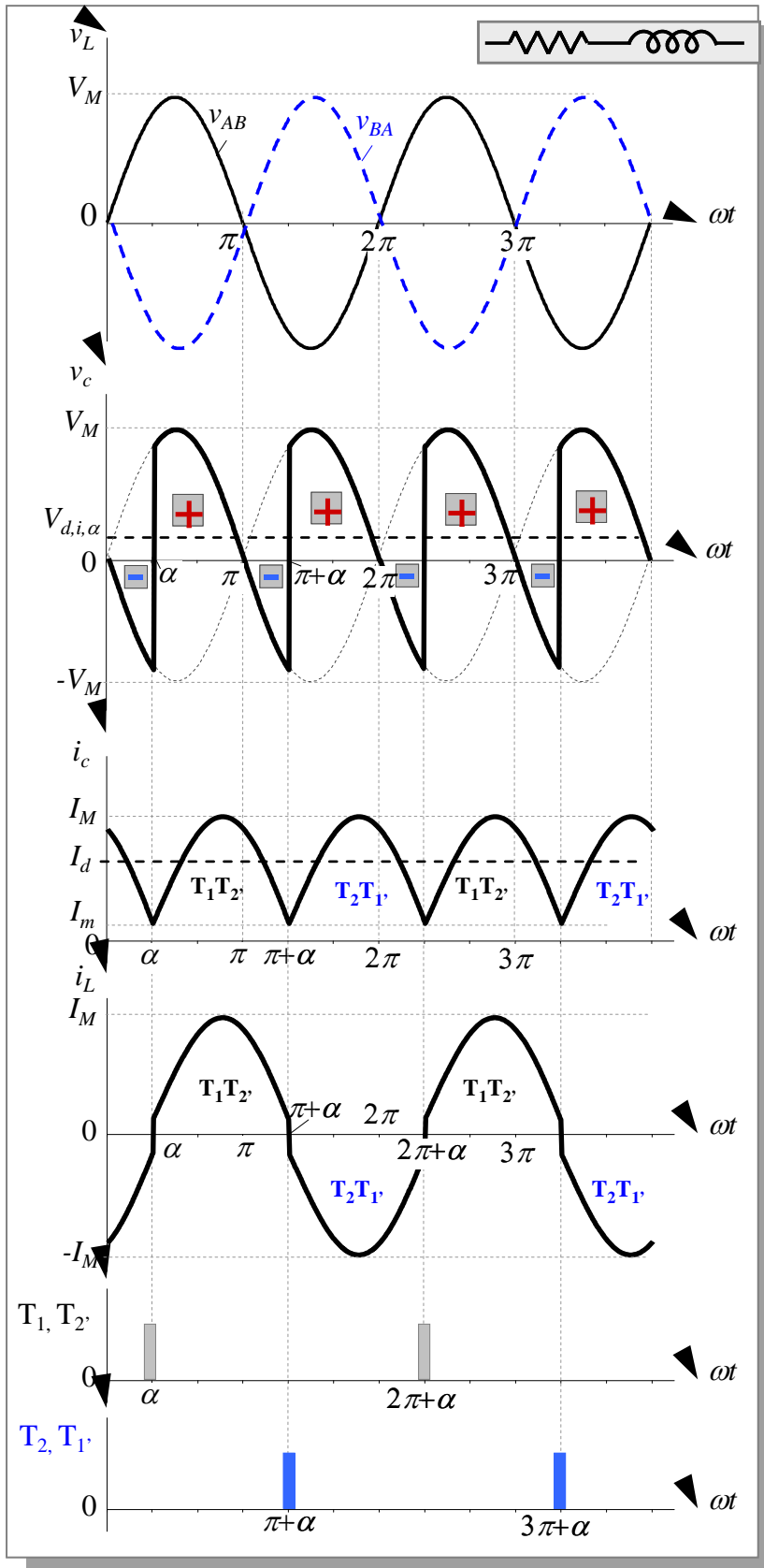


Fig. 6.28 – Andamenti di v_c , i_c , i_L per il ponte monofase total-controllato di fig. 6.26.

Per $\pi + \alpha < \omega t < 2\pi + \alpha$ la tensione sul carico è l'opposta di quella di alimentazione ($v_c = -v_L$) e la corrente di alimentazione è l'opposta di quella nel carico ($i_L = -i_c$). A differenza dello schema a

ponte semi-controllato proposto in fig.6.20 e in fig.6.25, la tensione v_c sul carico può assumere valori positivi e negativi, mentre la corrente i_c di carico risulta ancora essere unidirezionale.

L'equazione di equilibrio elettrico nell'intervallo $\pi + \alpha < \omega t < 2\pi + \alpha$ è:

$$-v_L = v_{BA} = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} \quad \text{per } (\pi + \alpha) + 2k\pi < \omega t < (2\pi + \alpha) + 2k\pi \quad \text{con } k = 0, 1, 2, \dots \quad (6.33)$$

L'espressione della corrente nel carico è la stessa della (6.32) con diverse condizioni iniziali.

Per la periodicità della corrente, ciò che si ha nell'intervallo $(2\pi, 2\pi + \alpha)$ si verifica anche per $0 < \omega t < \alpha$.

Da quanto detto e dalla fig.6.28 si evince che la tensione v_c e la corrente i_c nel carico sono periodiche di periodo π ; hanno, cioè, frequenza doppia di quella di rete.

La costante A della (6.32) può essere ricavata imponendo l'uguaglianza della corrente all'inizio e alla fine di un periodo π , imponendo cioè: $i_c(\alpha) = i_c(\pi + \alpha)$. Riesce:

$$A = \frac{2V_M}{Z} \frac{\sin(\varphi - \alpha) e^{\alpha/(\omega\tau)}}{1 - e^{-\pi/(\omega\tau)}}$$

Il valore medio della tensione sul carico è dato da:

$$V_{d,i,\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi v_c \, d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_\alpha^{\pi+\alpha} V_M \sin(\omega t) \, d\omega t = \frac{2V_M}{\pi} \cos \alpha = V_{d,i,0} \cos \alpha \quad (6.34)$$

Nel caso esaminato di conduzione "continua" la $V_{d,i,\alpha}$ non dipende dal carico; è positiva per $\alpha < \pi/2$, è nulla per $\alpha = \pi/2$ ed è negativa per $\pi/2 < \alpha < \pi$ (varia da $-V_{d,i,0}$ a $V_{d,i,0}$); per $\alpha = 0$ coincide con la tensione media $V_{d,i,0}$ del ponte non controllato di fig.6.15.

La corrente nel carico è ondulata, con valore medio dipendente dalla sola resistenza di carico e pari a:

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_c \, d\omega t = \frac{V_{d,i,\alpha}}{R_c} \quad (6.35)$$

Il *fattore di ondulazione* della corrente i_c è definito come nella (6.22) ed è pari a:

$$\xi_i = \frac{\Delta I}{I_d} = \frac{I_M - I_m}{I_d} \quad (6.36)$$

In cui I_M , I_m e I_d rappresentano rispettivamente il valore massimo, minimo e medio della corrente i_c . L'ondulazione della corrente è dipendente dal carico e diminuisce all'aumentare dell'induttanza di carico L_c , e, quindi, all'aumentare della costante di tempo di carico $\tau = L_c/R_c$ (come già indicato al §.6.4a con riferimento al ponte non controllato e come chiaramente indicato dalla fig.6.18. L'ondulazione è anche variabile con l'angolo di accensione.

In un ponte monofase total-controllato, se ipotizziamo un carico con elevata costante di tempo (al limite $L_c \rightarrow \infty$), la corrente di carico i_c è completamente "livellata" e la corrente assorbita dalla linea diventa "rettangolare", con andamento identico a quello in fig.6.19.

6.5 – CONVERTITORI C.A./C.C. A PONTE TRIFASE

6.5a – PONTE TRIFASE NON CONTROLLATO

Il *ponte trifase non controllato* è un convertitore c.a./c.c. costituito da 6 diodi disposti come in fig.6.29. I diodi D_1 , D_2 e D_3 hanno il catodo in comune; i diodi $D_{1'}$, $D_{2'}$ e $D_{3'}$ hanno l'anodo in

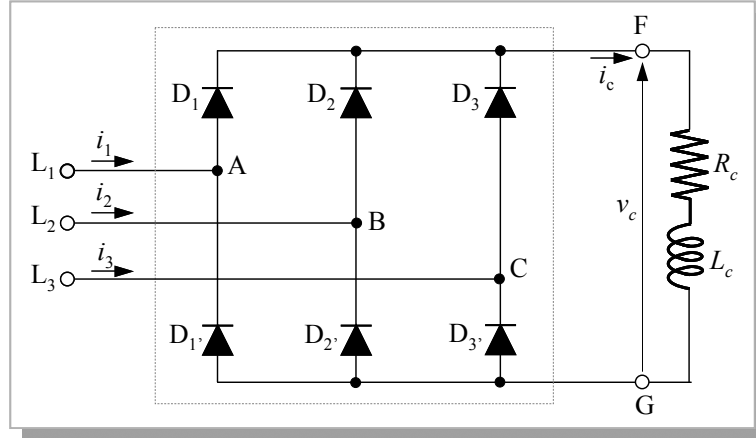


Fig. 6.29 – Ponte trifase non controllato.

comune; il carico è tra i catodi (punto F) e gli anodi (punto G); l'alimentazione in alternata applicata ai punti A, B e C di connessione tra le coppie di componenti della stessa "gamba" o "fase" $D_1D_{1'}$, $D_2D_{2'}$ e $D_3D_{3'}$. Oltre alle ipotesi precedentemente introdotte (linea di alimentazione a potenza infinita, diodi ideali) si può ritenere che è l'alimentazione è sinusoidale, ed è costituita da un sistema trifase simmetrico di tensione, a frequenza f .

In un periodo $(0, 2\pi)$ si possono avere 6 diversi modi di conduzione, singolarmente rappresentati in fig.6.30, ciascuno caratterizzato dalla conduzione di una coppia di diodi, uno appartenente alla terna superiore e uno alla terna inferiore di fig.6.29 e situati su due "gambe" diverse. La successione

Tab. 6.I – Successione degli stati di conduzione e delle tensioni applicate

| n . | Diodi in conduzione | Tensione applicata al carico |
|-------|---------------------|------------------------------|
| 1 | D_1 e $D_{2'}$ | V_{AB} |
| 2 | D_1 e $D_{3'}$ | V_{AC} |
| 3 | D_2 e $D_{3'}$ | V_{BC} |
| 4 | D_2 e $D_{1'}$ | V_{BA} |
| 5 | D_3 e $D_{1'}$ | V_{CA} |
| 6 | D_3 e $D_{2'}$ | V_{CB} |

ordinata degli stati di conduzione è riportata in tab.6.I, in cui sono anche riportate la tensione applicata al carico in corrispondenza di ciascun stato di conduzione. [è possibile anche una successione ordinata in senso inverso $D_1D_{3'}$, $D_1D_{2'}$, $D_3D_{2'}$, $D_3D_{1'}$, $D_2D_{1'}$, $D_2D_{3'}$].

Per simmetria, ciascuna configurazione di conduzione ha la durata di $2\pi/6$ (cioè 60°). Si può notare che, in un periodo della tensione di alimentazione, ciascun diodo rimane in conduzione per 120° consecutivi, nell'ambito dei quali è possibile riconoscere due diversi intervalli di 60° .

Nella colonna di sinistra di figura 6.30 sono rappresentati dei modi di conduzione corrispondenti all'applicazione delle tensioni, costituenti la terna di tensioni concatenate simmetriche della rete di alimentazione, con sfasamento reciproco di 120° . Nella colonna di destra le tensioni applicate sono le opposte delle precedenti, cioè V_{AC} , V_{BA} , V_{CB} , e rappresentano anch'esse una terna simmetrica di tensioni con sfasamento reciproco di 120° . In definitiva, le 6 tensioni applicate in successione (cfr.

Tab.6.I e fig.6.30) costituiscono un sistema esafase, con 60° di sfasamento reciproco, come indicato

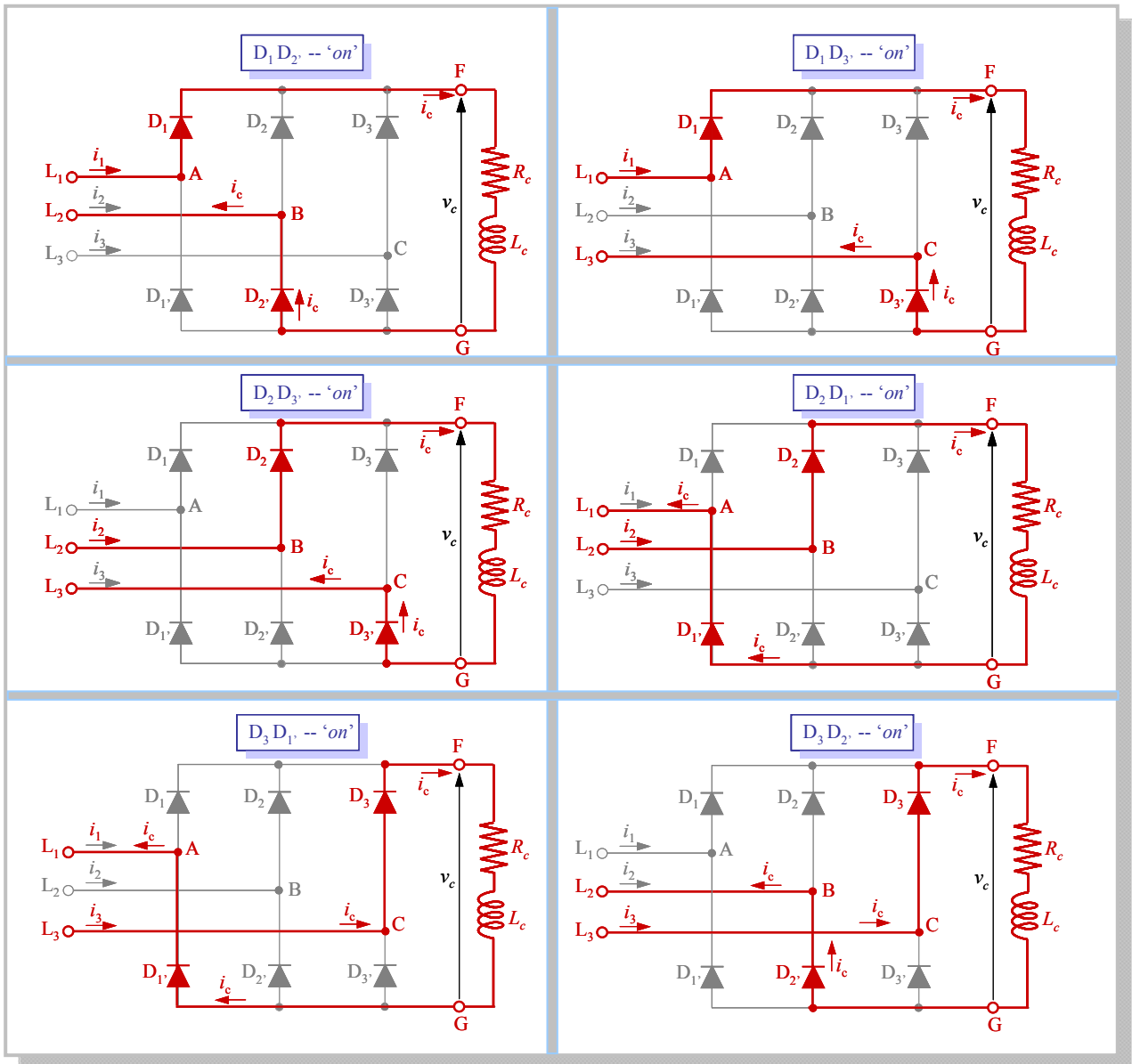


Fig. 6.30– Stati di conduzione possibili per il ponte trifase non controllato di fig.6.29.

nel diagramma in alto della fig.6.31.

Con riferimento a condizioni di funzionamento a regime periodico (trascurando, cioè, il transitorio iniziale di avvio del convertitore), l'analisi del funzionamento del ponte in oggetto può essere condotta a partire dal punto P_1 nel diagramma della $v_c(\omega t)$ di fig.6.31, il quale corrisponde all'intersezione tra le tensioni concatenate V_{CB} e V_{AB} . Immediatamente dopo P_1 , i diodi D_1 e $D_{2'}$ risultano direttamente polarizzati ed entrano in conduzione [caso $D_1 D_{2'}$ -“on” in fig. 6.30], e per i 60° successivi la tensione v_{AB} è prevalente rispetto a tutte le altre. Con D_1 in conduzione, il punto F è al potenziale di A e, quindi, sia D_2 sia $D_{3'}$ risultano inversamente polarizzati, in quanto $v_{BF} = v_{BA}$ e $v_{CF} = v_{CA}$ sono negative. Analogamente con $D_{2'}$ in conduzione, sia $D_{1'}$, sia $D_{3'}$ sono inversamente polarizzati, in quanto il punto G è al potenziale di B e, di conseguenza, $v_{GC} = v_{BC}$ e $v_{GA} = v_{BA}$ sono negative.

In questo intervallo di 60° (compreso tra i punti P_1 e P_2 di fig. 6.31), la tensione applicata al carico risulta pari alla v_{AB} :

$$v_c = v_{AB}$$

e, per la determinazione della corrente di carico i_c può essere fatto riferimento all'equazione di equilibrio elettrico:

$$v_{AB} = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} \quad \text{per} \quad \frac{\pi}{3} + 2k\pi < \omega t < \frac{2\pi}{3} + 2k\pi \quad \text{con} \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (6.37)$$

la cui soluzione è esprimibile come:

$$i_c = A e^{-t/\tau} + \frac{V_M}{Z} \sin(\omega t - \varphi) \quad (6.38)$$

con A costante da determinarsi imponendo la condizione di uguaglianza del valore della corrente i_c all'inizio e alla fine dell'intervallo di conduzione considerato, che è poi il periodo della tensione e della corrente di carico.

$$\text{Posto: } i_c(\pi/3) = i_c(2\pi/3) \quad \rightarrow \quad A = \frac{V_M}{Z} \frac{\sin \varphi}{e^{-\pi/3\omega\tau} (1 - e^{-\pi/3\omega\tau})} \quad (6.39)$$

A partire da $\omega t = 2\pi/3$ (punto P_2 in fig. 6.32), la tensione v_{AC} diventa maggiore della v_{AB} e la v_{BC} diventa positiva, mandando in conduzione il diodo D_3 ; con D_3 "on", il punto G di fig. 6.30 si porta al potenziale di C e, di conseguenza, il diodo D_2 risulta contropolarizzato e si spegne. E' avvenuta, quindi, *naturalmente* la commutazione da D_2 a D_3 . Lo stato di conduzione di D_1 e D_3 perdura per un intervallo di 60° nel quale $v_c = v_{AC}$. La corrente nel carico ha lo stesso comportamento dell'intervallo precedente, in quanto la tensione applicata nell'intervallo ha un andamento analogo.

Proseguendo, si può notare che, a partire dal punto P_3 , la $v_{BC} > v_{AC}$ e la v_{BA} diventa positiva. Siccome il punto F si trova al potenziale di A, dall'essere $v_{BA} > 0$, si ha che il diodo D_2 risulta direttamente polarizzato ed entra in conduzione, portando il punto F al potenziale di B. Di conseguenza, D_1 risulta polarizzato inversamente e si spegne. Di fatto è avvenuta la commutazione da D_1 a D_2 .

Continuando, può essere agevolmente verificato che, al termine di ogni intervallo di 60° , si ha la *commutazione di un diodo* (della terna superiore o di quella inferiore) e si vengono a trovare in conduzione i due diodi che consentono l'applicazione al carico della tensione concatenata di valore più elevato tra le sei a disposizione.

La tensione risultante sul carico v_c è riportata nel secondo diagramma della fig. 6.31; ha periodo pari ad $1/6$ di quello della tensione di alimentazione e valore massimo pari a quello della rete, con un'ampiezza di oscillazione decisamente inferiore a quella di un ponte monofase.

Il valore medio della tensione sul carico può essere determinato mediante la relazione:

$$V_{d,i,0} = \frac{1}{(\pi/3)} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} v_c \, d\omega t = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} V_M \sin(\omega t) \, d\omega t = \frac{3V_M}{\pi} = \frac{3\sqrt{2}V}{\pi} \quad (6.40)$$

in cui V è il valore efficace della tensione alternata di alimentazione. La $V_{d,i,0}$ non dipende dal carico.

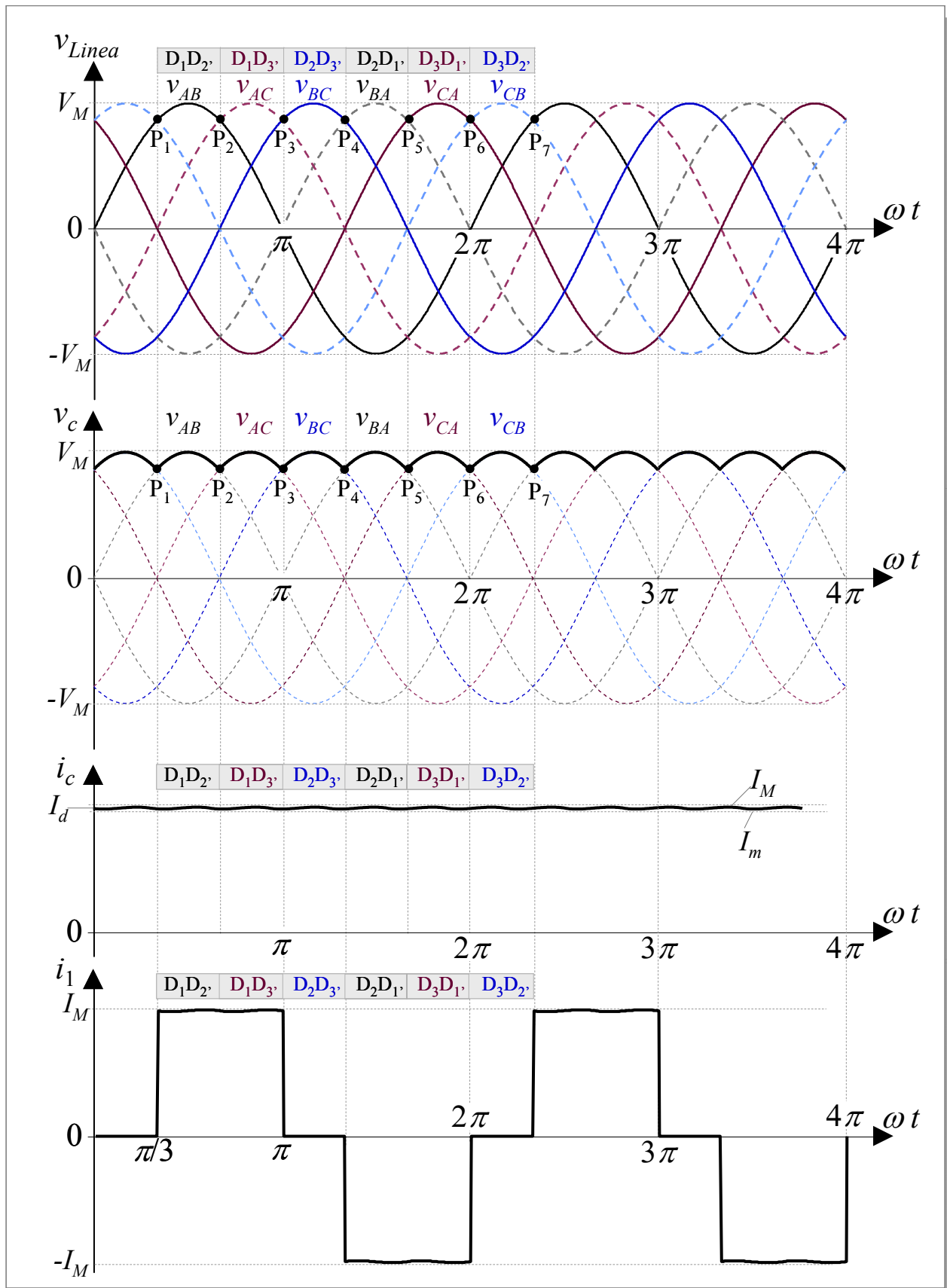


Fig. 6.31 – Andamento di v_c , i_c e della corrente di una fase di linea per il ponte trifase non controllato di fig.6.29.

La corrente nel carico è ondulata con valore medio pari a:

$$I_d = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} i_c \, d\omega t = \frac{3V_M}{\pi R_c} \quad (6.41)$$

Dalla comparazione dell'andamento della corrente di carico per il ponte trifase e per quello monofase del paragrafo precedente (con lo stesso valore della costante di tempo del carico) si evince chiaramente il maggiore "spianamento" del circuito trifase, determinato sia dal fatto che la tensione sul carico v_c è meno ondulata, sia dalla maggiore frequenza della tensione v_c stessa (pari a 6 volte la frequenza di rete per il ponte trifase e a 2 volte quella di rete per il caso monofase).

L'andamento della corrente di linea di una fase è riportato nel diagramma in basso della fig.6.31 ed è pseudo-rettangolare con evidenti simmetrie.

In fig.6.32 sono riportati gli andamenti delle stesse grandezze di fig.6.31 con un carico diverso, avente costante di tempo pari ad $\frac{1}{4}$ di quella relativa ai diagrammi della fig.6.31; il comportamento

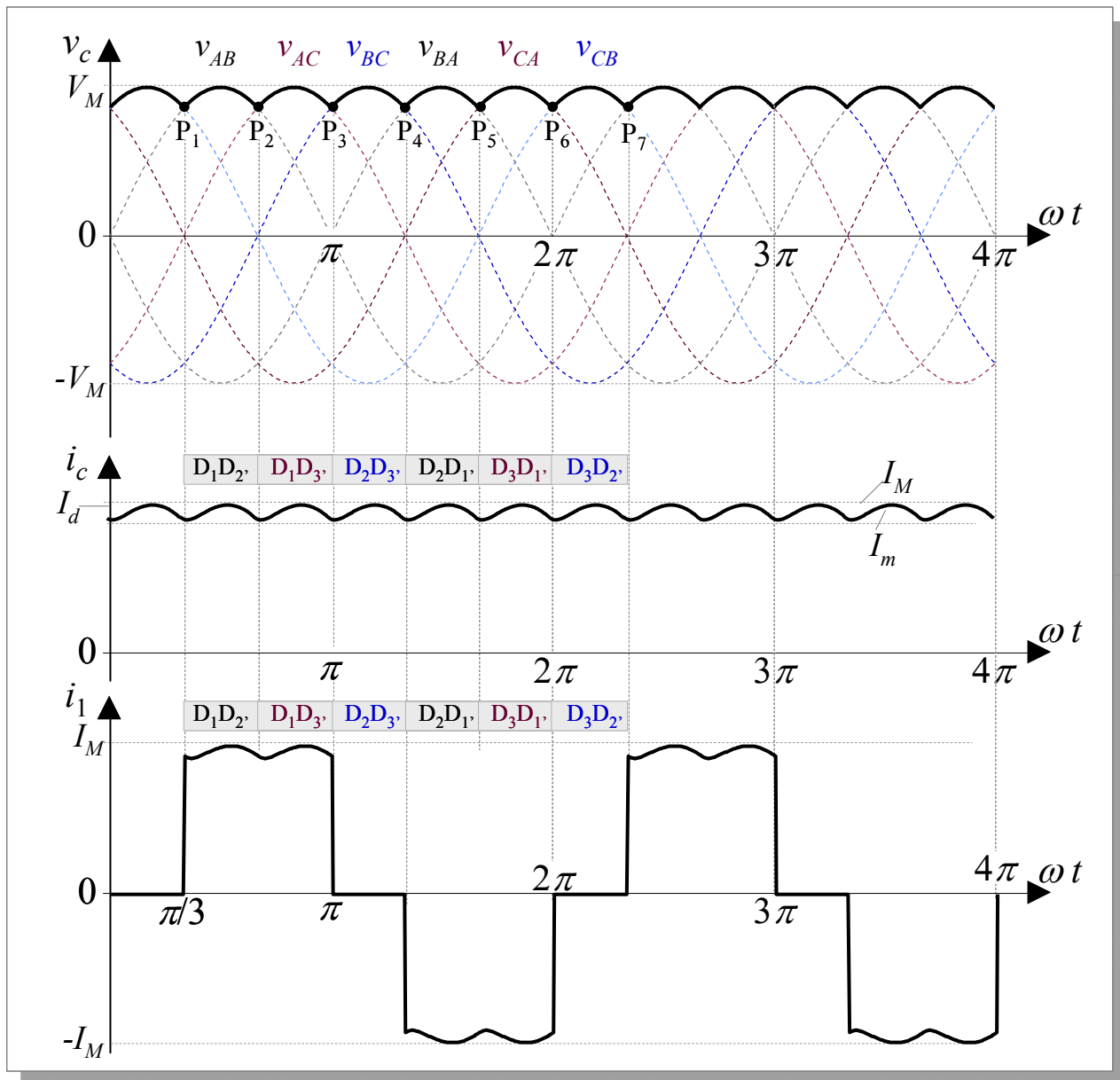


Fig. 6.32 – Andamento di v_c , i_c e della corrente di fase per il ponte trifase non controllato con costante di tempo del carico pari a $\frac{1}{4}$ del caso in fig.6.31.

è analogo al caso precedente; si nota soltanto una maggiore ondulazione della corrente di carico che si riflette anche nella corrente di linea.

6.5b – PONTE TRIFASE SEMI-CONTROLLATO

Il *ponte trifase semi-controllato* è un convertitore c.a./c.c. costituito da 3 tiristori e 3 diodi disposti a ponte e da un diodo di free-wheeling, come rappresentato in fig.6.33. I tiristori T_1, T_2, T_3 e il diodo D hanno il catodo in comune; i diodi D_1, D_2 e D_3 , hanno l'anodo in comune; il carico è tra i catodi (punto F) e gli anodi (punto G); l'alimentazione in alternata è applicata ai punti A, B e C di connessione tra le coppie di componenti della stessa "gamba" o "fase" T_1D_1, T_2D_2 e T_3D_3 . Sono

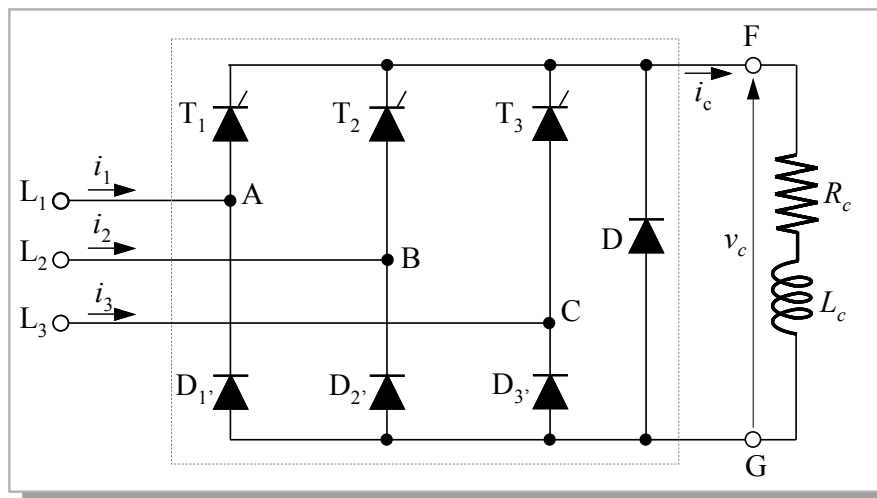


Fig. 6.33 – Schema di un ponte trifase semi-controllato con diodo di ricircolo.

assunte le ipotesi già precedentemente introdotte: linea di alimentazione a potenza infinita, tiristori e diodi ideali, commutazione ideale, alimentazione sinusoidale e costituita da un sistema trifase simmetrico di tensione, a pulsazione $\omega=2\pi f$.

Come già indicato per il ponte trifase non controllato, sono da prendere in considerazione le 6 tensioni concatenate del diagramma superiore della figura 6.34, ciascuna delle quali è sfasata di 60° rispetto alla precedente ed alla seguente. I tiristori T_1, T_2 e T_3 sono comandati in accensione con un impulso ritardato di un certo angolo α rispetto all'intersezione di due tensioni concatenate successive.

Per il funzionamento del ponte semi-controllato si possono distinguere due casi, a seconda che l'angolo di accensione α sia minore o maggiore di 60° .

Caso a): $\alpha \leq \pi/3$.

Con riferimento alla fig.6.34, a partire dal punto P_0 di intersezione tra le tensioni concatenate v_{CB} e v_{AB} , si assume un angolo di ritardo di accensione $\alpha \leq \pi/3$. Il tiristore T_1 e il diodo D_2 , sono direttamente polarizzati ed entrano in conduzione (punto P_1 in figura), alimentando il carico con la tensione v_{AB} (cioè $v_c=v_{AB}$). Con T_1 e D_2 , "on", il punto F si porta al potenziale di A e il punto G al potenziale di B; di conseguenza, i diodi D_1 e D_3 , si trovano ad essere polarizzati inversamente in quanto v_{BC} e v_{BA} sono entrambe negative. Questa situazione dura fino al punto P_2 , cioè per un

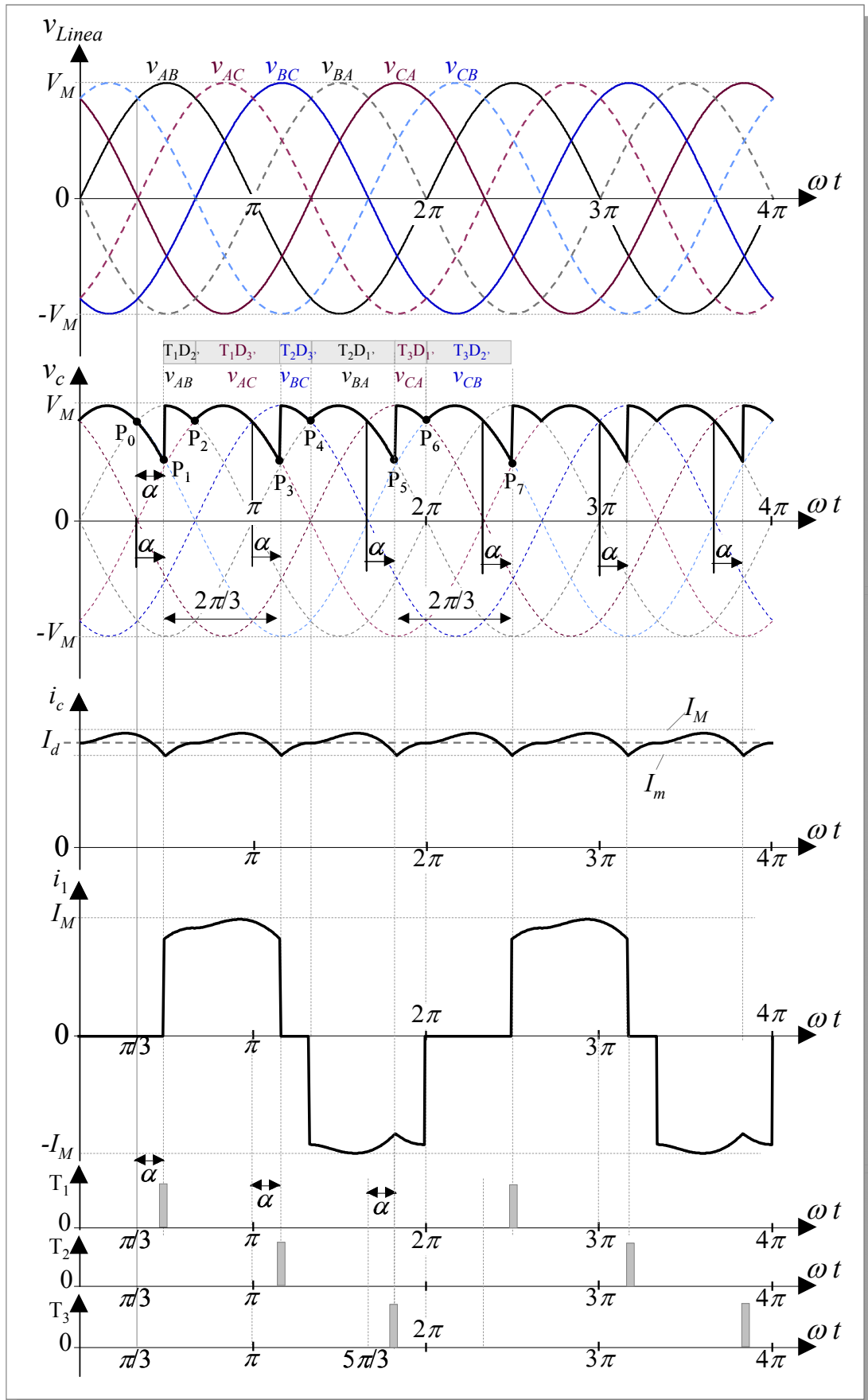


Fig. 6.34 – Andamento di v_c , i_c e della corrente di una fase di linea per il ponte trifase semi-controllato di fig.6.33, per $\alpha \leq \pi/3$.

intervallo di ωt di ampiezza $(\pi/3 - \alpha)$. A partire da P_2 , la tensione v_{AC} diventa maggiore di v_{AB} e la v_{CB}

diventa negativa. E' esattamente la stessa situazione che è stata esaminata nel caso del ponte non controllato. Infatti, conseguenza del fatto che $v_{CB} < 0$, il diodo $D_{3'}$ viene ad essere direttamente polarizzato ed entra in conduzione, portando il punto G al potenziale di C e, quindi, polarizzando inversamente $D_{2'}$, che si spegne. In P_2 , cioè, si ha la commutazione tra $D_{2'}$ e $D_{3'}$ e la tensione applicata al carico viene ad essere v_{AC} .

A partire da P_2 , dopo $\pi/3$ continua a perdurare lo stato di conduzione $T_1 D_{3'}$, in quanto, pur essendo direttamente polarizzato, T_2 non viene subito impulsato. In maniera analoga al tiristore T_1 nel precedente intervallo, il tiristore T_2 viene acceso con un ritardo α a partire dall'intersezione della v_{AC} e della v_{BC} (punto P_3 in fig.6.34). Entrando in conduzione T_2 , il tiristore T_1 si trova ad essere contropolarizzato e si spegne. In P_3 , cioè, si ha la commutazione tra T_1 e T_2 .

Da P_3 a P_5 si ripete la medesima situazione del precedente intervallo di ampiezza $2\pi/3$, e lo stesso avviene, in sequenza, per gli altri intervalli. La successione delle coppie di componenti in conduzione e delle corrispondenti tensioni applicate al carico è riportata in Tab.6.II.

Tab.6.II – Stati di conduzione e tensioni applicate per un ponte trifase semi-controllato con $\alpha \leq \pi/3$

| <i>n.</i> | <i>Dispositivi in conduzione</i> | <i>Tensione applicata al carico</i> |
|-----------|----------------------------------|-------------------------------------|
| 1 | T_1 e $D_{2'}$ | V_{AB} |
| 2 | T_1 e $D_{3'}$ | V_{AC} |
| 3 | T_2 e $D_{3'}$ | V_{BC} |
| 4 | T_2 e $D_{1'}$ | V_{BA} |
| 5 | T_3 e $D_{1'}$ | V_{CA} |
| 6 | T_3 e $D_{2'}$ | V_{CB} |

Dall'analisi dell'andamento della tensione sul carico in fig.6.34 si evince che v_c è periodica di periodo $2\pi/3$, pari cioè ad $1/3$ di quello della rete di alimentazione. La frequenza della tensione sul carico è tripla rispetto a quella di rete. Ciascun tiristore viene impulsato una sola volta in un periodo 2π e resta in conduzione per un intervallo di ampiezza $2\pi/3$; per un sub-intervallo pari a $(\pi/3 - \alpha)$ conduce con un diodo e per $(\pi/3 + \alpha)$ con un altro diodo. Con riferimento, ad esempio all'intervallo di $2\pi/3$ compreso tra i punti P_1 e P_3 si ha:

$$\text{per: } \frac{\pi}{3} + \alpha \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3} \rightarrow T_1 T_2, \text{ "on"} \rightarrow v_c = v_{AB}$$

$$v_c = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} \rightarrow i_{c,1} = A e^{-t/\tau} + \frac{V_M}{Z} \sin(\omega t - \varphi) \quad (6.42)$$

$$\text{per: } \frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3} + \alpha \rightarrow T_1 T_3, \text{ "on"} \rightarrow v_c = v_{AC}$$

$$v_c = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} \rightarrow i_{c,2} = B e^{-t/\tau} + \frac{V_M}{Z} \sin(\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi)$$

dove R_c , L_c , τ , V_M , Z e φ hanno lo stesso significato dei paragrafi precedenti e le costanti di integrazione A e B possono determinarsi imponendo le condizioni di continuità della corrente nel punto P_2 e di uguaglianza dei valori di corrente ad inizio e fine intervallo:

$$i_{c1}(2\pi/3) = i_{c2}(2\pi/3); \quad i_{c1}(\pi/3 + \alpha) = i_{c2}(2\pi/3 + \alpha) \quad (6.43)$$

Per A e B si hanno le espressioni:

$$A = \frac{V_M}{Z} \frac{\sin(\alpha - \varphi) e^{\alpha/(\omega\tau)} - \sin \varphi e^{-\pi/(3\omega\tau)}}{e^{-\pi/(\omega\tau)} - e^{-\pi/(3\omega\tau)}}; \quad B = A + \frac{V_M}{Z} \sin \varphi e^{2\pi/(3\omega\tau)} \quad (6.44)$$

Il valore medio della tensione sul carico può essere determinato mediante l'espressione:

$$V_{d,i,a} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/3+\alpha}^{\pi+\alpha} v_c \, d\omega t = \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\pi/3+\alpha}^{2\pi/3} V_M \sin(\omega t) \, d\omega t + \int_{2\pi/3}^{\pi+\alpha} V_M \sin(\omega t - \pi/3) \, d\omega t \right] = \quad (6.45)$$

$$= \frac{3V_M}{\pi} \frac{1 + \cos \alpha}{2} = V_{d,i,0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

La tensione sul carico v_c è sempre non negativa e, di conseguenza, anche il valore medio $V_{d,i,a}$ è non negativo.

La corrente di carico può essere determinata mediante le (6.42) con le costanti (6.44); con $\alpha < 60^\circ$ la i_c non è mai discontinua ed ha forma del tipo in fig.6.34; il diodo di ricircolo D non svolge alcun ruolo, in quanto non entra mai in conduzione.

La corrente di linea ha la forma in fig.6.34; la semionda negativa non è perfettamente uguale a quella positiva (a causa della dissimetria del ponte semi-controllato che ha tiristori da un lato e diodi dall'altro) e ciò comporta la presenza di armoniche di corrente di ordine pari, assenti nelle forme d'onda speculari.

In un periodo della tensione di rete è necessario generare 3 impulsi differenti, a distanza di $2\pi/3$, per "accendere" i 3 tiristori.

Caso b): $\pi/3 \leq \alpha \leq \pi$

Con riferimento alla fig.6.35, a partire dal punto P_0 di intersezione tra le tensioni concatenate v_{CB} e v_{AB} , si assume un angolo di ritardo di accensione $\alpha > \pi/3$. Nella condizione di regime, in questo istante sta conducendo il diodo D (entrato in conduzione nel punto P_1) e, quindi, la tensione sul carico è nulla. Per $\omega t = \alpha$ il tiristore T_1 e il diodo D_3 sono direttamente polarizzati ed entrano in conduzione (punto P_1 in figura), alimentando il carico con la tensione v_{AC} (cioè $v_c = v_{AC}$). Il punto F è al potenziale di A e il punto G al potenziale di C. Questa situazione dura fino al punto P_3 , cioè per un intervallo di ampiezza $(\pi - \alpha)$. In P_3 la tensione v_{AC} diventa negativa; di conseguenza, il punto F si viene a provare ad un potenziale minore di quello di G (cioè $v_F < v_G$) e il diodo D entra in conduzione, in quanto direttamente polarizzato, azzerando la tensione sul carico. Tale situazione

Tab.6.III– Stati di conduzione e tensioni applicate per un ponte trifase semi-controllato con $\alpha > \pi/3$

| n. | Dispositivi in conduzione | Tensione applicata al carico |
|----|---------------------------|------------------------------|
| 1 | T_1 e D_3 , | V_{AC} |
| 2 | D | 0 |
| 3 | T_2 e D_1 , | V_{BA} |
| 4 | D | 0 |
| 5 | T_3 e D_2 , | V_{CB} |
| 6 | D | 0 |

permane per un certo intervallo di tempo, fino all'istante $(2\pi/3 + \alpha)$ in cui viene impulsato T_2 ; siccome la v_{BA} è positiva ed è maggiore della v_{BC} , il tiristore T_2 e il diodo D_1 entrano in conduzione; il punto F si porta al potenziale di B e il punto G al potenziale di A e, di conseguenza, il diodo D risulta inversamente polarizzato e si spegne. Al carico è applicata la tensione v_{BA} . Il discorso precedente può essere ripetuto e si ottiene l'andamento di v_c in fig.6.35. I modi di conduzione sono sintetizzati in tab.6.III ed illustrati in fig.6.36.

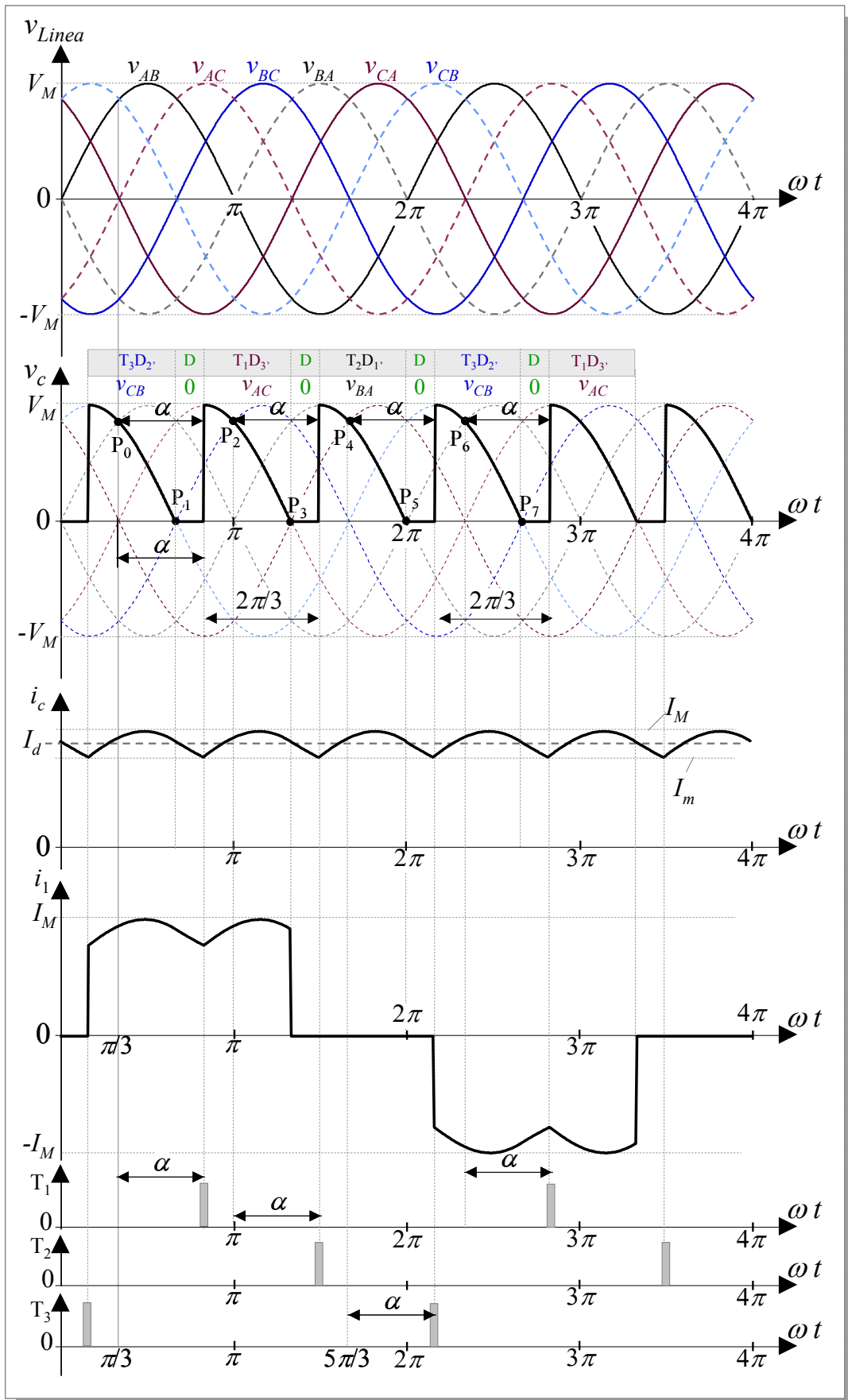


Fig. 6.35 – Andamento di v_c , i_c e della corrente di una fase di linea per il ponte trifase semi-controllato di fig.6.33, per $\pi/3 \leq \alpha \leq \pi$.

Anche in questo caso, la tensione sul carico è non negativa, periodica con frequenza pari al triplo

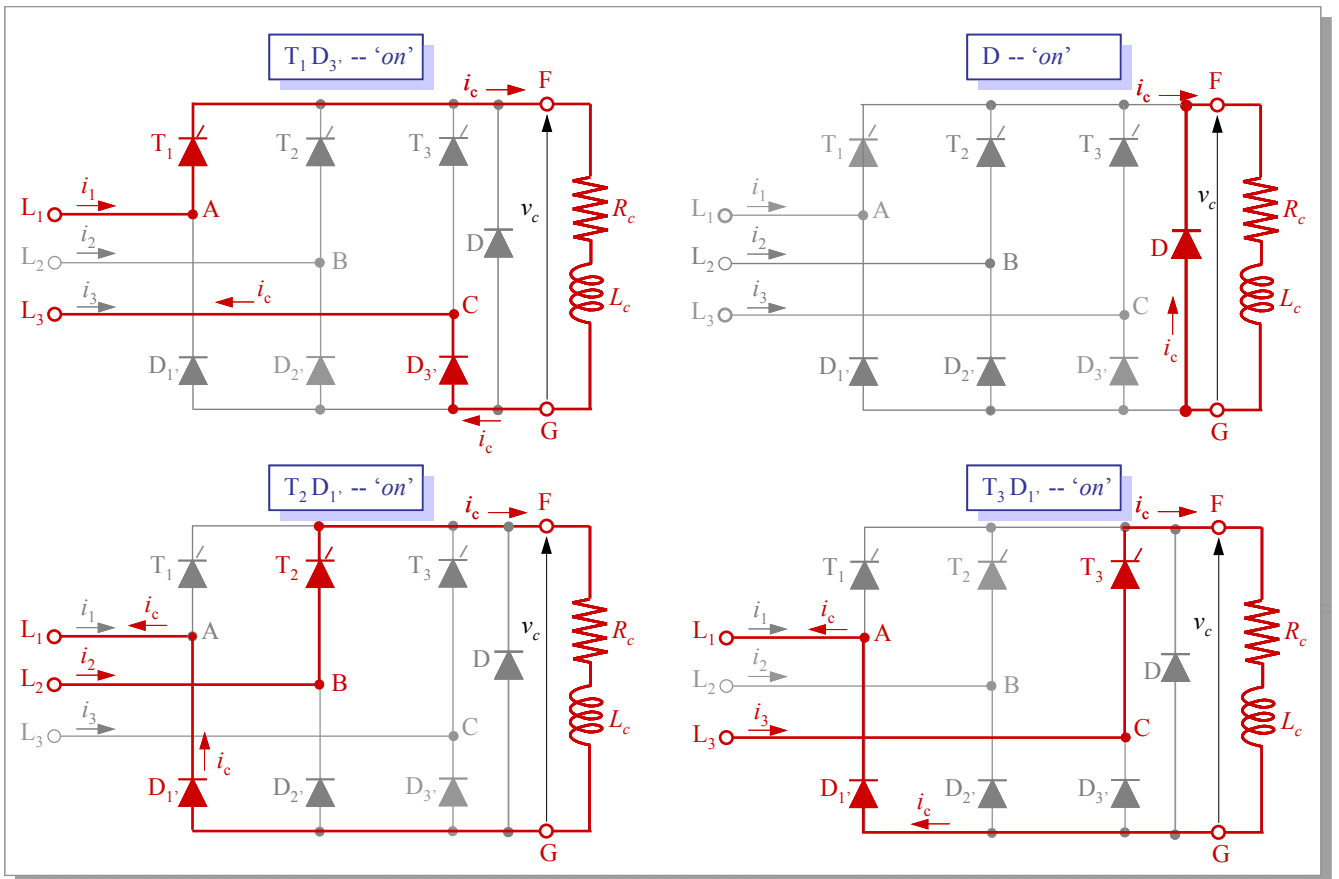


Fig. 6.36 – Stati di conduzione possibili per il ponte trifase semi-controllato di fig.6.33 con $\pi/3 \leq \alpha \leq \pi$.

di quella di rete.

La corrente di carico e quella di linea (in una fase) sono riportate nei due rispettivi diagrammi di fig.6.35. Ovviamente sulla linea la corrente è nulla quando il diodo D è in conduzione. Durante questi intervalli (D “on”) la corrente potrebbe anche annullarsi e, quindi il diodo D si spegnerebbe naturalmente. E’ proprio per questo motivo che è stata prevista la presenza del diodo D; se, infatti, D non fosse presente nel circuito, nel punto P₃ in fig.6.35, insieme a T₁ entrerebbe in conduzione il diodo D₁’, contropolarizzando D₃’. Con T₁ e D₁’ “on”, si avrebbe una maglia chiusa sul carico e la tensione v_c risulterebbe nulla (la funzione di free-wheeling del diodo D sarebbe effettuata dalla serie di T₁ e D₁’. Se, però, la corrente si annullasse nell’intervallo successivo a P₃, i dispositivi T₁ e D₁’ si spegnerebbero naturalmente; dalla caratteristica tensione-corrente di un tiristore (cfr. fig.5.6) si deduce che, se la corrente in un tiristore tende ad annullarsi, prima dello spegnimento dello stesso si ha una sovratensione che può danneggiare il componente stesso o altri componenti presenti sul circuito. Per evitare lo spegnimento naturale del tiristore in conduzione si preferisce aggiungere il diodo D al circuito.

Anche in questo caso la tensione media sul carico è esprimibile con la relazione.

$$V_{d,i,a} = \frac{3V_M}{\pi} \frac{1 + \cos a}{2} = V_{d,i,0} \frac{1 + \cos a}{2} \quad (6.46)$$

6.5c – PONTE TRIFASE TOTAL-CONTROLLATO

Il *ponte trifase total-controllato o interamente controllato* è un convertitore c.a./c.c. costituito da 6 tiristori disposti a ponte, come rappresentato in fig.6.37. I tiristori T_1, T_2, T_3 hanno il catodo in comune; $T_{1'}, T_{2'}$ e $T_{3'}$ hanno invece l'anodo in comune; il carico è tra i catodi (punto F) e gli anodi (punto G); l'alimentazione in alternata è applicata ai punti A, B e C di connessione tra le coppie di tiristori della stessa "gamba" $T_1T_{1'}$, $T_2T_{2'}$ e $T_3T_{3'}$. Sono assunte le ipotesi già precedentemente introdotte: linea di alimentazione a potenza infinita, tiristori ideali, commutazione ideale, alimentazione sinusoidale e costituita da un sistema trifase simmetrico di tensione, a pulsazione $\omega=2\pi f$.

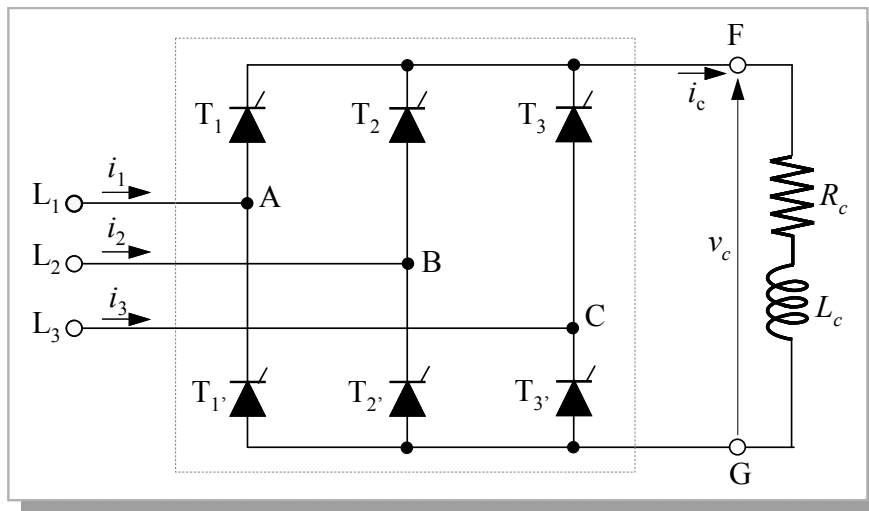


Fig. 6.37 – Schema di connessione di un ponte trifase total-controllato.

Come già indicato per i ponti trifase fin qui esaminati, sono da prendere in considerazione le 6 tensioni concatenate del diagramma superiore della figura 6.38, ciascuna delle quali è sfasata di 60° rispetto alla precedente ed alla seguente. Al fine di realizzare maglie chiuse nel circuito di fig. 6.37 è necessario che conducano due tiristori a volta. I possibili stati di conduzione sono indicati in sequenza nella Tab.6.IV insieme alle tensioni applicate di volta in volta al carico. Nel seguito supponiamo che la conduzione sia continua; si assume, cioè, che la corrente i_c nel carico non si annulli e non dia quindi luogo a conduzione intermittente.

Tab.6.IV–Stati di conduzione e tensioni applicate per un ponte trifase total-controllato.

| <i>n.</i> | <i>Dispositivi in conduzione</i> | <i>Tensione applicata al carico</i> |
|-----------|----------------------------------|-------------------------------------|
| 1 | T_1 e $T_{2'}$ | V_{AB} |
| 2 | T_1 e $T_{3'}$ | V_{AC} |
| 3 | T_2 e $T_{3'}$ | V_{BC} |
| 4 | T_2 e $T_{1'}$ | V_{BA} |
| 5 | T_3 e $T_{1'}$ | V_{CA} |
| 6 | T_3 e $T_{2'}$ | V_{CB} |

Gli stati di conduzione che si succedono sono gli stessi di quelli riportati in fig.6.30 per il ponte non controllato, con la sostituzione dei tiristori al posto dei diodi.

Per il funzionamento del ponte total-controllato si può far riferimento al funzionamento a regime, come rappresentato nella fig.6.37. Partendo dal punto P_0 , intersezione delle due tensioni concatenate v_{AB} e v_{AC} , con certo angolo α di ritardo (punto P_1) vengono "impulsati" contemporaneamente T_1 e $T_{2'}$; essendo direttamente polarizzati, entrambi entrano in conduzione portando il punto F di fig. 6.37 al potenziale di A e il punto G al

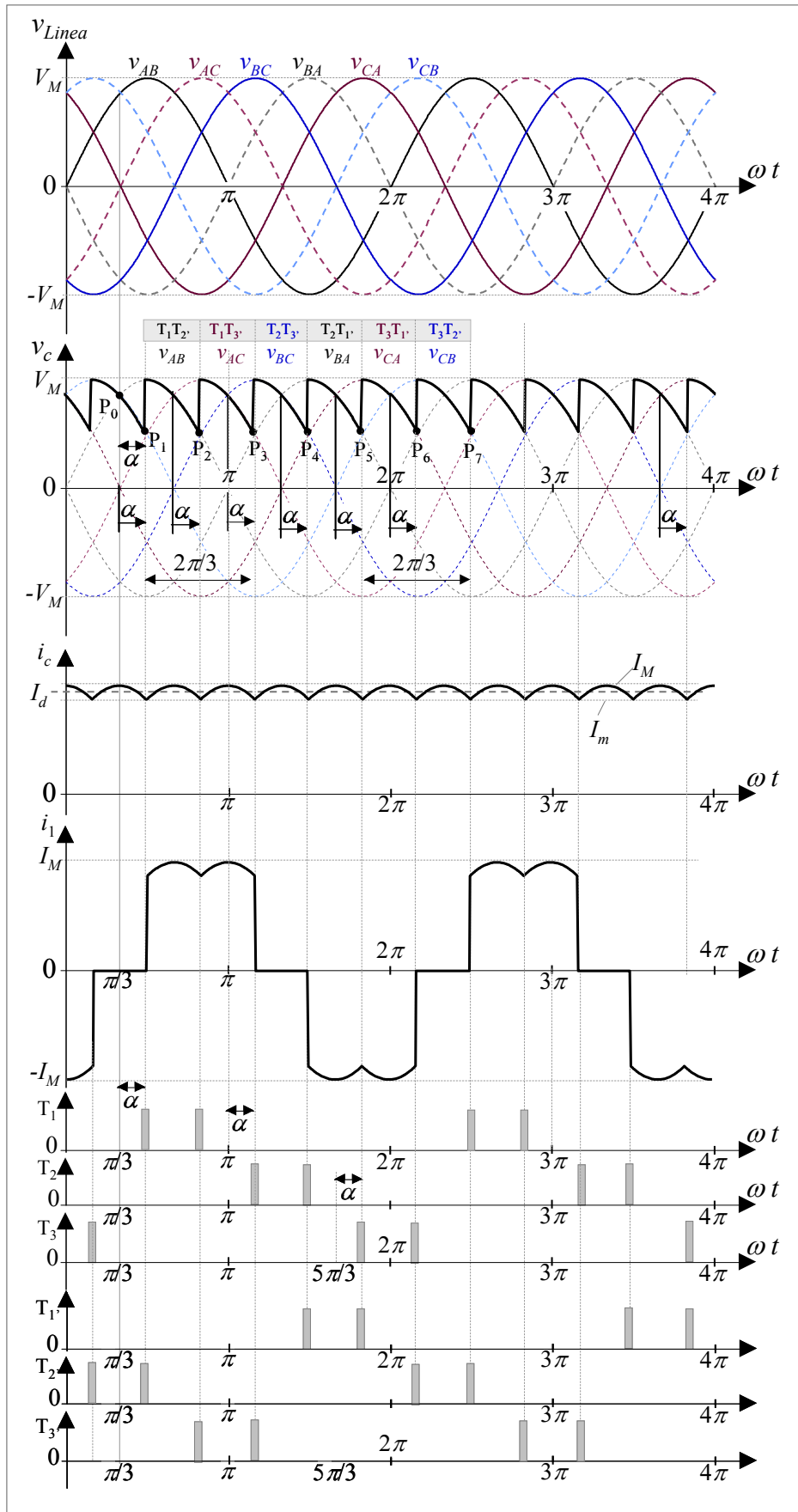


Fig. 6.38 – Andamento di v_c , i_c e della corrente di una fase di linea per il ponte trifase total-controllato di fig.6.37, per $\alpha \leq \pi/2$.

potenziale di B. La tensione applicata al carico è la v_{AB} (cioè $v_c=v_{AB}$) e permane per $2\pi/6$, fino al

punto P₃ in fig.6.37, nel quale viene “impulsato” T₃. Siccome la v_{BC} è positiva, T₃ si viene a trovare direttamente polarizzato (v_G=v_B>v_C) ed entra in conduzione, portando il punto G al potenziale di C e, di conseguenza, spegnendo T₂. In P₃, cioè, si è avuta la commutazione tra T₂ e T₃. La tensione v_{BC} rimane applicata al carico per 60°, fino al punto P₄, in ritardo di α rispetto all’intersezione tra v_{BC} e v_{BA}. In P₄ viene impulsato T₂, che è direttamente polarizzato in quanto v_{BA} è positiva (il tiristore T₂ ha l’anodo al potenziale di A e il catodo al potenziale di B); l’entrata in conduzione di T₂ porta il punto F al potenziale di B e, quindi, T₁ viene contropolarizzato e si spegne. Come già visto nei circuiti precedenti, l’accensione di un dispositivo comporta lo spegnimento di un altro, realizzando la commutazione della corrente da un circuito ad un altro. Il discorso si può ovviamente reiterare per gli intervalli successivi.

Dalla fig.6.38 si nota che la tensione sul carico è periodica con frequenza pari a 6 volte quella della rete di alimentazione; l’analisi dell’andamento della corrente di carico può, quindi, essere limitata ad un periodo pari ad 1/6 di quello di alimentazione.

Con riferimento, ad esempio, all’intervallo $\pi/3+\alpha \leq \omega t \leq 2\pi/3+\alpha$ (tra i punti P₁ e P₂ di fig.6.38), l’equazione differenziale di equilibrio elettrico è la seguente:

$$v_c = v_{AB} \quad v_c = R_c i_c + L_c \frac{d i_c}{dt} ,$$

la cui soluzione fornisce per la corrente di carico l’espressione:

$$i_c = A e^{-t/\tau} + \frac{V_M}{Z} \sin(\omega t - \varphi) , \quad (6.47)$$

Per la quale, la costante A può essere determinata imponendo l’uguaglianza dei valori di corrente all’inizio ed al termine del periodo di 2π/6 considerato:

$$i_c(\pi/3 + \alpha) = i_c(2\pi/3 + \alpha) \quad \rightarrow \quad A = \frac{V_M}{Z} \frac{\sin(\alpha - \varphi)}{e^{-\alpha/(\omega\tau)} (e^{-2\pi/(3\omega\tau)} - e^{-\pi/(3\omega\tau)})} \quad (6.48)$$

La corrente di carico i_c è riportata nel terzo diagramma della fig.6.38, per un angolo α<60°; nella stessa figura è riportata anche una delle tre correnti di fase, che risultano alternative e speculari, data la simmetria del circuito.

Nella parte in basso della stessa fig.6.38, sono riportati gli impulsi inviati ai singoli tiristori; si nota che sono sempre generate coppie di impulsi contemporanei inviati ai due tiristori che devono condurre; due impulsi contemporanei sono necessari all’avviamento del sistema, quando tutti i dispositivi sono spenti e la corrente è nulla, mentre non sono strettamente necessari durante il funzionamento ordinario. Funzionamenti anomali potrebbero portare ad annullare la corrente e, quindi, a spegnere accidentalmente tutti i tiristori; se gli impulsi fossero inviati ad un tiristore alla volta il sistema non ripartirebbe; con la coppia di impulsi contemporanei il sistema riparte senza effettuare onerose manovre di avviamento.

Il valore medio della tensione di carico può essere determinato con la relazione:

$$V_{d,i,a} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/3+\alpha}^{2\pi/3+\alpha} v_c \, d\omega t = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/3+\alpha}^{2\pi/3+\alpha} V_M \sin(\omega t) \, d\omega t = \frac{3V_M}{\pi} \cos \alpha = V_{d,i,0} \cos \alpha \quad (6.49)$$

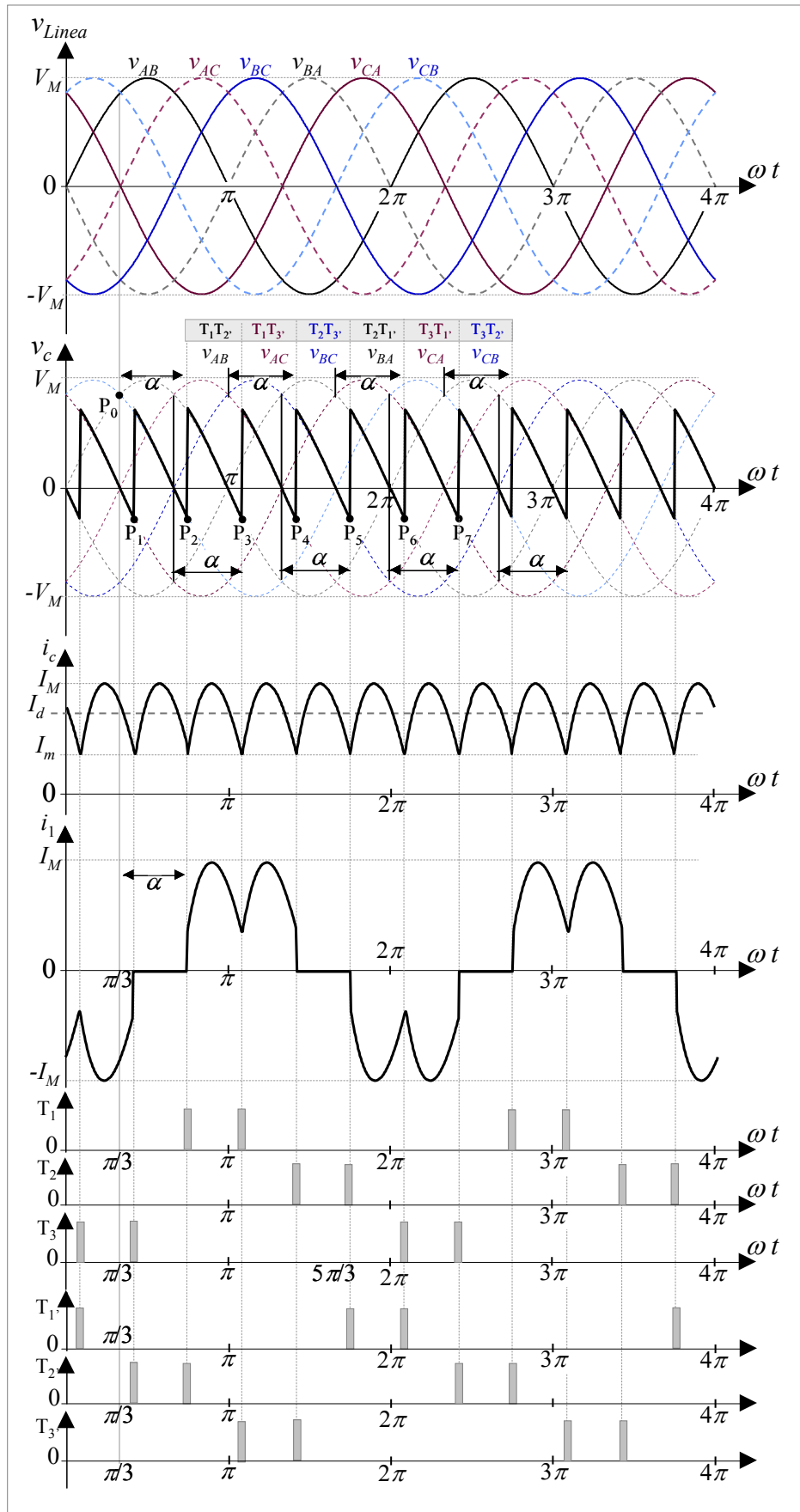


Fig. 6.39 – Andamento di v_c , i_c e della corrente di una fase di linea per il ponte trifase total-controllato di fig.6.37, per $\alpha \leq \pi/2$ ma più grande del valore di fig.6.38. .

Dalla (6.49) si deduce che la tensione media sul carico $V_{d,i,a}$ può assumere valori positivi (per $0 < \alpha < \pi/2$) e valori negativi per $\pi/2 < \alpha < \pi$.

Per $\alpha < \pi/2$, pur avendo valore medio positivo, la v_c può assumere valori istantanei negativi, come illustrato in fig.6.39, in cui sono riportate le stesse grandezze di fig.6.38, ma con riferimento ad un angolo α maggiore.

6.6 – CONSIDERAZIONI COMPARATIVE

I convertitori *a ponte* descritti ai paragrafi precedenti sono tutti unidirezionali in corrente nel lato in continua; dal punto di vista della tensione, invece, si possono avere valori istantanei di v_c sul carico sia positivi sia negativi, finanche ad avere valori positivi e negativi della tensione media sul carico $V_{d,i,a}$.

Si parla di *convertitori ad un quadrante (1Q)* quando la tensione e la corrente di uscita sono unidirezionali (cfr. fig.6.40a), cioè, ad esempio, quando corrente e tensione sul carico assumono solo valori positivi ($i_c > 0$ e $v_c > 0$). Con riferimento alle topologie considerate, questa condizione si verifica per i ponti non-controllati (monofase e trifase) e per i ponti semi-controllati con diodo di ricircolo (monofase e trifase).

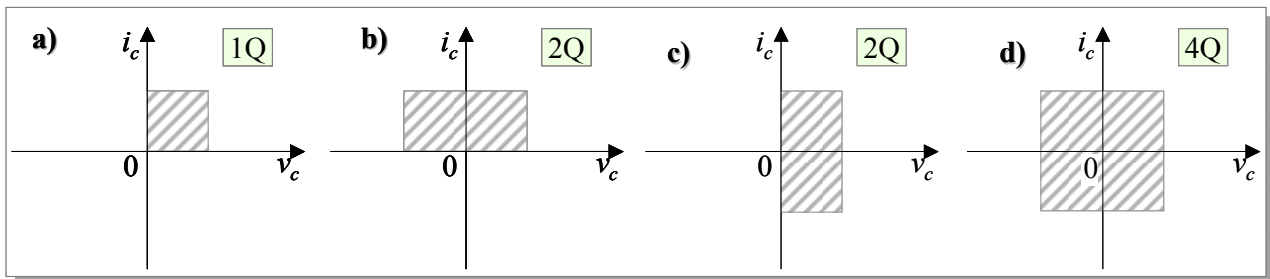


Fig. 6.40 – Schematizzazione di campi di funzionamento ad 1Q, 2Q e 4Q.

Si hanno, invece, *convertitori a due quadranti (2Q)*, quando o solo la tensione o solo la corrente di uscita possono assumere valori positivi e negativi e l'altra grandezza è unidirezionale; ad esempio, in fig.6.40b è schematizzata la situazione *a due quadranti di tensione* ($i_c > 0$, $v_c > 0$ e $v_c < 0$), che si verifica per ponti interamente controllati sia monofase che trifase; in fig.6.40c è, invece, schematizzata la situazione *a due quadranti di corrente* ($i_c > 0$ e $i_c < 0$, $v_c > 0$).

Nei *convertitori a quattro quadranti (4Q)*, la tensione e la corrente di uscita possono entrambe assumere valori sia positivi che negativi ($i_c > 0$ e $i_c < 0$, $v_c > 0$ e $v_c < 0$), come schematizzato in fig.6.40d. Schemi di conversione 4Q sono riportati al paragrafo successivo.

In fig.6.41 sono riportati gli andamenti caratteristici della tensione su carico R,L per i diversi circuiti a ponte monofase e trifase, non-controllato, semi-controllato e total controllato. A fianco di ciascun diagramma sono sintetizzate alcune delle principali caratteristiche dei ponti stessi.

| | | | | |
|--|--------------------------------------|---|---|---|
| | Ponte monofase non-controllato | Frequenza tensione di uscita $f_{uscita} = 2 f_{rete}$ | 4 Diodi no impulsi di accensione | Tensione media sul carico $V_{d,i,0} = \frac{2V_M}{\pi}$ |
| | Ponte monofase semi-controllato | Frequenza tensione di uscita $f_{uscita} = 2 f_{rete}$ | 2 Diodi + 2 Tiristori +1 Diodo di ricircolo 2 impulsi/periodo | $V_{d,i,0} = \frac{2V_M}{\pi}$ $V_{d,i,\alpha} = V_{d,i,0} \frac{1+\cos\alpha}{2}$ |
| | Ponte monofase total-controllato | Frequenza tensione di uscita $f_{uscita} = 2 f_{rete}$ | 4 Tiristori 2 coppie di impulsi per periodo | $V_{d,i,0} = \frac{2V_M}{\pi}$ $V_{d,i,\alpha} = V_{d,i,0} \cos\alpha$ |
| | Ponte trifase non-controllato | Frequenza tensione di uscita $f_{uscita} = 6 f_{rete}$ | 6 Diodi no impulsi di accensione | Tensione media sul carico $V_{d,i,0} = \frac{3V_M}{\pi}$ |
| | Ponte trifase semi-controllato | Frequenza tensione di uscita $f_{uscita} = 3 f_{rete}$ | 3 Diodi + 3 Tiristori +1 Diodo free-wheeling 3 impulsi/periodo | $V_{d,i,0} = \frac{3V_M}{\pi}$ $V_{d,i,\alpha} = V_{d,i,0} \frac{1+\cos\alpha}{2}$ |
| | Ponte trifase total-controllato | Frequenza tensione di uscita $f_{uscita} = 6 f_{rete}$ | 6 Tiristori 6 coppie di impulsi per periodo | $V_{d,i,0} = \frac{3V_M}{\pi}$ $V_{d,i,\alpha} = V_{d,i,0} \cos\alpha$ |

Fig. 6.41 – Riepilogo degli schemi di convertitori c.a./c.c. a ponte con principali caratteristiche.

6.6 – CONVERTITORI C.A./C.C. BIDIREZIONALI IN CORRENTE.

Nei paragrafi precedenti sono stati analizzati i modi di funzionamento di topologie di convertitori c.a./c.c. tutti unidirezionali in corrente. In alcune applicazioni è necessario disporre di convertitori che siano in grado di invertire la polarità della corrente sul carico. [Ciò è, ad esempio, necessario se il carico è il circuito di armatura di un motore in corrente continua ad eccitazione indipendente per il quale si voglia effettuare la frenatura elettrica; quest'ultima, infatti, può essere realizzata invertendo il verso della corrente di armatura, dal momento che, a flusso di eccitazione costante, vi è diretta proporzionalità tra la corrente di armatura e la coppia risultante all'asse].

Più che con configurazioni circuitali diverse da quelle già esaminate, la bidirezionalità della corrente si ottiene disponendo in “anti-parallelo” due dei convertitori già descritti, come riportato in fig.6.42. Nello schema a) è riportata la connessione del *doppio ponte monofase in antiparallelo* e nello schema b) è riportata la connessione del *doppio ponte trifase in antiparallelo*. In ciascuno dei due casi si considerano due ponti interamente controllati, montati l'uno capovolto rispetto all'altro.

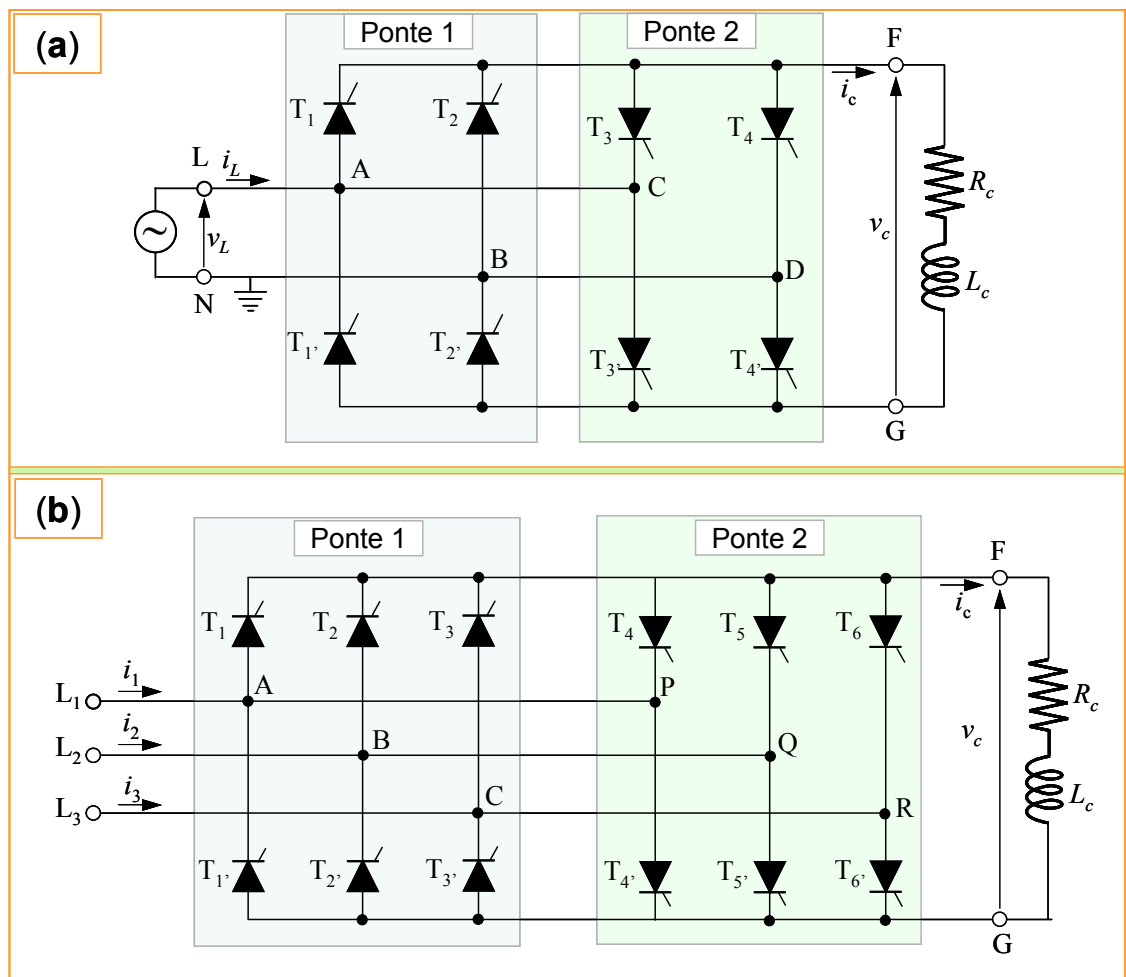


Fig. 6.42 – Montaggio in antiparallelo di due ponti monofase interamente controllati (a) e di due ponte trifase interamente controllati (b).

Dalla figura si evince chiaramente che la corrente ha un certo verso se “conduce” il ponte 1 e corrente di verso opposto se conduce il ponte 2.

Nella successiva fig.6.43 è riportata la rappresentazione unifilare del montaggio in antiparallelo di due ponti, con riferimento ad una linea di alimentazione trifase.

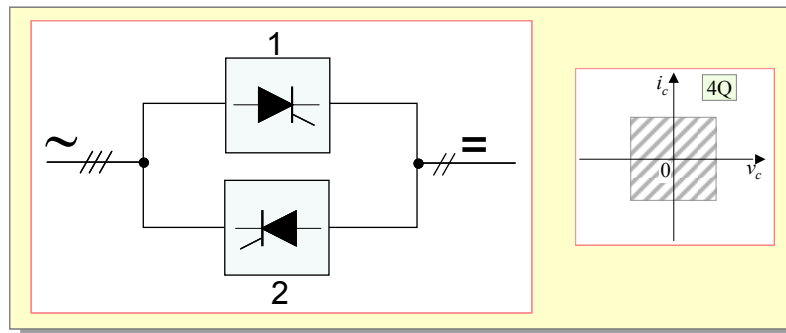


Fig. 6.43 – Rappresentazione unifilare per un doppio ponte in antiparallelo.

Con il montaggio in antiparallelo di due ponti interamente controllati, si ottiene evidentemente un convertitore a quattro quadranti.

Dall'analisi dei circuiti di fig.6.42 si evince che è necessario che i due ponti non conducano contemporaneamente, al fine di evitare corto circuiti netti sulla rete. Ad esempio, con riferimento allo schema trifase (b), se conducono contemporaneamente i tiristori T_1 (ponte "1") e T_4 (ponte "2") si determinerebbe un corto netto tra i morsetti di linea L_1 e L_2 quando la v_{AB} è positiva (percorso L_1 -A- T_1 - T_5 -Q-B- L_2). Analogamente se nel circuito monofase (a) conducono T_1 e T_4 . Ripetendo il discorso si possono trovare diverse altre combinazioni di conduzione tali da realizzare un corto circuito lato rete, molto pericoloso in quanto determinerebbe delle correnti limitate soltanto dai parametri elettrici (resistenza ed induttanza) di linea. Per eliminare tale condizione pericolosa è necessario non solo "interbloccare" i comandi ai due convertitori (se gli impulsi di accensione sono inviati al ponte "1", deve essere inibito il comando del "2" e viceversa), ma durante la transizione di conduzione da un ponte ad un altro è necessario attendere un certo intervallo di tempo ("tempo morto" o "tempo di attesa") per consentire alla corrente di annullarsi. Si ricorda, infatti, che, essendo i tiristori dei dispositivi comandabili solo in chiusura e non in apertura, il solo fatto di non inviare più impulsi ad un convertitore non comporta immediatamente l'azzeramento della corrente che, invece, continua a fluire nel carico e tende ad annullarsi con la costante di tempo del carico stesso.

[Esempio: il convertitore bidirezionale deve passare dalla conduzione del ponte "1" a quella del ponte "2" per invertire il segno della corrente di carico; le operazioni da compiere in sequenza sono: non inviare più impulsi ad "1", attendere il "tempo morto" necessario allo spegnimento della corrente in "1", impulsare il ponte "2"].

Altri schemi di convertitori c.a./c.c. 4Q sono possibili, ma esulano da questa trattazione.

6.7 – FUNZIONAMENTO NON IDEALE.

Brevi cenni al funzionamento non ideale dei dispositivi elettronici di potenza.

Durante la conduzione, ai capi dei dispositivi elettronici a semiconduttore si verificano delle cadute di tensione che possono essere dedotte dalle curve caratteristiche dei componenti stessi riportate nel capitolo 5; tali cadute riducono la tensione disponibile ai morsetti di uscita (per i valori

medi di tensione sul carico dovremo, quindi, parlare di $V_{d,0}$ e di $V_{d,\alpha}$, invece che dei rispettivi valori ideali $V_{d,i,0}$ e $V_{d,i,\alpha}$.

Durante la conduzione, inoltre, vi sono anche delle perdite joule all'interno dei componenti elettronici che, seppure di non elevata entità, contribuiscono al riscaldamento dello stesso ed alla diminuzione del rendimento di conversione; tali perdite sono dette “*perdite di conduzione*”.

Sempre nel capitolo 5 sono stati introdotti i tempi di *turn-on* (accensione) e *turn-off* (spegnimento) dei diversi dispositivi elettronici. Negli schemi di conversione analizzati, durante la *commutazione* si assiste proprio allo spegnimento di un dispositivo e all'accensione di un altro; di conseguenza, la commutazione ha una certa durata temporale nei casi reali e non è istantanea come nel caso ideale.

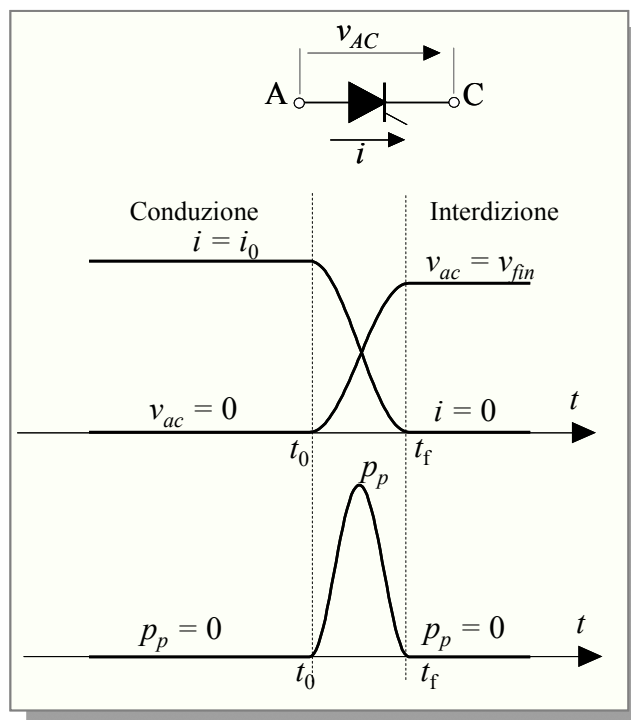


Fig. 6.44 – Corrente, tensione e perdite durante la conduzione e l'interdizione di un dispositivo elettronico di switching.

Se, per semplicità, continuiamo a ritenere nulla la corrente inversa nello stato di interdizione del componente (\equiv componente spento) e nulla la tensione ai capi del dispositivo durante la conduzione dello stesso (\equiv componente acceso), indicando con t_0 e t_f gli istanti iniziali e finali della commutazione, possiamo far riferimento alla schematizzazione di fig.6.44.

Per $t < t_0$ (*conduzione* del dispositivo), la corrente ha un certo valore i_0 dovuto al carico presente mentre la tensione ai capi del dispositivo è nulla, per cui nulla è anche la potenza dissipata (prodotto tensione*corrente).

Per $t > t_f$ (*interdizione* del dispositivo), la tensione ai capi del dispositivo aperto ha un certo valore dovuto al circuito in cui il dispositivo è inserito mentre la corrente è nulla, per cui nulla è anche la potenza dissipata (prodotto tensione*corrente).

Per $t_f < t < t_0$ (*commutazione* del dispositivo), la corrente passa da i_0 a 0, mentre la tensione passa da 0 a v_{fin} . Il prodotto $P_p = v_{AC} * i$ è, di conseguenza, non nullo. La quantità P_p è la *potenza dissipata*

(o perdita) *in commutazione*. Lo stesso si verifica per l'accensione del componente (passaggio di i da 0 ad un certo valore i_{fin}).

Considerando una commutazione completa composta da un'accensione e da uno spegnimento, se si indica con f_c la frequenza di commutazione, cioè il numero di commutazioni al secondo, è immediato dedurre che le perdite di commutazione sono direttamente dipendenti dalla frequenza f_c . Nel caso dei ponti esaminati, ciascun dispositivo commuta sempre una volta sola in un periodo della tensione di rete (che, ad esempio, è di 50 Hz in Europa, Asia ... o di 60 Hz in America ...). Le perdite tra i vari schemi differiscono solo per il numero di componenti (ad es. 6 tiristori e, quindi, 6 commutazione per periodo nel caso del ponte trifase interamente controllato, mentre solo 4 tiristori e, quindi, 4 commutazioni a periodo per il monofase totalcontrollato) e per la natura dei componenti (le perdite per singola commutazione sono diverse tra diodo e tiristore).