

1. Introduzione	2
2. Il convertitore a semplice semionda	3
2. Il sistema di controllo	5
3. Il convertitore monofase nella configurazione a ponte.....	7
4. Il fenomeno della commutazione.....	11

1. Introduzione

Si consideri un sistema di conversione che impiega dispositivi controllati all'accensione (tiristori) caratterizzati da due morsetti di potenza, l'anodo ed il catodo, ed un morsetto di segnale, la "gate". (Fig.1). Come noto, un tiristore è in stato di conduzione se, in condizione di diretta polarizzazione, riceve alla "gate" un opportuno segnale di accensione.

Con riferimento alla Figura 1, si deve quindi verificare che:

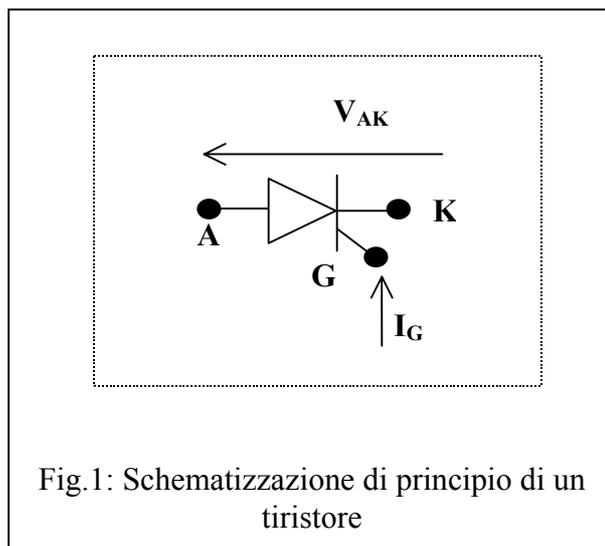
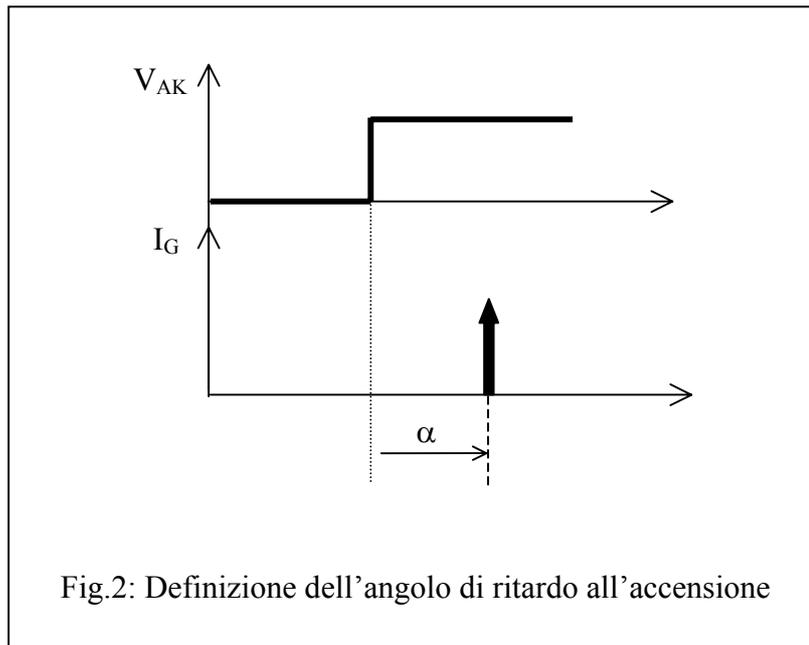


Fig.1: Schematizzazione di principio di un tiristore

$$\begin{cases} V_{AK} > 0; \\ I_G > 0. \end{cases} \quad (1)$$

In altri termini non è sufficiente che il tiristore sia direttamente polarizzato ma è anche necessario un segnale di controllo per l'innescio.

Si definisce l'angolo di ritardo all'accensione, α , l'angolo corrispondente al tempo che si attende nell'inviare il segnale di innescio computato a partire dal primo istante di diretta polarizzazione del tiristore (Fig.2).



2. Il convertitore a semplice semionda

Si consideri un sistema di conversione controllato che sia inserito tra un sistema elettrico di alimentazione (SEA) ed un sistema di carico (SC) come mostrato in Fig.3. Si ipotizzi che il SEA sia ideale, ossia caratterizzato da potenza di corto circuito infinita, ed inoltre che sia in condizioni di funzionamento di regime sinusoidale. Il sistema SC sia puramente resistivo.

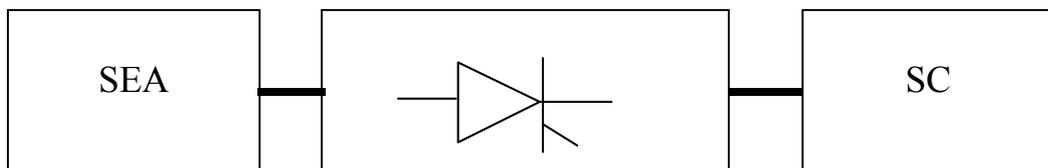


Fig.3

Nelle ipotesi assunte, il circuito elettrico equivalente è riportato in Fig.4

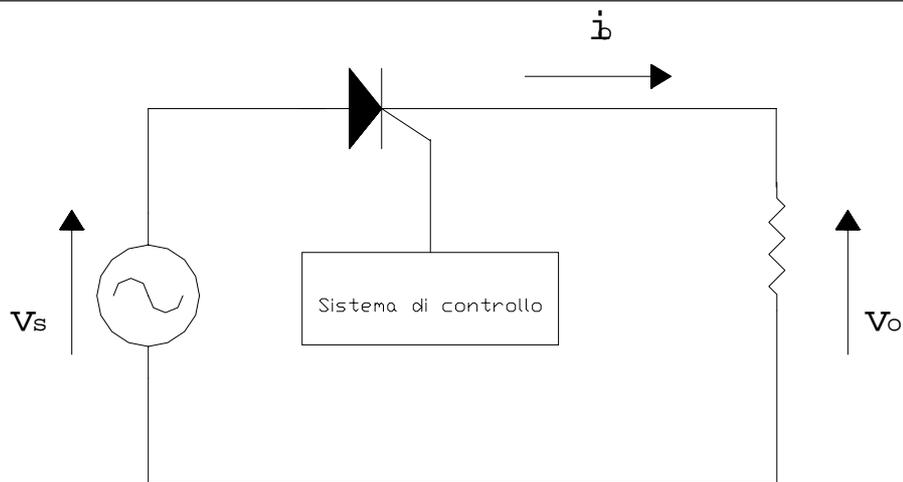
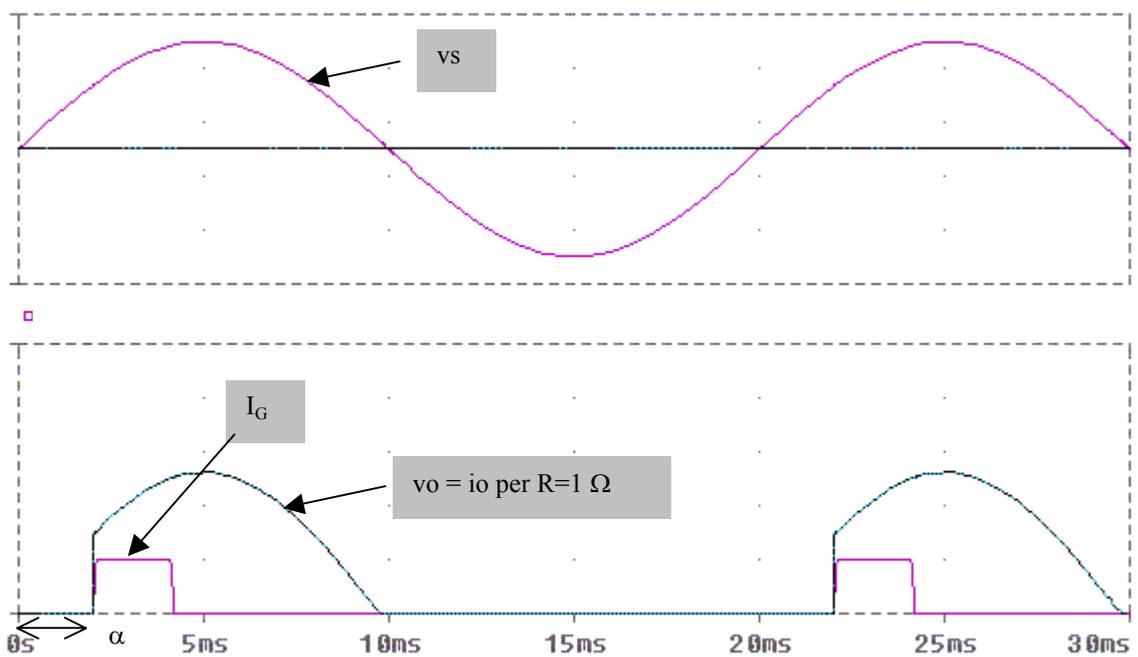


Fig. 4: Circuito elettrico di un convertitore controllato a semplice semionda

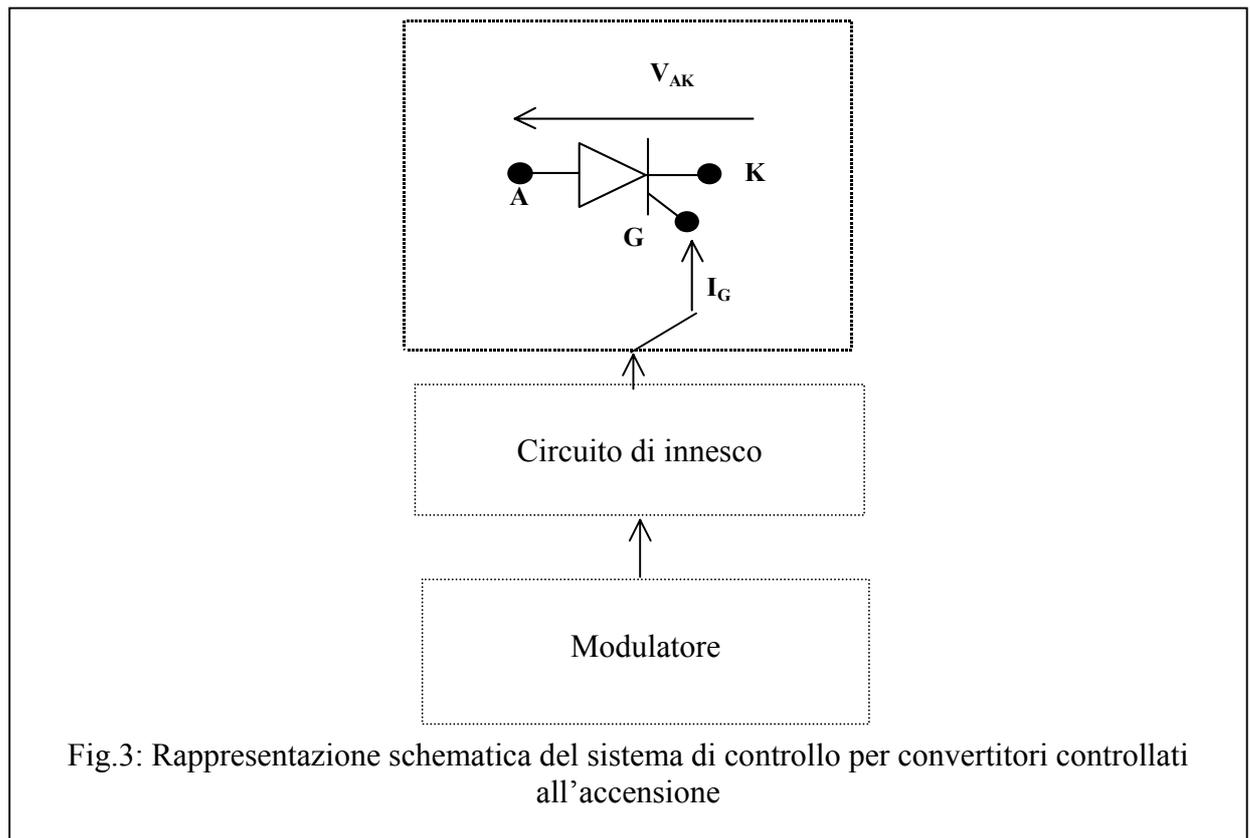


Il valore medio della tensione di uscita è calcolabile dalla relazione:

$$V_d|_{\alpha \neq 0} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_s \, d\omega t = \frac{\sqrt{2}V_s}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin(\omega t) \, d\omega t = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} V_s (\cos \alpha + 1)$$

2. Il sistema di controllo

Un sistema di conversione controllato all'accensione è sempre equipaggiato con un sistema di controllo per provvedere al necessario innesco dei dispositivi (Fig.3).



Il sistema di controllo agisce secondo lo schema riportato nella Figura seguente che evidenzia come il ritardo all'accensione si possa, almeno in via di principio, determinare in base al confronto tra una tensione di controllo, regolabile, ed una di riferimento non regolabile di frequenza pari alla frequenza di esercizio del sistema in alternata .

Ovviamente si ha che il ritardo all'accensione α è linearmente dipendente da V_c :

$$V_c : \alpha = V_p : \pi \Rightarrow V_c = \alpha \frac{V_p}{\pi} = \alpha k$$

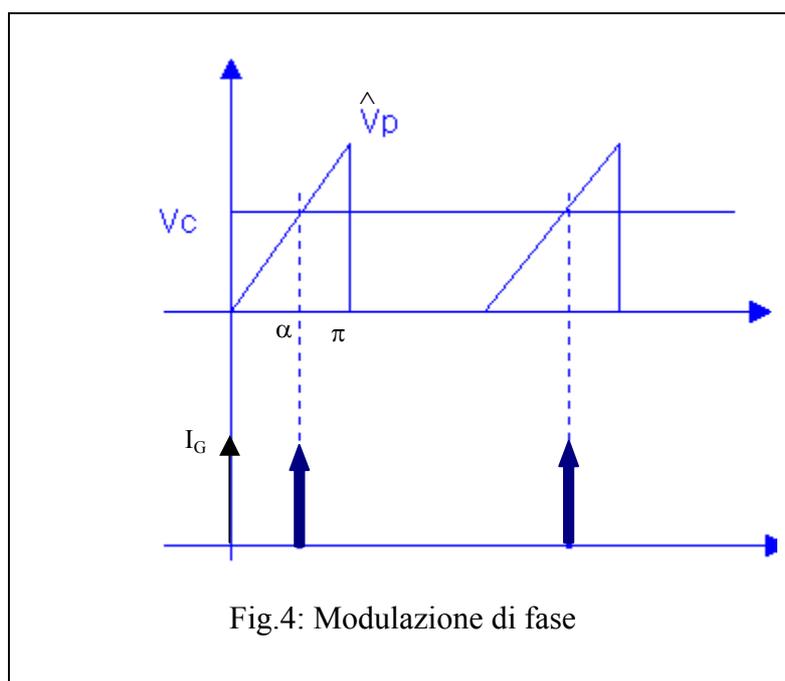


Fig.4: Modulazione di fase

3. Il convertitore monofase nella configurazione a ponte

La Figura 5 mostra il circuito equivalente di un convertitore monofase controllato all'accensione nell'ipotesi di potenza di corto circuito del sistema di alimentazione infinita e di carico rappresentabile come un generatore di corrente.

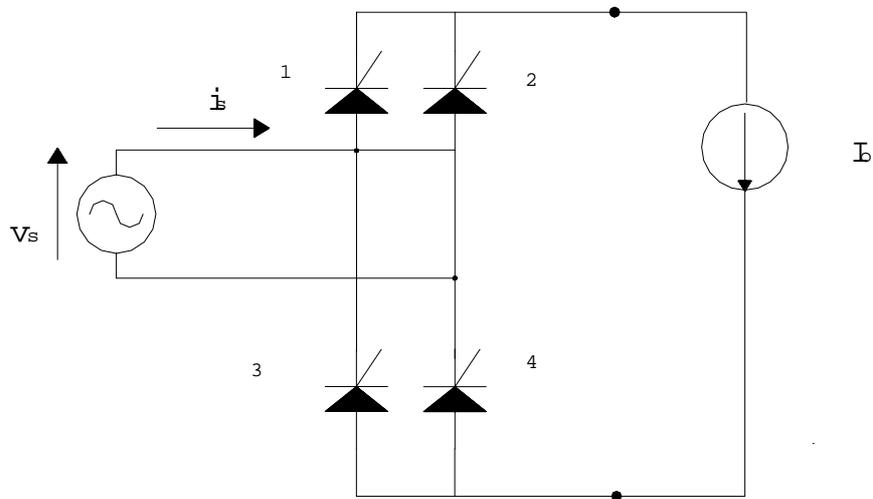


Fig. 5: Convertitore monofase nella configurazione a ponte

In ogni istante di tempo la corrente I_o fluisce attraverso un dispositivo del gruppo superiore (1 o 2) ed uno del gruppo inferiore (3 o 4). Se il comando di innesco fosse inviato senza alcun ritardo rispetto all'istante di prima polarizzazione diretta di ciascun dispositivo ($\alpha=0$), il

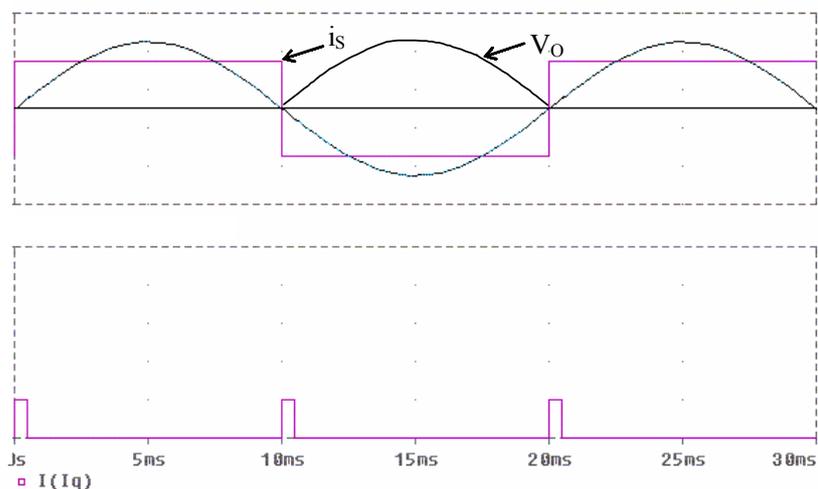


Fig.6: Andamento temporale delle grandezze elettriche

comportamento del sistema coinciderebbe con quello di un convertitore non controllato della stessa struttura. L'andamento della tensione di uscita e della corrente di ingresso è mostrata nella Figura 6.

Se si suppone di innescare le coppie di tiristori 1 e 4 con un ritardo non nullo rispetto alla prima condizione di diretta polarizzazione ($\alpha \neq 0$), la corrente fino all'istante $\omega t = \alpha$ continua a fluire attraverso la coppia di dispositivi 2 e 3 e la tensione di uscita è pari a $-v_s$. In realtà i tiristori 1 e 4 sarebbero direttamente polarizzati a partire da $\omega t = 0^+$ ma non entrano in conduzione finché non sono innescati. In conseguenza di ciò si ha che la tensione di uscita v_o è negativa fino a $\omega t = \alpha$. In corrispondenza, la corrente di ingresso, i_s , trasla di α rispetto alla tensione v_s (Fig.7).

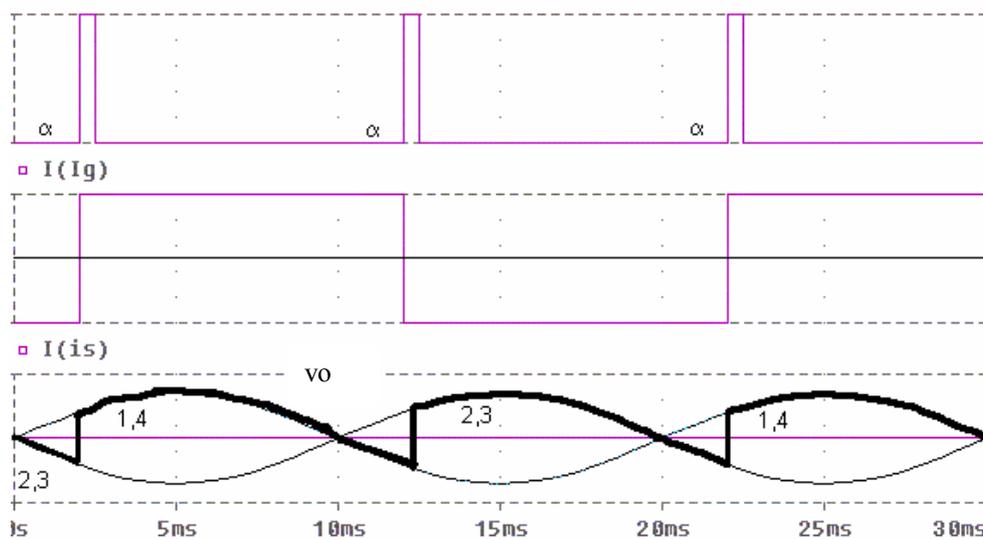


Fig. 7: andamento delle grandezze elettriche per $\alpha \neq 0$

Nell'istante $t = \alpha/\omega$, la commutazione di corrente dalla coppia (2-3) alla coppia (1-4) è istantanea per l'ipotesi di potenza di cortocircuito infinita del sistema di alimentazione. Quando conducono i tiristori (1-4) la tensione sul carico è pari a v_s .

La coppia di tiristori (1-4) continuerà a condurre fino all'istante $t = (\pi + \alpha)/\omega$, allorquando i tiristori 2 e 3 saranno nuovamente innescati con un ritardo ancora pari ad α , computato questa volta a partire da $t = \pi/\omega$.

Confrontando gli andamenti della tensione sul carico per $\alpha = 0$ ed $\alpha \neq 0$ riportati nelle Figure 6 e 7, rispettivamente, si può verificare come il valore medio della tensione sul carico può essere regolato attraverso l'angolo α . La relazione che lega la grandezza regolata (valore medio di v_o) alla grandezza di controllo (angolo α) è facilmente ricavabile dalla definizione di valore medio come:

$$Vd|_{\alpha \neq 0} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_s d\omega t = \frac{2\sqrt{2}V_s}{\pi} \cos \alpha = Vd_o \cos \alpha \cong 0.9V_s \cos \alpha$$

Dalla relazione si deduce che il valore medio della tensione di uscita può essere anche negativo, in funzione dell'angolo α . In particolare si possono discriminare due funzionamenti del convertitore:

- funzionamento da raddrizzatore per $0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$;
- funzionamento da inverter per $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$.

Tali modi di funzionamento sono evidenziati nella caratteristica di controllo riportata in Fig.8.

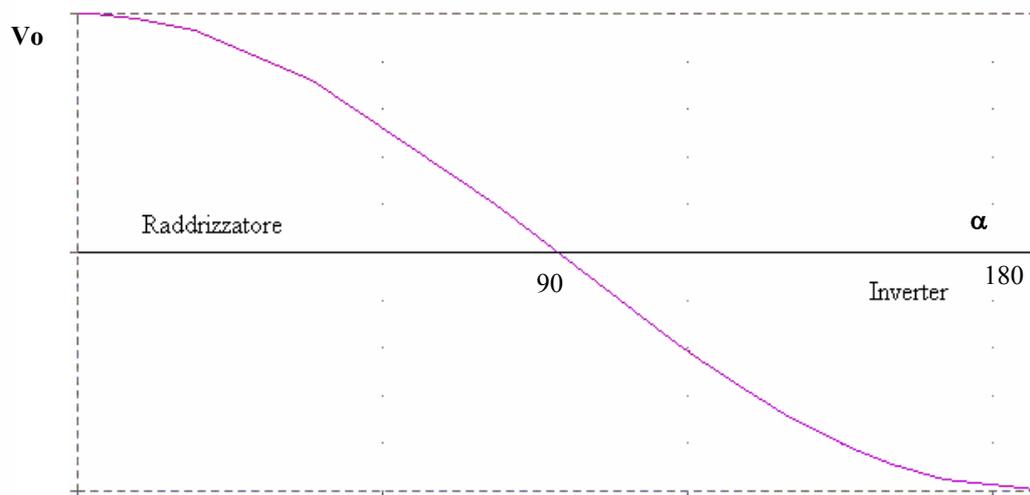


Fig.8: Caratteristica di controllo.

Con riferimento alla corrente assorbita dal ponte convertitore, i_s , si osserva che nel caso di α non nullo lo sviluppo in serie di Fourier della forma d'onda della corrente è pari a:

$$i_s|_{\alpha \neq 0} = \sum_{h=1}^{\infty} A_h \sin(h\omega t - \varphi_h) = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2\sqrt{2}I_d}{h\pi} \sin(h\omega t - \varphi_h)$$

L'ampiezza delle componenti armoniche non si modifica; variano unicamente gli sfasamenti delle componenti armoniche rispetto all'asse temporale di riferimento che risulta traslato di α rispetto al riferimento dello sviluppo in serie di Fourier. In particolare si ha che lo sfasamento della componente alla frequenza fondamentale è pari ad α :

$$\bar{I}_1 = I_1 e^{i\varphi_1} \quad \text{con } \varphi_1 = \alpha .$$

Ne consegue che le potenze attive e reattive sul lato in corrente alternata del convertitore, nelle ipotesi assunte, hanno la seguente caratteristica: la potenza attiva può invertire il segno, la potenza reattiva è invece sempre assorbita dal sistema di conversione. Per le potenze sul lato in corrente alternata del sistema di conversione, valgono le seguenti relazioni:

$$\begin{cases} P_1 = Pd = V_s I_1 \cos \varphi_1 = V_s I_1 \cos \alpha \\ Q_1 = V_s I_1 \sin \varphi_1 = V_s I_1 \sin \alpha \end{cases}$$

A titolo di esempio, la Figura 9 riporta l'andamento delle tensioni di ingresso e di uscita,

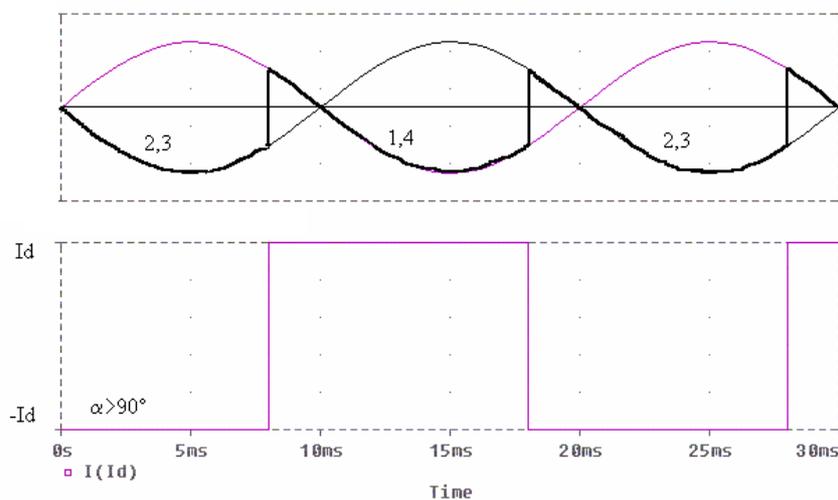


Fig. 9: Andamenti delle grandezze elettriche nel funzionamento da inverter.

oltre quello della corrente di ingresso per un valore dell'angolo di ritardo all'accensione maggiore di 90° , ossia nel funzionamento da inverter,.

4. Il fenomeno della commutazione

Nell'ipotesi di considerare la potenza di corto circuito del sistema di alimentazione di valore finito, è necessario portare in conto nel circuito equivalente la presenza di una induttanza come riportato in Fig.10.

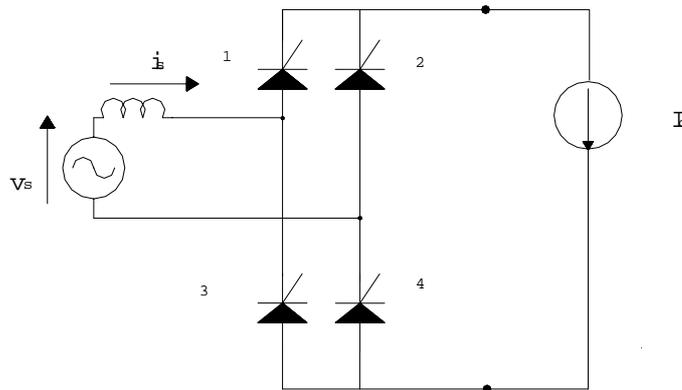


Fig.10: Schema di un sistema di conversione controllato all'accensione

Per un assegnato valore dell'angolo di ritardo all'accensione, la commutazione della corrente non è istantanea ma permane per un intervallo finito di tempo pari a μ , come mostrato nella Figura 11.

In linea di principio tale fenomeno è del tutto analogo a quello già analizzato per i sistemi di conversione non controllati monofase. Durante la commutazione i quattro tiristori conducono contemporaneamente e quindi la tensione sul carico, v_d , è pari a zero.

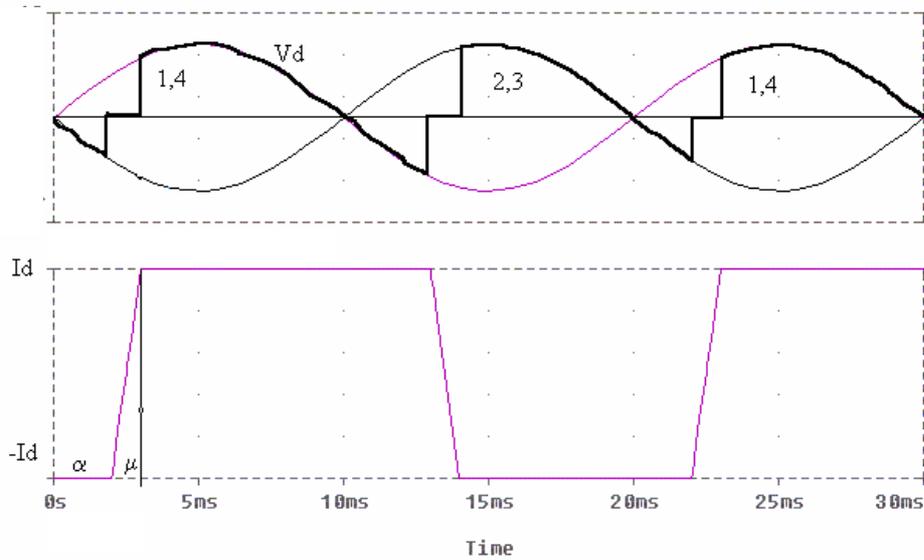


Fig.11: Andamento temporale delle grandezze elettriche del sistema in Fig.10

In tale intervallo di tempo si ha:

$$v_s = L_s \frac{di_s}{dt} \quad \text{per } \alpha \leq \omega t \leq \alpha + \mu$$

Integrando l'equazione sopra riportata è possibile ricavare l'andamento della corrente \$i_s\$ che, come già visto nei ponti a diodi, sarà traslata di \$\mu\$ rispetto all'asse di riferimento dei tempi ed avrà una forma approssimabile a quella trapezoidale (Fig.11). Come si può facilmente dimostrare, la fondamentale di corrente ha un angolo di sfasamento rispetto alla fondamentale di tensione pari a \$\alpha + \mu/2\$ (\$\varphi_1 = \alpha + \mu/2\$). In corrispondenza di tale angolo di sfasamento, maggiore rispetto a quello relativo al caso di commutazione istantanea, si avrà un aumento della potenza reattiva alla fondamentale assorbita dal ponte.

Per le armoniche di ordine maggiore di 1, vale ancora la legge di riduzione delle loro ampiezze di un fattore pari a \$1/h\$, anche se le armoniche a frequenza maggiore sono di ampiezza minore rispetto alle corrispondenti della forma d'onda rettangolare.

Il valore dell'angolo di commutazione è ricavabile sfruttando nell'espressione dell'integrale dell'equazione differenziale le condizioni al contorno dell'intervallo di commutazione $\alpha \leq \omega t \leq \alpha + \mu$, ossia:

$$i_s(\alpha) = I_d;$$

$$i_s(\alpha + \mu) = -I_d;$$

per cui si ricava :

$$\sqrt{2}V_s \sin \omega t d\omega t = \omega L_s di_s;$$

$$\int_{\alpha}^{\alpha+\mu} \sqrt{2}V_s \sin \omega t d\omega t = \int_{-I_d}^{I_d} \omega L_s di_s;$$

$$\cos(\alpha + \mu) = \cos \alpha - \frac{2\omega L_s I_d}{\sqrt{2}V_s}.$$

Il valore medio della tensione sul carico è calcolabile come:

$$\begin{aligned} V_d &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+\mu}^{\pi+\alpha+\mu} \sqrt{2}V_s \sin(\omega t) d\omega t = \\ &= \frac{1}{\pi} \left\{ \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}V_s \sin(\omega t) d\omega t - \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} \sqrt{2}V_s \sin(\omega t) d\omega t \right\} \Rightarrow \\ \Rightarrow V_d &= V_{d0} \cos \alpha - \frac{2\omega L_s I_d}{\pi} \end{aligned}$$

L'espressione ricavata è sintetizzata nelle caratteristiche esterne del convertitore nel piano (Id, Vd) riportate in Fig.12 per $0 < \alpha < 90^\circ$ (funzionamento da raddrizzatore).

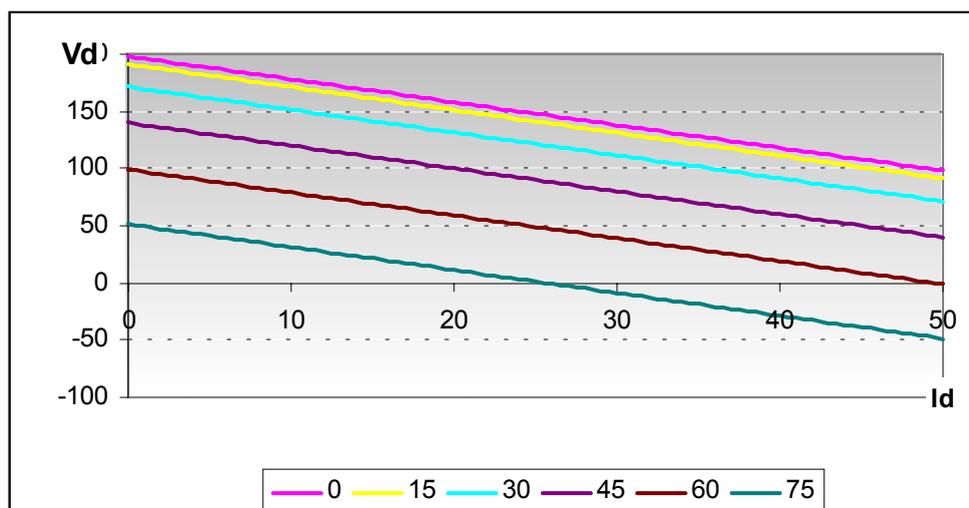


Fig.12: Caratteristiche esterne (Id, Vd) parametrizzate in α

La Fig.13 riporta gli andamenti delle grandezze elettriche nell'ipotesi che l'angolo di ritardo all'accensione sia maggiore di 90° , ossia nel funzionamento da inverter.

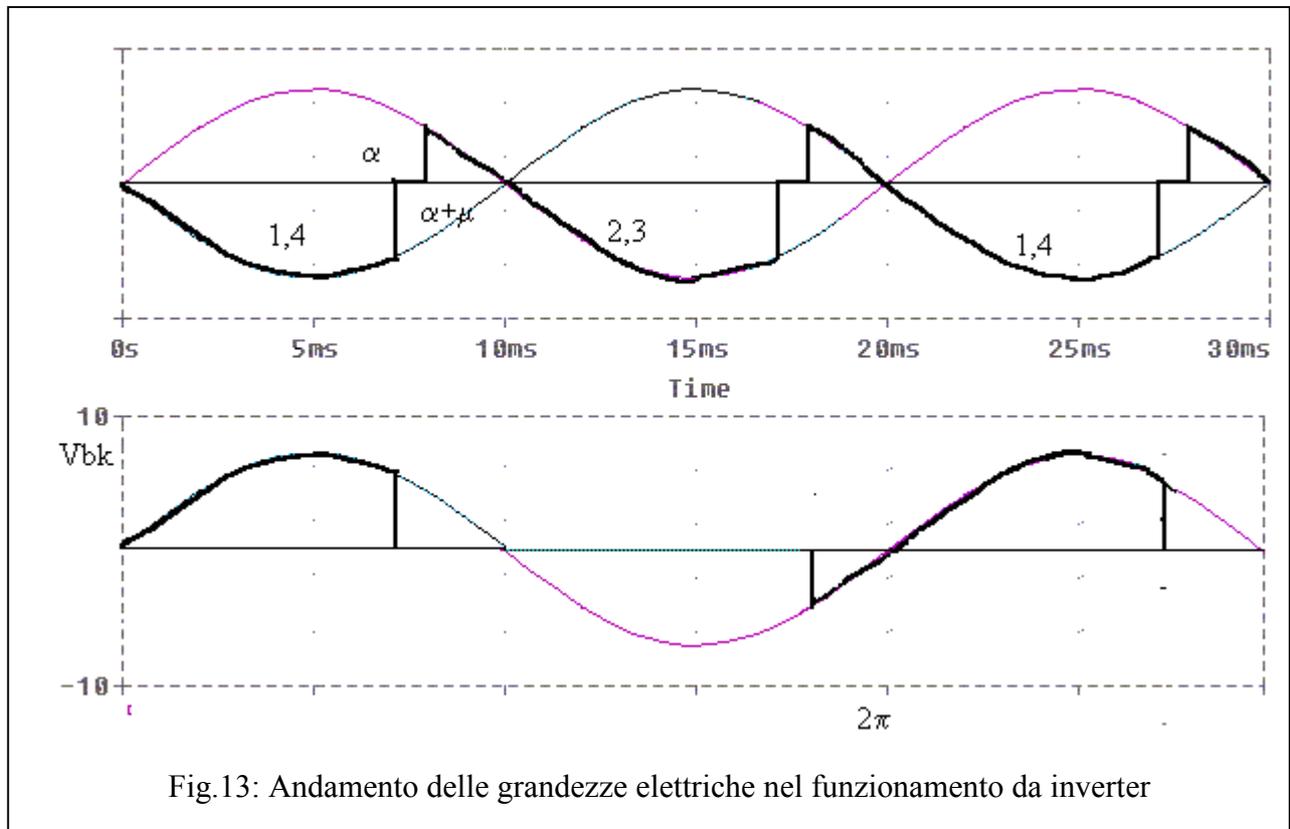


Fig.13: Andamento delle grandezze elettriche nel funzionamento da inverter

In tale caso, il fenomeno della commutazione è del tutto analogo a quello già visto. Il valore medio della tensione sul carico è negativo ed aumenta al diminuire di μ .

Si definisce l'angolo di estinzione, γ , tale che:

$$2\pi = \alpha + \mu + \gamma$$

Durante l'intervallo che corrisponde all'angolo di estinzione γ il generico dispositivo che esce dalla conduzione è inversamente polarizzato. Tale tempo deve essere almeno pari al tempo di "turn-off", t_q a cui corrisponde, quindi, un angolo minimo di estinzione $\gamma_{\min} = \omega t_q$ ($\gamma \geq \gamma_{\min}$). Per rispettare la condizione sull'angolo di estinzione è allora necessario imporre un limite all'angolo massimo di innesco dei dispositivi, ossia :

$$\alpha_{\max} = 2\pi - \mu - \gamma_{\min}$$