

IL CONVERTITORE QUATTRO QUADRANTI

Principio di funzionamento

Lo schema del convertitore switching a quattro quadranti monofase è riportato in figura 1.

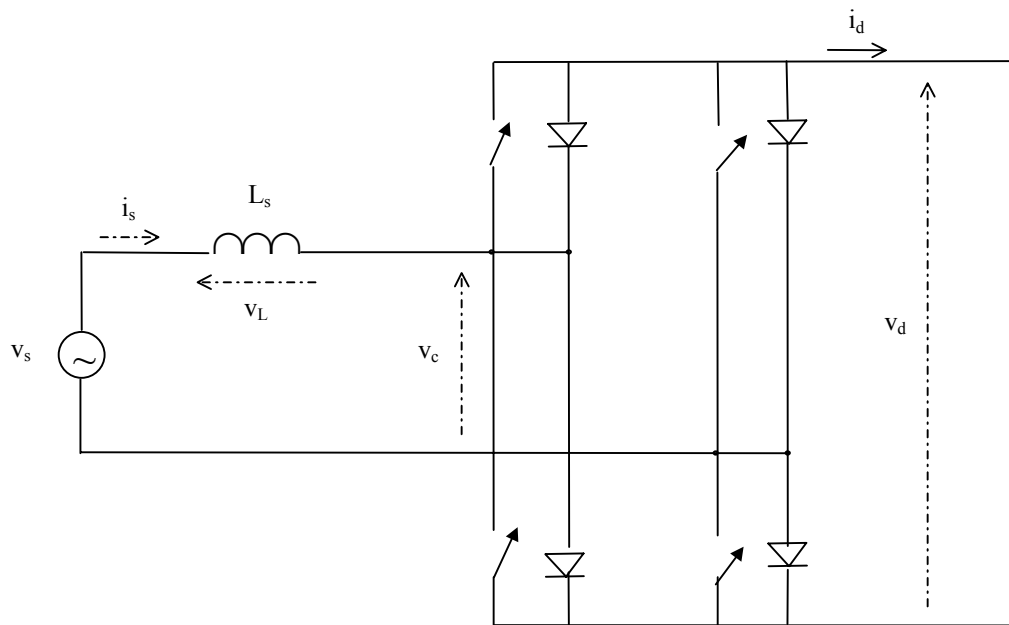


Figura1 : Convertitore switching monofase

Nel circuito di figura 1 si ha:

$$V_S = V_C + V_L$$

(1)

dove

$$V_L = L_s \frac{di_s}{dt}$$

(2)

Assumendo V_S sinusoidale, le componenti a frequenza fondamentale di V_C e i_s possono essere espresse rispettivamente dai fasori V_{C1} e I_{S1} .

Scegliendo V_S arbitrariamente come fasore di riferimento $V_S = V_S e^{j0}$, alla frequenza di rete f , si ha:

$$\mathbf{V}_S = \mathbf{V}_{C1} + \mathbf{V}_{L1} \quad (3)$$

dove

$$\mathbf{V}_{L1} = j\omega L_S \mathbf{I}_{S1}$$

(4)

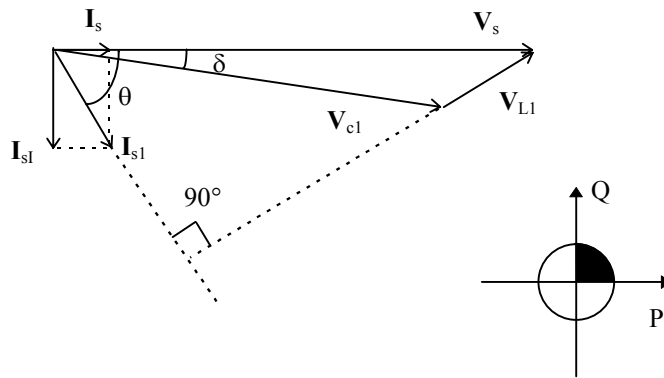


Figura 2 : Funzionamento da raddrizzatore

Se si considera un ritardo di $\mathbf{I}_{S1}$ rispetto a $\mathbf{V}_S$ di un angolo arbitrario θ , come rappresentato in fig.2 , si nota che la componente reale di $\mathbf{I}_{S1}$, $\mathbf{I}_{SR}$, è in fase con $\mathbf{V}_S$ e quindi il convertitore sta funzionando da raddrizzatore. Durante tale fase il flusso di potenza è dal lato A.C. al lato D.C., quindi positivo nella convenzione adottata, così come la potenza reattiva induttiva che è erogata dalla rete. In tale funzionamento la tensione $\mathbf{V}_{C1}$ ritarda rispetto a $\mathbf{V}_S$ di un angolo δ .

Analizziamo, invece, il caso in cui $\mathbf{V}_{C1}$ anticipa $\mathbf{V}_S$ di un angolo δ , come rappresentato in fig. 3.

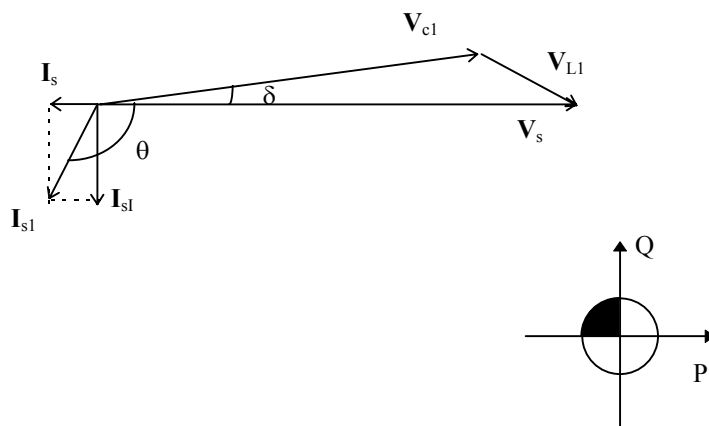


Figura 3 : Funzionamento da inverter

In questo caso la componente reale di I_{s1} , I_{sR} , è sfasata di 180° rispetto a V_s , per cui si è in funzionamento da inverter, cioè il flusso di potenza attiva è dal lato D.C. al lato A.C., quindi negativo sempre secondo le convenzioni utilizzate. La componente immaginaria, invece, è inalterata, quindi, la potenza reattiva è sempre erogata dalla rete, cioè positiva.

Facendo variare il modulo di V_{c1} si ottengono gli altri due casi presentati nelle figure 4 e 5, che spiegano il nome “quattro quadranti”.

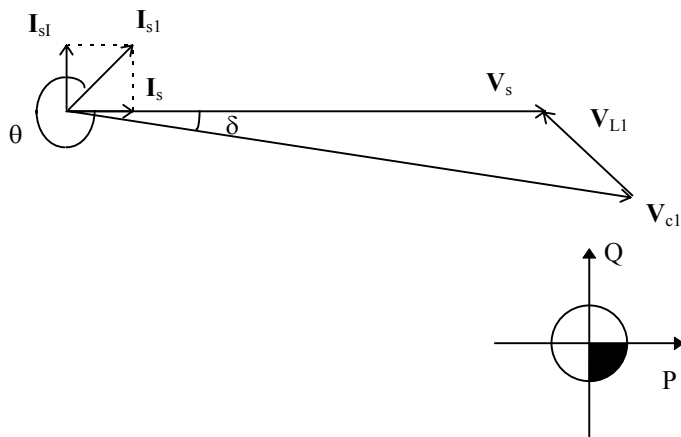


Figura 4 : Funzionamento nel 3° caso

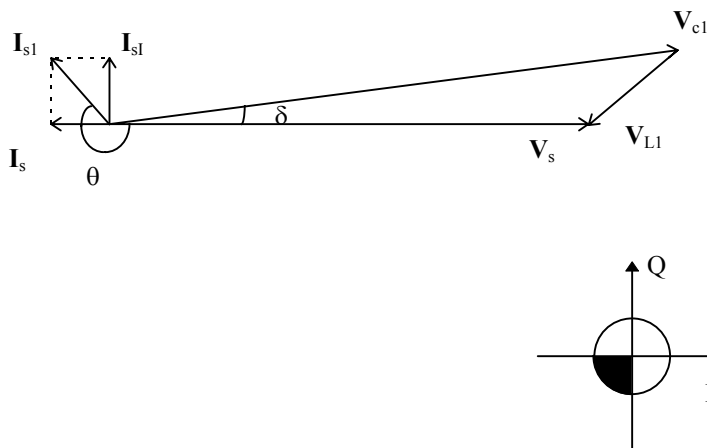


Figura 5 : Funzionamento nel 4° caso

Nell'analisi generale discussa precedentemente, sono di particolare interesse le due condizioni:

- i) funzionamento da inverter a $\cos\theta = 1$;
- ii) funzionamento da raddrizzatore a $\cos\theta = 1$.

I diagrammi fasoriali dei due casi sono presentati rispettivamente nelle figure 6 e 7.

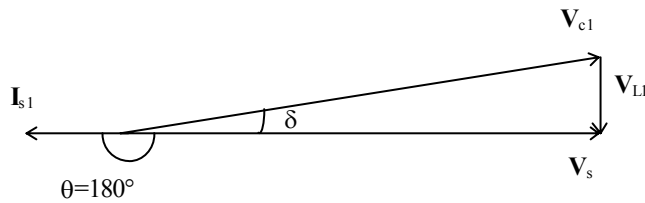


Figura 6: Inversione a fattore di potenza unitario

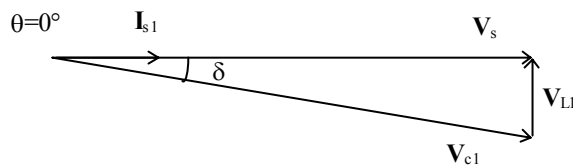


Figura 7 : Conversione a fattore di potenza unitario

In entrambi i casi l'ampiezza della fondamentale di tensione V_{c1} è data dalla relazione:

$$V_{c1} = \sqrt{V_s^2 + (\omega L_s I_{s1})^2} \quad (8)$$

Espressione di alcune grandezze notevoli

E' possibile a questo punto ricavare l'espressione analitica delle potenze attiva e reattiva. Prendendo a riferimento la fig. 2 si ha:

$$P = V_s I_{s1} \cos \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(\frac{V_{c1}}{V_s} \sin \delta \right) \quad (5)$$

dove δ è l'angolo di sfasamento tra i fasori della tensione di alimentazione V_s e la tensione di ingresso al convertitore V_{c1} ;

$$Q = V_s I_{s1} \sin \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(1 - \frac{V_{c1}}{V_s} \cos \delta \right) \quad (6)$$

In generale, la potenza reattiva Q è la somma di quelle assorbite dal convertitore e dall'induttanza L_s . Tuttavia, a frequenze di commutazione molto elevate, L_s può essere resa molto piccola e la Q può essere approssimata alla

sola potenza reattiva assorbita dal convertitore. Dalle precedenti equazioni è facile esplicitare la fondamentale di corrente:

$$\mathbf{I}_{s1} = \frac{(\mathbf{V}_s - \mathbf{V}_{c1})}{j\omega L_s} \quad (7)$$

Da queste equazioni è chiaro che, per una data tensione di linea V_s e una definita induttanza L_s , i valori desiderati di P e di Q possono essere ottenuti controllando l'ampiezza e la fase di V_{c1} . La figura 8 mostra come può variare il fasore $\mathbf{V}_{c1}$ mantenendo l'ampiezza di $\mathbf{I}_{s1}$ costante. I due cerchi sono i luoghi dei fasori $\mathbf{I}_{s1}$ e $\mathbf{V}_{c1}$.

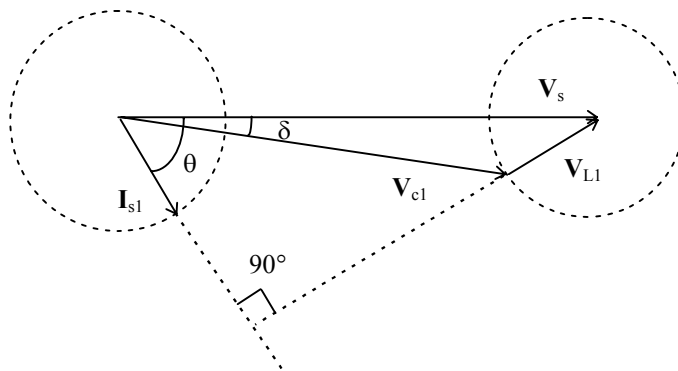


Figura 8: Diagramma fasoriale

Da tale figura si nota una delle caratteristiche fondamentali di questo convertitore: l'essere in grado di convertire energia dalla rete in alternata al carico in continua o viceversa, a fattore di potenza controllabile.

Le operazioni ad alta frequenza (>10 kHz) di un convertitore a quattro quadranti unitamente ad avanzate strategie di controllo e all'uso di componenti a semiconduttore come gli IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), permettono di ottenere conversioni di potenza con efficienze maggiori del 95% mentre le correnti sono caratterizzate da distorsione armonica estremamente ridotta.

Per ottenere un valore prestabilito di potenza attiva e reattiva si deve effettuare il controllo sull'ampiezza V_{c1} e sull'angolo δ .

Infatti, dette P^* e Q^* rispettivamente le potenze attiva e reattiva che si vogliono ottenere, i valori dell'ampiezza V_{c1} e dell'angolo δ possono essere calcolati utilizzando le relazioni inverse delle (5) e (6), che sono le seguenti:

$$V_{c1} = \frac{\omega L_s P^*}{V_s \sin \left[\arctg \left(\frac{\omega L_s P^*}{V_s^2 - \omega L_s Q^*} \right) \right]} \quad (9)$$

$$\delta = \arctg \left(\frac{\omega L_s P^*}{V_s^2 - \omega L_s Q^*} \right) \quad (10)$$

Tecniche di modulazione

Le tecniche di controllo utilizzate per questo tipo di convertitori dipendono da quale grandezza elettrica è impiegata per la regolazione delle potenze attiva e reattiva. In generale le possibilità realizzative più diffuse sono due:

- la tecnica di controllo PWM (in tensione e in corrente);
- la tecnica di controllo della corrente lato alternata con la modulazione ad isteresi.

PWM in tensione

La tecnica di modulazione dell'ampiezza degli impulsi ("Pulse width modulation", PWM) si realizza mantenendo costante la frequenza di switching f_s e variando la durata del periodo di accensione τ_{on} , come mostrato in figura 9, essendo $T_s = \tau_{on} + \tau_{off}$ il periodo di switching, ossia il periodo di pilotaggio dell'interruttore, ed $f_s = 1/T_s$ la corrispondente frequenza di switching.

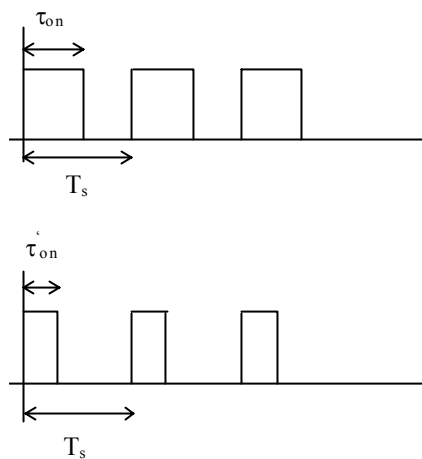


Figura9 : Modulazione dell'ampiezza degli impulsi

E' possibile definire il rapporto di utilizzo degli interruttori come:

$$D = \tau_{on} / T_s$$

(20)

I segnali di accensione e di spegnimento che controllano lo stato dell'interruttore statico sono generati confrontando una tensione di controllo detta modulante con una forma d'onda ripetitiva triangolare detta portante.

Per il convertitore a quattro quadranti la modulante è una tensione sinusoidale a frequenza f_1 , mentre la portante è una tensione triangolare a frequenza f_s . E' possibile definire due grandezze di fondamentale importanza per il controllo: il rapporto di modulazione dell'ampiezza (m_a) e il rapporto di modulazione della frequenza (m_f), definiti come:

$$m_a = V_{smax}/V_{pmax}$$

(21)

$$m_f = f_s/f_1$$

(22)

dove V_{smax} è il valore massimo della modulante, mentre V_{pmax} è il valore massimo della portante.

La modulazione, nel convertitore monofase, viene realizzata controllando l'accensione degli interruttori statici di ciascun ramo separatamente, comparando la portante V_p con due tensioni di controllo opposte tra loro, V_s e $-V_s$.

Per il ramo degli interruttori A si otterrà quindi:

- per $V_s > V_p$, T_{A+} in stato ON e T_{A-} in stato OFF;
- per $V_s < V_p$, T_{A+} in stato OFF e T_{A-} in stato ON.

Per il ramo degli interruttori B analogamente:

- per $-V_s > V_p$, T_{B+} in stato ON e T_{B-} in stato OFF;
- per $-V_s < V_p$, T_{B+} in stato OFF e T_{B-} in stato ON.

La modulazione così fatta simula una portante a frequenza doppia e ciò si riflette anche nello spettro delle armoniche della tensione di ingresso al convertitore ove risultano essere presenti soltanto le bande laterali centrate intorno a quelle di ordine $2km_f$ con k intero positivo.

E' ovvio allora come sia possibile ridurre il contenuto armonico in modo molto semplice attraverso un innalzamento del rapporto di modulazione della frequenza, reso oggi possibile dagli sviluppi tecnologici sui componenti.

Si può notare che, facendo riferimento alla fig. 1, l'ampiezza di picco della fondamentale di V_c è pari a:

$$V_{c1max} = m_a V_d \quad (23)$$

purchè $m_a \leq 1$. Ciò può essere dimostrato attraverso le considerazioni seguenti.

La tensione di controllo, come visto, è pari a:

$$V_s(t) = V_{s\max} \sin(\omega_1 t + \delta) \quad (24)$$

con $\omega_1 = 2\pi f_1 t$ e $V_{s\max} < V_{p\max}$.

La tecnica PWM è tale per cui la componente a frequenza fondamentale $V_{c1}(t)$ varia sinusoidalmente e in fase con la tensione di controllo $V_s(t)$ ed è pari a:

$$V_{c1}(t) = \frac{V_{s\max}}{V_{p\max}} V_d \sin(\omega_1 t + \delta) = m_a V_d \sin(\omega_1 t + \delta) \quad (25)$$

con $m_a \leq 1$ e quindi:

$$V_{c1\max} = m_a V_d \quad (26)$$

che mostra come nel PWM sinusoidale l'ampiezza della componente fondamentale della tensione varia linearmente con m_a , purchè $m_a \leq 1$. Quindi, l'intervallo $0 < m_a < 1$ è una zona di funzionamento lineare.

La relazione (25) è stata ottenuta facendo riferimento al caso in cui V_s è costante, come mostrato in figura 10.

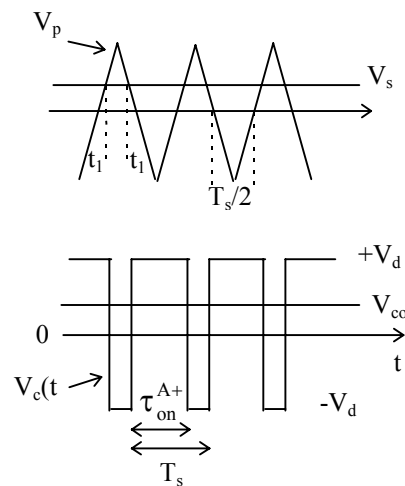


Figura 10 : Modulazione PWM

Si nota dalla figura come sia possibile scrivere le seguenti relazioni:

$$D_{A+} = \frac{\tau_{on}^{A+}}{T_s} = \frac{1}{T_s} \left(\frac{T_s}{2} + 2t_1 \right) \quad (27)$$

$$D_{B+} = \frac{\tau_{on}^{B+}}{T_s} = \frac{1}{T_s} \left(\frac{T_s}{2} - 2t_1 \right) \quad (28)$$

E' inoltre valida la proporzione:

$$t_1 : T_s/4 = V_s : V_{p\max}$$

e quindi:

$$D_{A+} = \frac{1}{T_s} \left(\frac{T_s}{2} + \frac{T_s}{2} \frac{V_s}{V_{p \max}} \right) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{V_s}{V_{p \max}} \right) \quad (29)$$

$$D_{B+} = \frac{1}{T_s} \left(\frac{T_s}{2} - \frac{T_s}{2} \frac{V_s}{V_{p \max}} \right) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{V_s}{V_{p \max}} \right) \quad (30)$$

E' possibile, a questo punto, calcolare il valor medio di $V_c(t)$ ed utilizzando le relazioni (29-30) si ottiene:

$$V_{co} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_c(t) dt = V_d D_{A+} - V_d D_{B+} = \frac{V_d}{2} \left(1 + \frac{V_s}{V_{p \max}} - 1 + \frac{V_s}{V_{p \max}} \right) = \frac{V_s}{V_{p \max}} V_d \quad (31)$$

Poichè, nella realtà, V_s varia molto poco durante un periodo di switching, cioè m_f è sufficientemente grande, il "valor medio istantaneo" di V_c varierà soltanto da un periodo di switching al successivo e questo "valor medio istantaneo" rappresenta la componente a frequenza fondamentale. La scelta di una V_s sinusoidale comporta, quindi, l'ottenimento di una tensione V_{c1} anch'essa sinusoidale e della medesima frequenza.

Nell'analisi precedente si è assunto $m_a \leq 1$, corrispondente ad un funzionamento del PWM sinusoidale nella regione lineare. Così facendo, l'ampiezza della tensione alla frequenza fondamentale varia linearmente con m_a e le armoniche sono centrate nell'intorno della frequenza di switching e suoi multipli. Uno degli effetti negativi è, però, che l'ampiezza massima disponibile di V_{c1} è limitata. Per incrementarla ulteriormente l' m_a può essere portato oltre l'unità, determinando la cosiddetta "sovramodulazione", che causa un incremento delle armoniche al lato del centro banda rispetto al caso lineare. Quello che si nota è che le armoniche con ampiezza dominante nel funzionamento lineare possono non esserlo più nella sovramodulazione e, soprattutto, che l'ampiezza della componente a frequenza fondamentale non varia più linearmente con il rapporto di modulazione d'ampiezza m_a .

La fig.11 mostra l'andamento del picco di V_{c1} normalizzato rispetto a V_d in funzione di m_a .

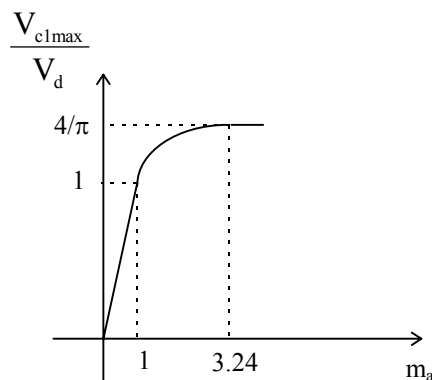


Figura 11 : Controllo della tensione al variare di m_a

In particolare si nota che durante la sovrarmodulazione l'ampiezza di V_{c1} dipende anche da m_f e non soltanto da m_a come avveniva nel funzionamento in regione lineare. Per m_a sufficientemente grande si passa nel funzionamento ad onda quadra, nel quale il V_{c1max} rimane costante al variare di m_a .

Nell'analisi condotta si è fatto in modo tale da restare comunque nella regione di linearità, e questo si è reso necessario tra l'altro per limitare il contenuto armonico nella corrente di ingresso al convertitore i_s . Ciò ha comportato il soddisfacimento della disuguaglianza

$$V_{c1max} \leq V_d.$$

Impiegando una frequenza di switching sufficientemente elevata, c'è bisogno soltanto di una piccola induttanza lato alternata L_s . Quindi dall'equazione (8) si ottiene:

$$V_{c1} \cong V_s \quad (32)$$

e questo comporta in definitiva che, per restare in linearità, occorre verificare la seguente disuguaglianza:

$$V_d \geq \sqrt{2} V_s \quad (33)$$

Analogamente al monofase, l'obiettivo nel PWM trifase è controllare le tensioni lato alternata in ampiezza e frequenza. Per ottenere tensioni trifase bilanciate, la stessa portante triangolare è comparata con tre tensioni di controllo sinusoidali sfasate tra loro di 120° . Per quanto riguarda il contenuto armonico delle tensioni concatenate, si nota che le armoniche a frequenza m_f sono soppresse se il suo valore è dispari e multiplo di tre e risultano presenti nello spettro di armoniche solamente quelle al lato del centro banda di m_f . Anche per il trifase, quindi, è possibile ridurre il contenuto armonico semplicemente incrementando il rapporto di modulazione della frequenza.

Il desiderio è, anche in questo caso, quello di lavorare in regione di linearità, cioè con $m_a \leq 1$. Facendo riferimento alla fig. 10 si può dire che, ad alte frequenze di switching:

$$V_{cLL} \cong V_{LL} \quad (34)$$

sapendo che:

$$V_{AN1max} = m_a V_d / 2 \quad (35)$$

si ha che:

$$V_{LL1eff} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_{AN1max} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_d \cong 0.612 m_a V_d \quad (36)$$

Esplicitando la precedente rispetto a V_d si ottiene:

$$V_d = \frac{V_{LL1}}{0.612m_a} = \frac{1.634}{m_a} V_{LL1} \quad \text{con } m_a \leq 1$$

(37)

In definitiva, la disuguaglianza da rispettare nel caso trifase è:

$$V_d \geq 1.634 V_{LL1} \quad (38)$$

Nel PWM in tensione la tensione di controllo, V_s , è ottenuta amplificando l'errore tra la tensione lato alternata di riferimento e il suo valore attuale, come mostrato nella figura 12.

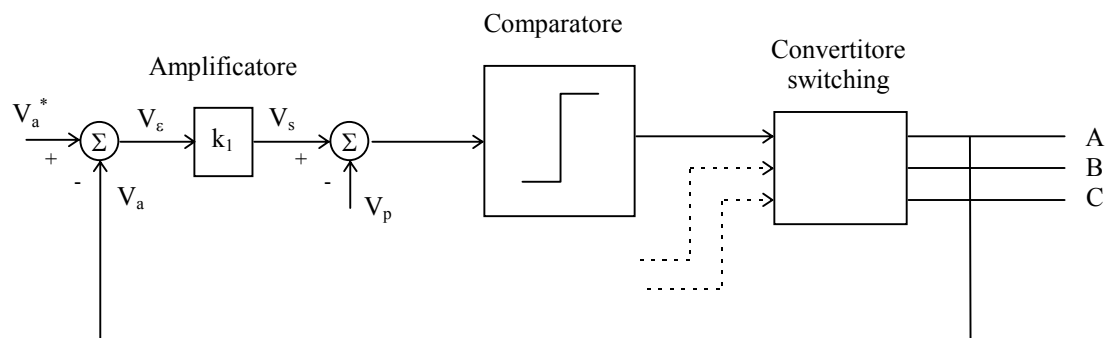


Figura 12 : Tecnica di controllo PWM in tensione

Dalla figura si nota che il funzionamento consiste nel confronto tra una tensione di controllo sinusoidale V_s detta modulante a frequenza f_1 e una portante triangolare V_p a frequenza di switching f_s . Da questo confronto, attraverso comparatori, si ottengono i segnali di controllo per gli interruttori del convertitore.

PWM in corrente

Nel PWM in corrente la tensione di controllo V_s viene ricavata moltiplicando la differenza tra la corrente alternata di riferimento e il valore attuale per un opportuno coefficiente dimensionale, come mostrato nella figura 13.

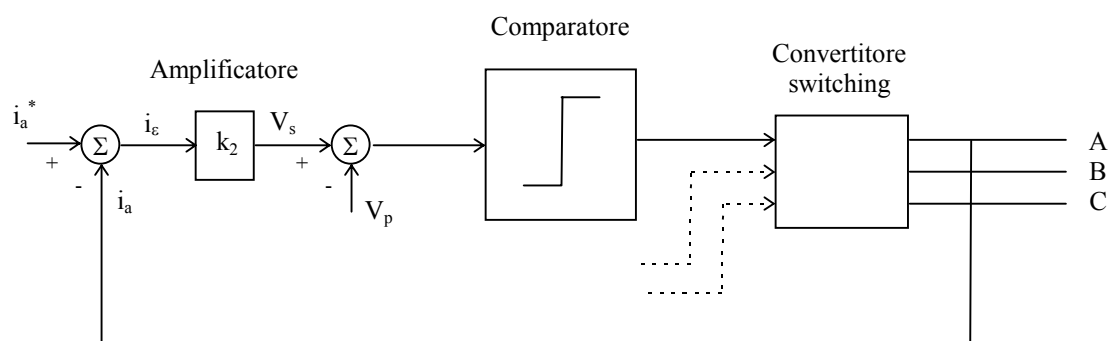


Figura 13 : Tecnica di controllo PWM in corrente

Analogamente a quello in tensione, anche il PWM in corrente determina i segnali di controllo per gli interruttori utilizzando comparatori che confrontano le tensioni di controllo con la portante triangolare.

E' possibile, al posto dell'amplificatore, inserire un opportuno controllore che permetta di ridurre l'errore il più rapidamente possibile.

Isteresi in corrente

In questo caso è la corrente che viene controllata sempre allo scopo di regolare la tensione lato alternata. Il controllo ad isteresi, detto anche a banda di tolleranza, si basa sul confronto tra una corrente di riferimento i_a^* e il valore attuale della corrente di fase i_a . Tale confronto viene effettuato attraverso un comparatore a isteresi. Se la corrente attuale cerca di andare al di là del limite superiore della banda di tolleranza, T_{A-} viene acceso e quindi T_{A+} viene spento. Questo determina una riduzione del valore attuale della corrente che si porterà verso il limite inferiore della banda di tolleranza, dove avverrà la commutazione opposta. Azioni simili avvengono, ovviamente, anche per le altre due fasi. Uno schema del controllo ad isteresi è rappresentato in figura 14.

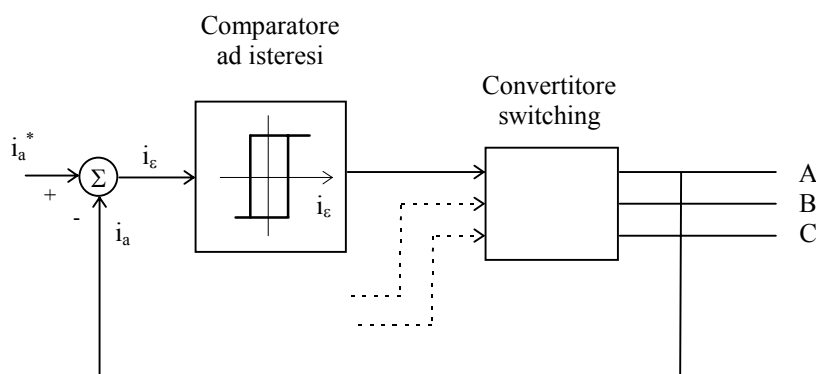


Figura 14 : Schema di controllo a isteresi

La frequenza di switching, a differenza del controllo PWM, dipende da quanto rapidamente si sposta la corrente dal limite superiore a quello inferiore e viceversa ed inoltre dipende dall'ampiezza della banda stessa. Questo ci fa capire che il valore di f_s non è costante ma varia lungo tutta la forma d'onda di corrente, e per quanto riguarda il contenuto armonico della corrente di linea, questo può essere opportunamente ridotto diminuendo la larghezza della banda di tolleranza, tenendo tuttavia presente che ad una riduzione della banda corrisponde un incremento della frequenza di switching.

Configurazione trifase

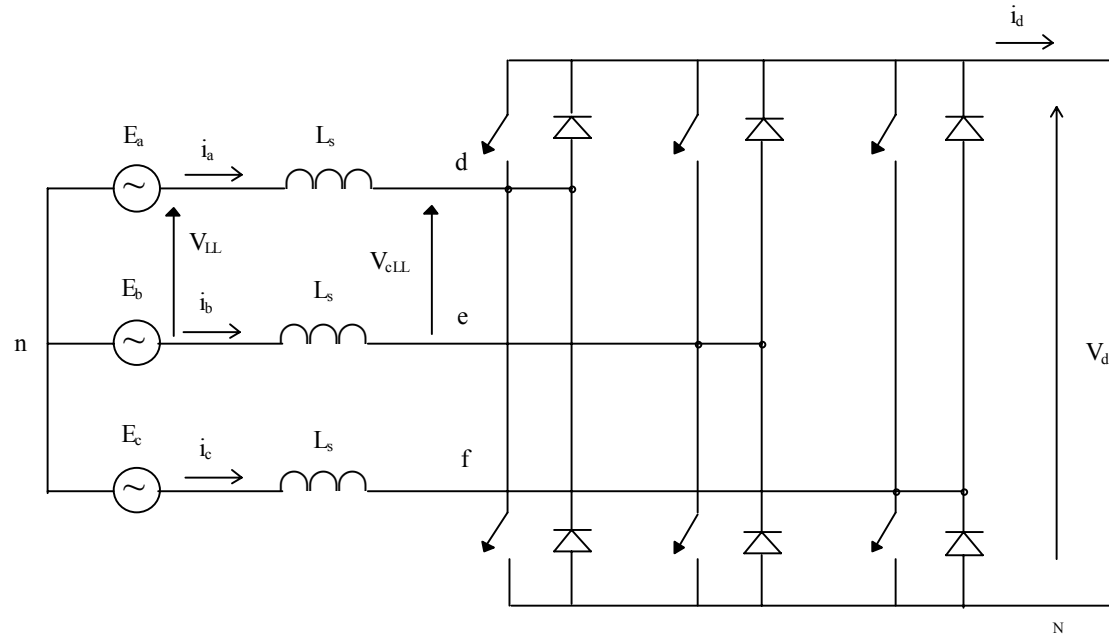


Figura 3.13 : Convertitore trifase

Il principio di funzionamento è analogo a quello monofase. Questo convertitore è capace di fornire una corrente di ingresso quasi sinusoidale a fattore di potenza unitario; inoltre il flusso di potenza attraverso tale convertitore è reversibile.

Ipotizzando condizioni simmetriche ed equilibrate delle tensioni di alimentazione, le relazioni che permettono di ottenere il modulo e la fase della fondamentale di V_{dn} a partire dai valori di riferimento P^* e Q^* sono:

$$V_{dn1} = \frac{\omega L_s P^*}{3E_a \sin \left[\arctg \left(\frac{\omega L_s P^*}{3E_a^2 - \omega L_s Q^*} \right) \right]} \quad (3.11)$$

$$\delta = \arctg \left(\frac{\omega L_s P^*}{3E_a^2 - \omega L_s Q^*} \right) \quad (3.12)$$

Le equazioni differenziali che modellano l'evoluzione dinamica delle correnti di linea sono le seguenti:

$$L_s \frac{di_a}{dt} = E_a - V_{dn} \quad (3.13)$$

$$L_s \frac{di_b}{dt} = E_b - V_{en} \quad (3.14)$$

$$i_c = -i_a - i_b \quad (3.15)$$

per il convertitore switching è possibile scrivere la seguente equazione per le correnti:

$$i_d = \alpha_1 i_a + \alpha_2 i_b + \alpha_3 i_c \quad (3.16)$$

dove α_1 , α_2 e α_3 sono le funzioni di switching che sono pari a 1 quando gli interruttori superiori sono in conduzione e pari a 0 quando conducono quelli inferiori. I valori delle funzioni di switching sono determinati dalle equazioni di controllo e dalla tecnica di modulazione impiegata. In particolare, se si adotta il controllo di potenza attiva e reattiva a fattore di potenza unitario, le equazioni di controllo sono le (3.11) e (3.12).

Le tensioni $\mathbf{V}_{dn1}$, $\mathbf{V}_{en1}$ e $\mathbf{V}_{fn1}$ che soddisfano tali leggi di controllo sono ottenute, nel caso di PWM in tensione (cfr. par. 3.2.3.1), dalla relazione (3.25) valida per ognuno degli andamenti delle tre tensioni stellate. Si nota che si sta ipotizzando, come è usuale, che i due interruttori sullo stesso ramo non possono essere entrambi accesi o spenti.

Le equazioni che regolano l'andamento delle tensioni di ingresso al convertitore sono le seguenti:

$$V_{dn} = \frac{2}{3} V_{dN} - \frac{1}{3} (V_{eN} + V_{fN}) \quad (3.17)$$

$$V_{en} = \frac{2}{3} V_{eN} - \frac{1}{3} (V_{dN} + V_{fN}) \quad (3.18)$$

$$V_{fn} = \frac{2}{3} V_{fN} - \frac{1}{3} (V_{dN} + V_{eN}) \quad (3.19)$$