

RADDRIZZATORI A COMMUTAZIONE FORZATA

Prof. Simone CASTELLAN

- [1] R.Teodorescu, M.Liserre, and P.Rodriguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*, Chapters 8, 11,12, John Wiley & Sons, Ltd., Wiley-IEEE Press, 2011.
- [2] G.C. and J. C. Hung, “Phase-Locked Loop Techniques - A Survey”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.43, No.6, pp. 609-615, December 1996.
- [3] L.Malesani, L.Rossetto, P.Tenti and P.Tomasin, “AC/DC/AC PWM converter with reduced energy storage in the DC link”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.31, No.2, pp.287-292, March/April 1995.

INTRODUZIONE

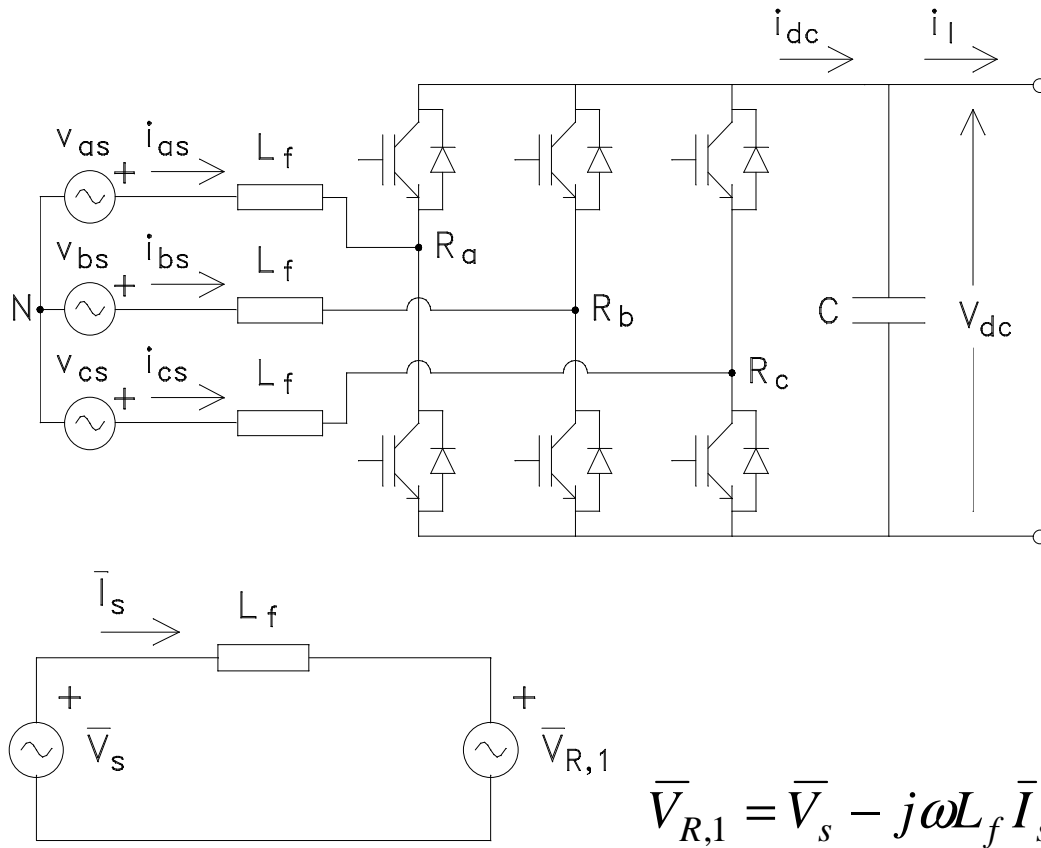
I raddrizzatori a commutazione forzata vengono così chiamati perché sono dotati di interruttori comandati sia in apertura che in chiusura. Per il comando degli interruttori viene utilizzata una tecnica di modulazione; per questo motivo sono anche detti raddrizzatori a PWM.

I raddrizzatori a commutazione forzata sono caratterizzati da un basso impatto sulla rete di alimentazione in quanto vengono controllati in modo da assorbire correnti sinusoidali in fase con la tensione di alimentazione.

Esistono vari tipi di raddrizzatori a commutazione forzata. I più diffusi hanno una configurazione circuitale a ponte uguale a quella degli invertitori e differiscono da essi solo per la funzione svolta. Infatti, mentre negli invertitori il lato in alternata è collegato al carico, nei raddrizzatori il lato in alternata è collegato al sistema di alimentazione e l'energia fluisce dal lato in alternata al lato in continua. La struttura circuitale dei raddrizzatori a commutazione forzata con configurazione a ponte è in grado di funzionare sui quattro quadranti e quindi sono capaci di recuperare in rete l'energia ceduta dal lato in continua.

Fra gli altri tipi di raddrizzatori a commutazione forzata vi è ad esempio un raddrizzatore noto con il nome di raddrizzatore Vienna, perché è stato sviluppato all'Università di Vienna. La caratteristica più significativa del raddrizzatore Vienna è l'impiego di un numero dimezzato di interruttori comandati rispetto ad un raddrizzatore a ponte. Questo raddrizzatore però non è in grado di funzionare sui quattro quadranti perché non consente il flusso dell'energia dal lato in continua al lato in alternata.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

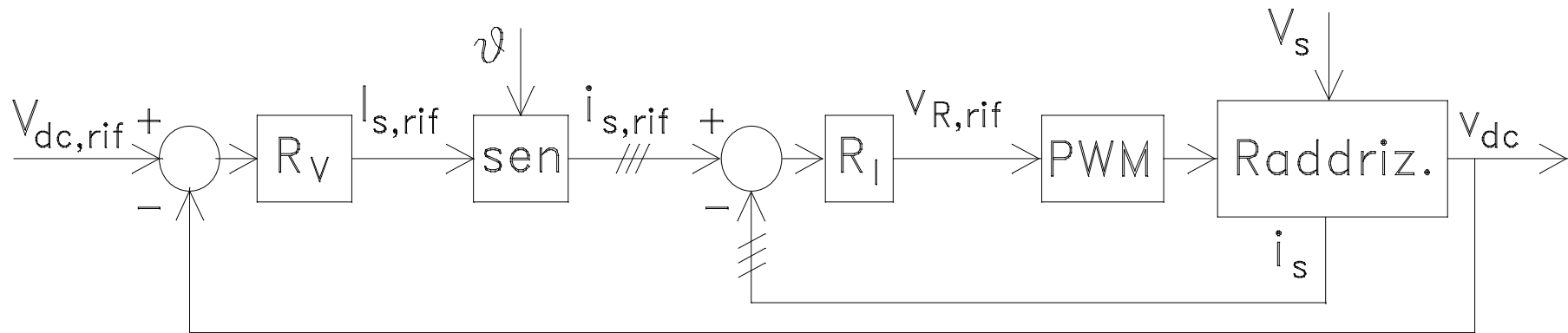


Allo scopo di assorbire dalla rete correnti sinusoidali la tensione di ingresso del raddrizzatore viene controllata mediante una tecnica a PWM così da ottenere una forma d'onda costituita da una tensione sinusoidale a 50Hz e da armoniche di tensione in alta frequenza. Queste ultime iniettano in rete armoniche di corrente la cui presenza può essere trascurata dal momento che la loro ampiezza è notevolmente ridotta dalle induttanze di filtro L_f poste nel lato in alternata.

Ciascuna delle tre fasi del lato in alternata del raddrizzatore può essere schematizzata mediante un circuito in regime sinusoidale dove sono presenti i generatori V_s e $V_{R,1}$, rappresentanti rispettivamente la tensione di alimentazione e la componente fondamentale della tensione di ingresso del raddrizzatore.

La tensione sul condensatore e le correnti nel lato in alternata sono controllati a catena chiusa in modo che a) la tensione sul condensatore sia costante, b) le correnti abbiano forma d'onda sinusoidale e siano in fase con le tensioni di alimentazione.

SISTEMA DI CONTROLLO



La tensione sul condensatore è confrontata con il valore di riferimento e l'errore è elaborato da un regolatore la cui uscita rappresenta il riferimento di ampiezza delle correnti. Esso viene moltiplicato per le forme d'onda di riferimento delle correnti che sono ottenute utilizzando una terna simmetrica di sinusoidi sincronizzate con la tensione di alimentazione mediante un PLL. Si noti che a regime la potenza attiva in ingresso al raddrizzatore è uguale alla potenza richiesta dal carico più le perdite nel raddrizzatore stesso.

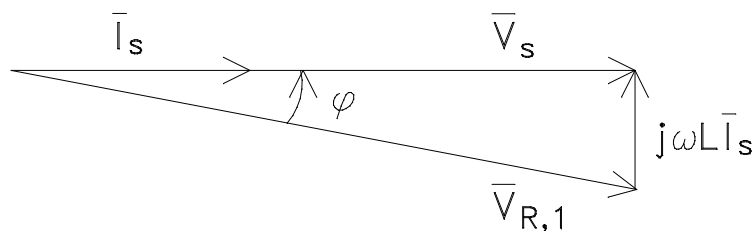


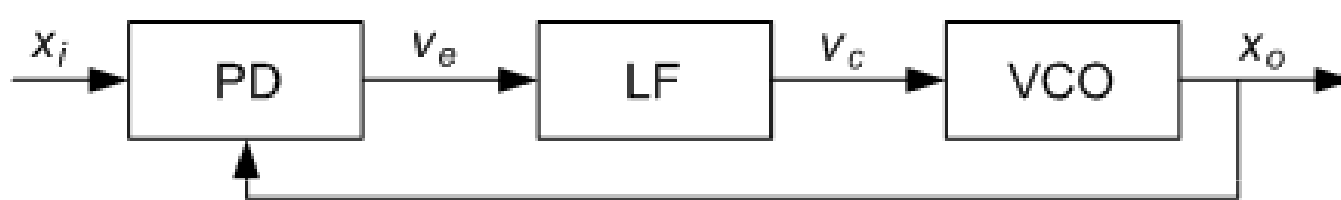
Diagramma vettoriale relativo all'assorbimento da parte del raddrizzatore di una corrente sinusoidale in fase con la tensione di alimentazione. Poiché la caduta di tensione sull'induttanza è ortogonale a \bar{V}_s e la sua ampiezza è piccola rispetto a V_s ne consegue che $V_{R,1} \cong V_s$.

PLL (PHASE –LOCKED LOOP)

Un PLL è un sistema di controllo in catena chiusa che produce un segnale di uscita x_o sincronizzato con un segnale periodico di ingresso x_i .

Un PLL elementare è costituito da tre componenti fondamentali:

- *rilevatore di fase* (phase detector – PD), fornisce una tensione di uscita v_e di ampiezza proporzionale allo sfasamento tra le tensioni di ingresso;
- *filtro di anello* (loop filter – LF), può essere un filtro passa-basso o un PI e svolge la funzione di filtrare le componenti di alta frequenza di v_e ;
- *oscillatore controllato in tensione* (voltage-controlled oscillator – VCO), fornisce un segnale sinusoidale alla pulsazione $\omega_{osc} + \Delta\omega$, dove ω_{osc} è la frequenza libera dell'oscillatore in assenza di segnale di ingresso e $\Delta\omega$ è proporzionale all'ampiezza del segnale di ingresso v_c .



$$x_i(t) = V_i \sin(\omega_i t - \theta_i)$$

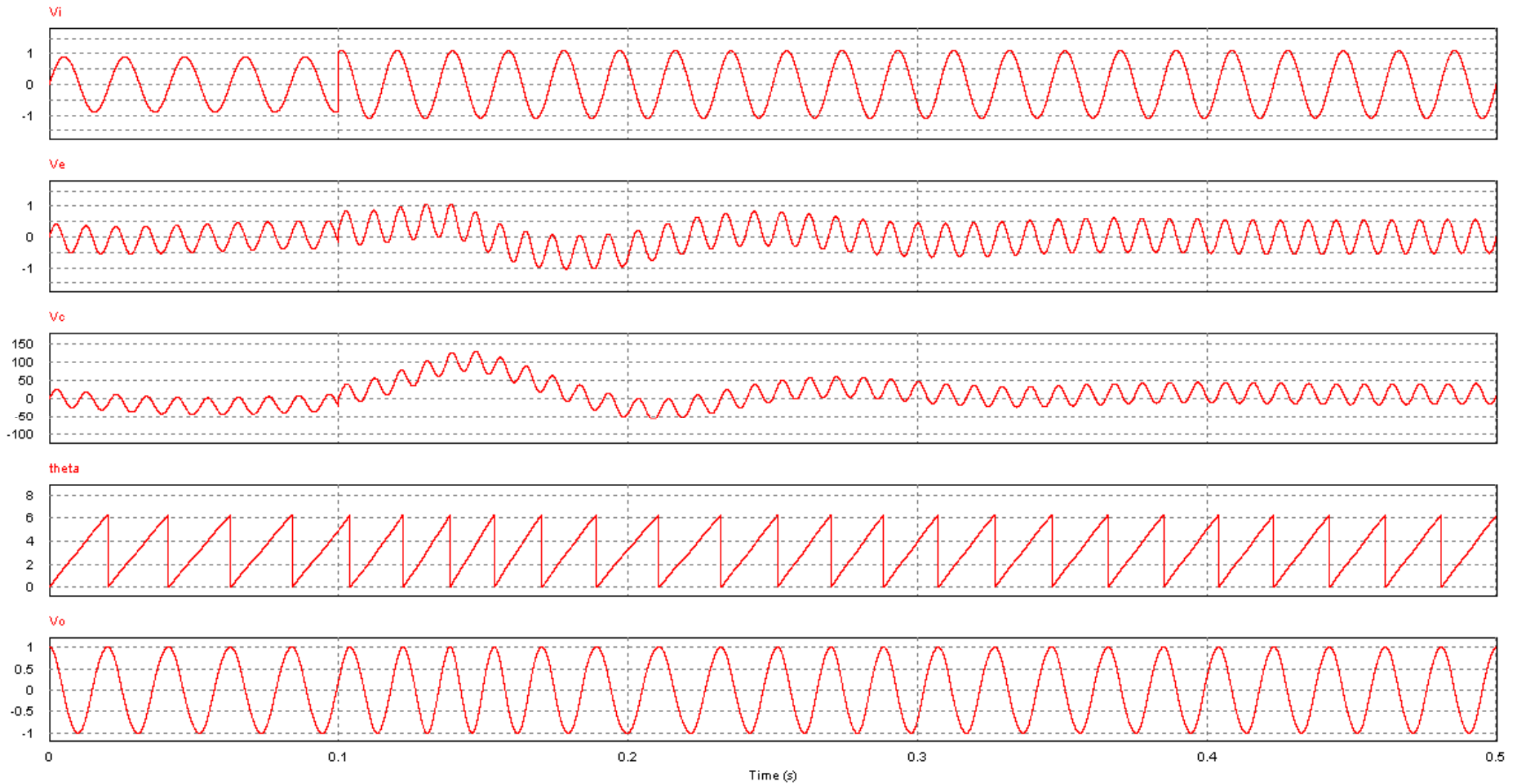
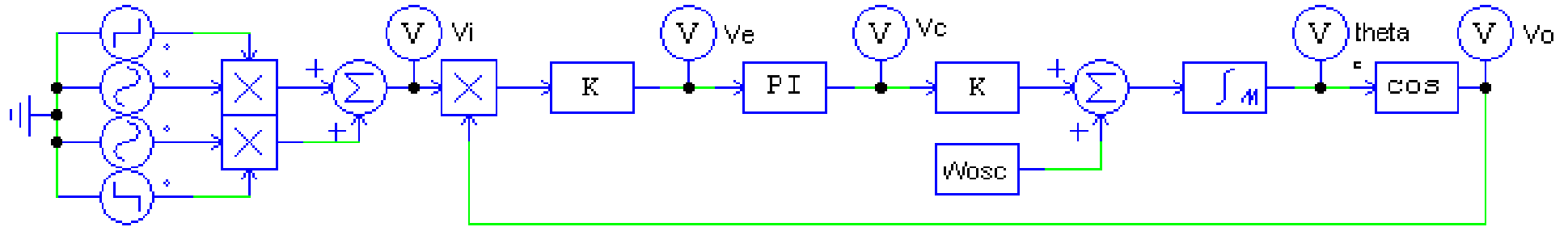
$$x_o(t) = \cos(\omega_o t - \theta_o)$$

$$v_e(t) = V_i k_{PD} \cos(\omega_o t - \theta_o) \sin(\omega_i t - \theta_i) = \frac{V_i k_{PD}}{2} \{ \sin[(\omega_i - \omega_o)t - \theta_i + \theta_o] + \sin[(\omega_i + \omega_o)t - \theta_i - \theta_o] \}$$

$$v_c(t) = \frac{V_i k_{PD}}{2} \sin[(\omega_i - \omega_o)t - \theta_i + \theta_o] \quad \omega_o = \omega_{osc} + \Delta\omega$$

$\Delta\omega$ è proporzionale a $v_c(t)$ e quindi, finché ω_o non è uguale a ω_i , cioè finché il PLL non è agganciato, la pulsazione di $x_o(t)$ è variabile.

PLL (PHASE -LOCKED LOOP)



MODELLO DEL PLL AI PICCOLI SEGNALI

Quando il PLL è agganciato si ha $v_c(t) = \frac{V_i k_{PD}}{2} \sin(\theta_o - \theta_i)$

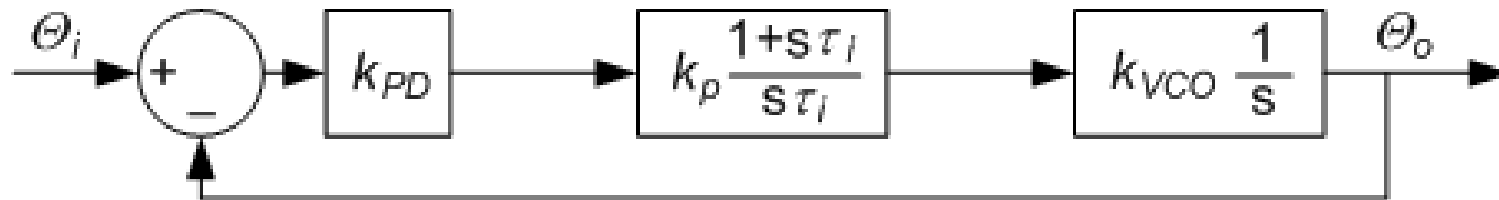
Il rilevatore di fase è non lineare. Tuttavia, quando lo sfasamento dei due segnali è piccolo si può implementare un modello linearizzato ai piccoli segnali. Infatti

$$\theta_o \cong \theta_i \Rightarrow v_c(t) \cong \frac{V_i k_{PD}}{2} (\theta_o - \theta_i)$$

D'altro canto le variazioni ai piccoli segnali dell'angolo di fase rilevato dal PLL sono

$$\Delta\theta = \int \Delta\omega dt = k_{VCO} \int v_c(t) dt$$

Tutti i componenti del PLL possono quindi essere modellizzati ai piccoli segnali mediante una funzione di trasferimento lineare nella variabile complessa di Laplace.



Modello ai piccoli segnali di un PLL elementare

CONTROLLO DI TENSIONE

Ammettendo che il raddrizzatore lavori a $\cos\phi$ unitario e trascurando sia le armoniche che le perdite

$$\left. \begin{array}{l} 3V_s I_s = V_{dc} i_{dc} \\ i_{dc} = C \frac{dV_{dc}}{dt} + i_l \end{array} \right\} \rightarrow \frac{dV_{dc}^2}{dt} = \frac{3V_s}{C/2} I_s - \frac{1}{C/2} p_l \rightarrow V_{dc}^2(s) = \frac{3V_s}{s C/2} I_s(s) - \frac{1}{s C/2} p_l(s)$$

È utile scegliere il quadrato di V_{dc} come variabile controllata in quanto rende lineare la funzione di trasferimento del sistema controllato.



La potenza assorbita dal carico, data da $p_l = V_{dc} \cdot i_l$, agisce come un disturbo.

L'impiego di un regolatore di tipo PI risponde all'esigenza di fornire una completa reiezione sia al disturbo costituito dal carico sia alle variazioni del parametro V_s , ossia alle variazioni della tensione di alimentazione.

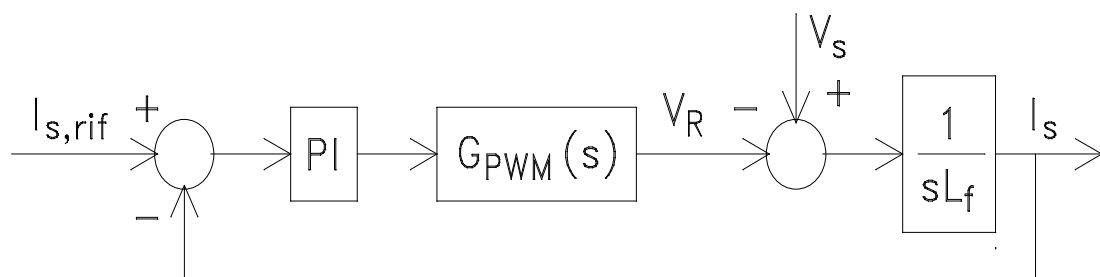
La funzione di trasferimento dell'anello di corrente può essere considerata unitaria purché la sua banda passante sia molto maggiore (almeno 10 volte) rispetto a quella del controllo di tensione e quindi la sua dinamica possa essere trascurata.

CONTROLLO DI CORRENTE

Esistono diverse tecniche per mezzo delle quali può essere implementato il controllo di un sistema trifase di correnti.

Una possibilità è quella di utilizzare il controllo ad isteresi. Esso elabora gli errori di corrente per mezzo dei regolatori ad isteresi R_i e questi ultimi, tenendo conto della direzione delle correnti, forniscono il riferimento di tensione $v_{R,rif}$ direttamente in termini di segnali di comando per gli interruttori. La tecnica di controllo ad isteresi ha il merito di poter essere implementata facilmente ma anche lo svantaggio che la frequenza di commutazione degli interruttori è variabile.

Un'altra possibilità è quella di realizzare un tradizionale controllo a retroazione. Se la frequenza di commutazione del convertitore è pari ad almeno 10 volte la banda passante del controllo di corrente la dinamica della PWM può essere trascurata e $G_{PWM}(s) = V_{dc}/2$. In caso contrario è necessario tener conto che la PWM introduce un ritardo medio pari a $T_c/2$ (T_c = periodo di commutazione) e quindi si potrebbe tener conto in maniera approssimata dei suoi effetti mediante un polo di pulsazione $2/T_c$.



Se è necessario migliorare la risposta del sistema alle variazioni di V_s si può effettuare una compensazione “feedforward” sommando la misura di V_s all’uscita del regolatore.

L’impiego di un regolatore PI consente di ottenere una completa reiezione al disturbo costituito dalla tensione di alimentazione V_s e rende il sistema di controllo immune ai disturbi legati alle non idealità (rumore di misura, interferenze, ecc.).

DIMENSIONAMENTO DI MASSIMA

I principali dati utili per il dimensionamento di massima del convertitore sono: 1) la tensione massima ai capi degli interruttori a semiconduttore e la corrente media che fluisce in essi, 2) il valore delle induttanze di filtro nel lato in alternata, 3) il valore della capacità nel lato in continua.

Al fine del dimensionamento si assume che il circuito sia in regime stazionario e stia funzionando in condizioni nominali, indicate con il pedice N . Vengono inoltre fatte le seguenti ipotesi:

- l'ondulazione della tensione nel lato in continua è trascurabile,
- la distorsione delle correnti nel lato in alternata è trascurabile,
- non c'è alcuna dissipazione di energia nel circuito.

Per le ipotesi fatte e considerando solo la componente fondamentale della tensione di ingresso del raddrizzatore, il bilancio di potenza fra l'ingresso e l'uscita è dato dalla seguente relazione:

$$V_{dcN} I_{IN} = 3V_{R,1} I_{sN} \cong 3V_{sN} I_{sN}$$

DIMENSIONAMENTO DEGLI INTERRUTTORI

Dimensionamento in tensione

I sei interruttori e il condensatore devono essere in grado di sostenere tutta la tensione nel lato in continua. Il valore di V_{dc} è imposto dal controllo di tensione pari al valore di riferimento, che conviene sia il più basso possibile per ridurre il dimensionamento in tensione degli interruttori. Indicando con m_a l'indice di modulazione di ampiezza, il valore minimo della tensione di riferimento nel lato in continua è

$$V_{dc,\min} = \frac{2\sqrt{2}V_{R,1N}}{m_{aN}} \cong \frac{2\sqrt{2}V_{sN}}{m_{aN}}$$

Il valore nominale dell'indice di modulazione viene scelto in modo che sia inferiore del valore massimo per poter mantenere costante la tensione nel lato in continua anche quando aumenta la tensione di alimentazione. Nell'ipotesi che l'incremento massimo sia del 10% e tenendo conto che in zona lineare il valore massimo di m_a è uguale a 1.15, si può scegliere m_{aN} uguale a 1.

Dimensionamento in corrente

Mantenendo costante la tensione sul condensatore, se si trascura lo sfasamento fra la corrente e la tensione di ingresso del raddrizzatore si può ammettere che la somma delle correnti medie sul periodo di rete dei tre interruttori della sbarra positiva (e così pure quelli della sbarra negativa) uguagli la corrente di carico. Poiché a causa della simmetria del circuito e del suo funzionamento la corrente si suddivide equamente fra i tre interruttori, la corrente media in ciascun interruttore risulta

$$I_{\text{int},\text{med}} = I_{LN} / 3$$

DIMENSIONAMENTO DEL CONDESATORE

Il condensatore deve essere in grado di limitare sia l'ondulazione di tensione nel lato in continua sia la momentanea variazione di tensione nel lato in continua in seguito a una variazione di carico. Normalmente la seconda limitazione è più stringente della prima e quindi il condensatore viene dimensionato in base ad essa.

Sia ΔP_l una variazione a gradino della potenza assorbita dal carico e T_r l'intervallo temporale che intercorre fra la variazione di carico e la massima deviazione di V_{dc} . Assumendo che lo scambio di energia fra lo stadio di conversione e il condensatore vari linearmente durante T_r , le variazioni massime dell'energia immagazzinata nel condensatore e della tensione sul condensatore sono rispettivamente

$$\Delta W_C \cong \Delta P_l T_r / 2$$

$$\Delta V_{dc} = \Delta W_C / C V_{dc}$$

dalle quali, indicando con $\Delta V_{dc,max}$ la massima deviazione ammessa per la tensione nel lato in continua, risulta

$$C = \frac{T_r \Delta P_l}{2 V_{dc} \Delta V_{dc,max}}$$

DIMENSIONAMENTO DEGLI INDUTTORI

Le induttanze nel lato in alternata devono essere tali da contenere entro prestabiliti limiti le armoniche presenti nella corrente assorbita dal raddrizzatore e tali da evitare che il raddrizzatore provochi la distorsione della tensione di linea.

Indicando con L_s l'induttanza di linea e con I_{sh} , V_{sh} e V_{Rh} le componenti armoniche di ordine h rispettivamente delle correnti assorbite dal raddrizzatore, delle tensioni di linea e delle tensioni di ingresso del raddrizzatore, si può determinare il valore delle induttanze di filtro L_f in modo tale che vengano rispettati i limiti indicati dalle seguenti equazioni:

$$I_{sh} = \frac{V_{Rh}}{h\omega L_f} \leq I_{sh,\max}$$

$$THD_i = \frac{1}{I_{sN}} \sqrt{\sum_h I_{sh}^2} = \frac{1}{\omega L_f I_{sN}} \sqrt{\sum_h \left(\frac{V_{Rh}}{h} \right)^2} \leq THD_{i,\max}$$

$$V_{sh} = \frac{L_s}{L_s + L_f} V_{Rh} \leq V_{sh,\max}$$