

# CONVERTITORI CA/CC A BASSO IMPATTO SULLA RETE

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.
- [4] J.W.Kolar and F.C.Zach, “A novel three-phase interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 44, No. 4, pp. 456-467, August 1997.
- [5] M.H.Rashid, *Power electronics handbook*, Chap. 16, 4<sup>th</sup> edition, Elsevier - BH, 2018.

# INTRODUZIONE

L'interfaccia con la rete elettrica di carichi alimentati mediante un convertitore statico con ingresso in continua (invertitori e convertitori cc/cc) è nella maggior parte dei casi costituita da raddrizzatori a diodi, detti anche “Diode Front-End” (DFE).

I raddrizzatori a diodi sono preferiti per l'elevato rendimento e soprattutto l'elevata affidabilità e il basso costo. Tuttavia presentano lo svantaggio di essere carichi non lineari che assorbono dalla rete armoniche di corrente di ampiezza elevata a frequenza relativamente bassa.

Quando è necessario contenere l'impatto sulla rete elettrica, una delle soluzioni consiste nell'agire direttamente sul carico, sostituendo il raddrizzatore a diodi con un raddrizzatore a commutazione forzata, detto anche “Active Front-End” (AFE). Questa soluzione viene attuata nei sistemi trifase, mentre per i sistemi monofase si preferisce ricorrere ai più economici “Power Factor Corrector” (PFC).

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

I PFC sono invece sistemi di conversione in cui lo stadio di ingresso rimane un ponte monofase a diodi, alla cui uscita è collegato un convertitore cc/cc non isolato oppure isolato, controllato in modo tale da far sì che il carico equivalente visto dalla rete sia puramente resistivo.

# RADDRIZZATORI A COMMUTAZIONE FORZATA

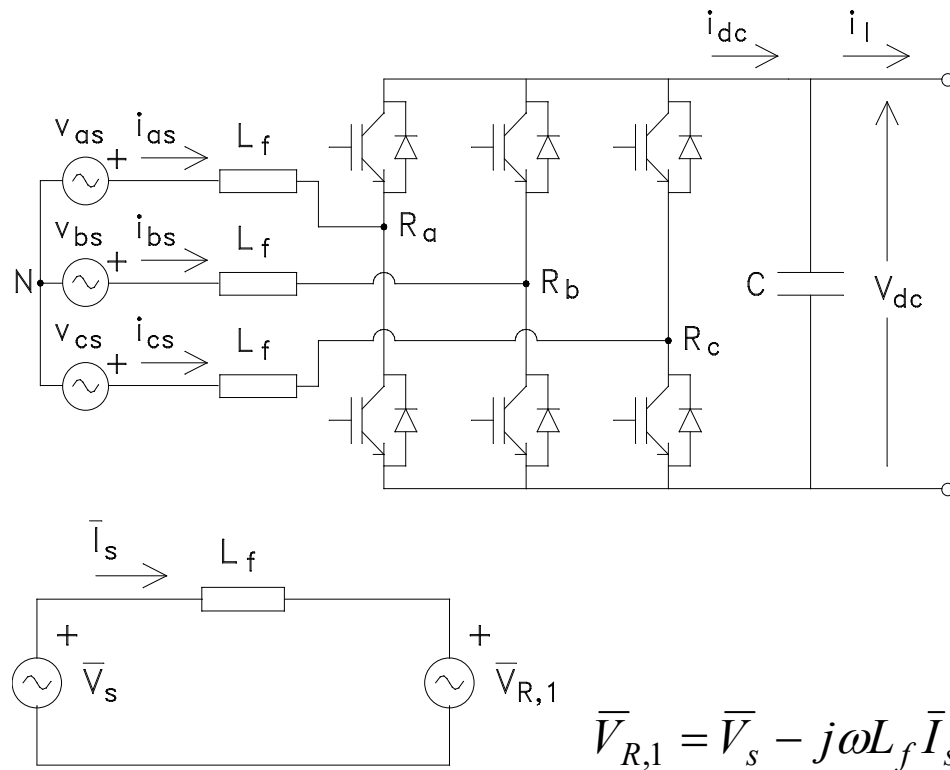
Esistono varie tipologie di raddrizzatori a commutazione forzata. Alcune strutture circuitali sono bidirezionali, cioè consentono il flusso di energia in entrambe le direzioni; altre invece non sono bidirezionali e quindi non consentono di recuperare in rete l'energia ceduta dal lato in continua.

Fra le strutture bidirezionali una delle più diffuse ha una configurazione circuitale a ponte uguale a quella degli invertitori e differisce da essi solo per la funzione svolta. Infatti, mentre negli invertitori il lato in alternata è collegato al carico, nei raddrizzatori a commutazione forzata il lato in alternata è collegato al sistema di alimentazione e l'energia fluisce per la maggior parte del tempo dal lato in alternata al lato in continua.

Del tutto simili sono i raddrizzatori a commutazione forzata con struttura circuitale multilivello, in particolare gli NPC, ma anche DCMLC, FCMLC e MMLC. Questi differiscono dai primi solo per la struttura circuitale e la tecnica di modulazione, ma per quanto riguarda il controllo di più alto livello, al partire dagli anelli di corrente, sono del tutto simili. Di solito si trovano in configurazione “back-to-back” (convertitore ca/cc – dc-link – convertitore cc/ca con la stessa struttura circuitale).

Fra le strutture non bidirezionali vi è 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, con conseguente riduzione, del costo, delle perdite e dei disturbi elettromagnetici.

# PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

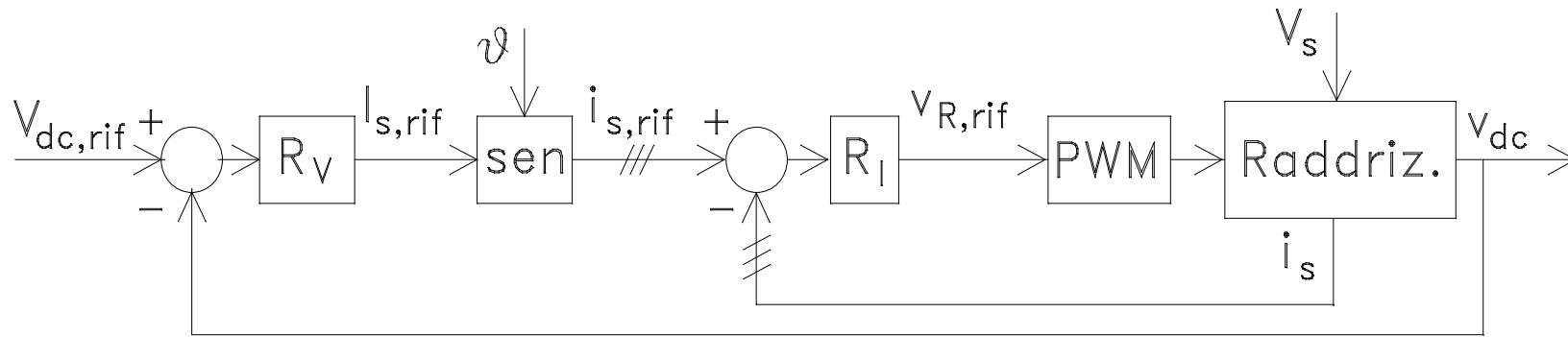


Allo scopo di assorbire dalla rete correnti sinusoidali la tensione di ingresso del raddrizzatore viene controllata mediante una tecnica a PWM così da ottenere una forma d'onda costituita da una tensione sinusoidale a 50Hz e da armoniche di tensione in alta frequenza. Queste ultime iniettano in rete 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 controllate 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.

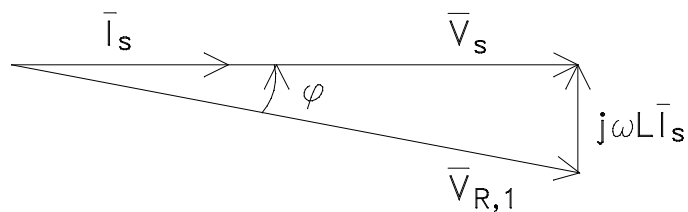


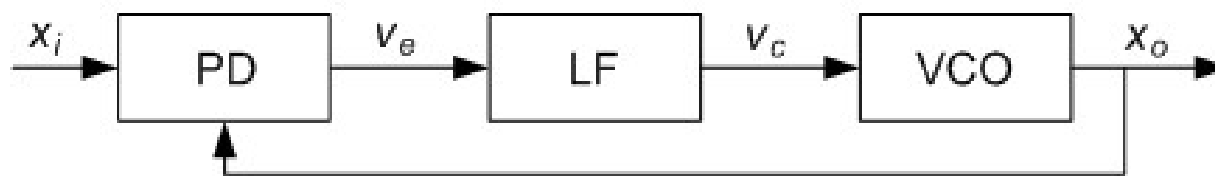
Diagramma vettoriale relativo all'assorbimento da parte del raddrizzatore di una corrente sinusoidale in fase con la tensione di alimentazione. Poiché la caduta di tensione sull'induttanza è ortogonale a  $\bar{V}_s$  e la sua ampiezza è piccola rispetto a  $V_s$  ne consegue che  $V_{R,1} \cong V_s$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

# 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  $\omega_{osc}$  è la frequenza libera dell'oscillatore in assenza di segnale di ingresso e  $\Delta\omega$  è proporzionale all'ampiezza del segnale di ingresso  $v_c$ .



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

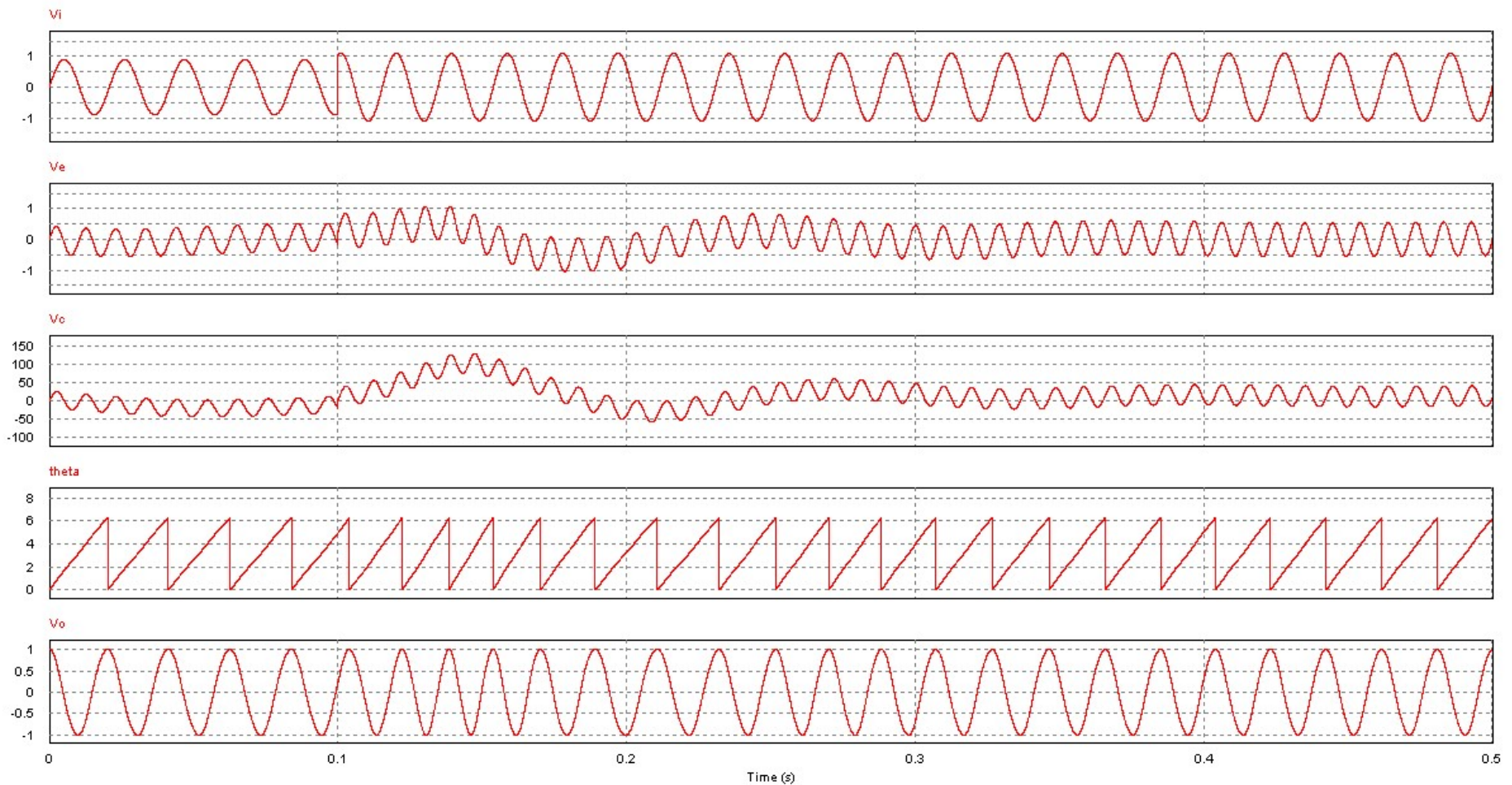
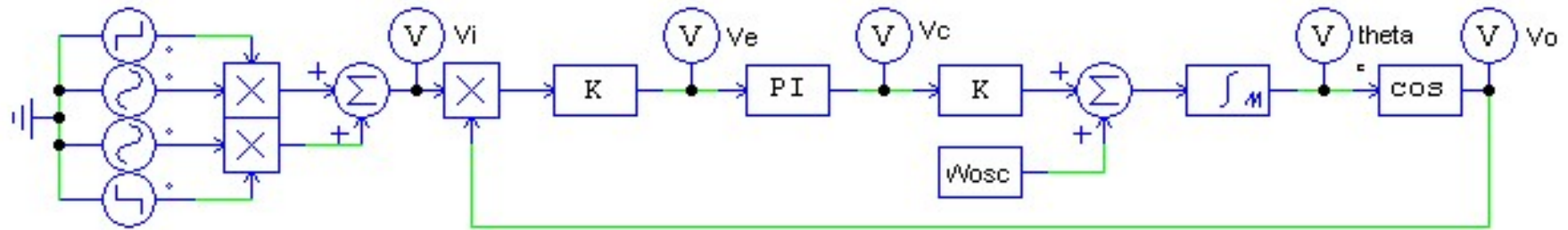
$$x_o(t) = \cos(\omega_o t - \theta_o)$$

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

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

$\Delta\omega$  è proporzionale a  $v_c(t)$  e quindi, finché  $\omega_o$  non è uguale a  $\omega_i$ , 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  $v_c(t) = \frac{V_i k_{PD}}{2} \sin(\theta_o - \theta_i)$

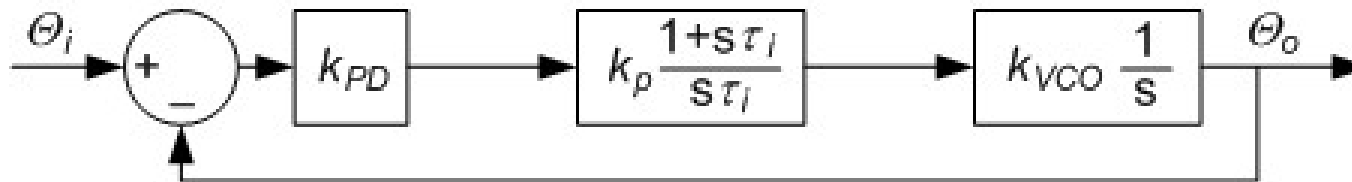
Il rilevatore di fase è non lineare. Tuttavia, quando lo sfasamento dei due segnali è piccolo si può implementare un modello linearizzato ai piccoli segnali. Infatti

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

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.



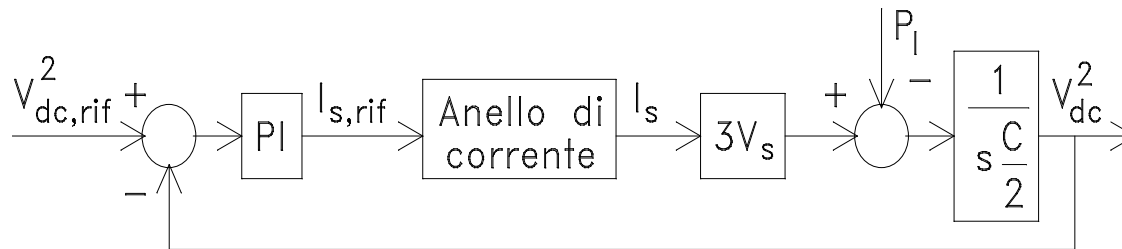
Modello ai piccoli segnali di un PLL elementare

# CONTROLLO DI TENSIONE

Ammettendo che il raddrizzatore lavori a  $\cos\varphi$  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.

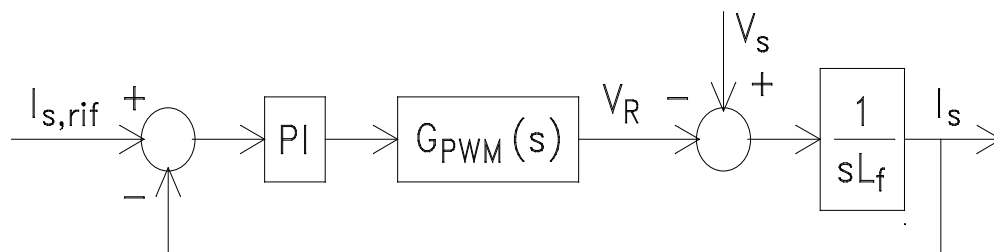
La funzione di trasferimento dell'anello di corrente può essere considerata unitaria purché la sua banda passante sia molto maggiore (almeno 10 volte) rispetto a quella del controllo di tensione e quindi la sua dinamica possa essere trascurata.

# 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

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

# 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  $\Delta P_l$  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.

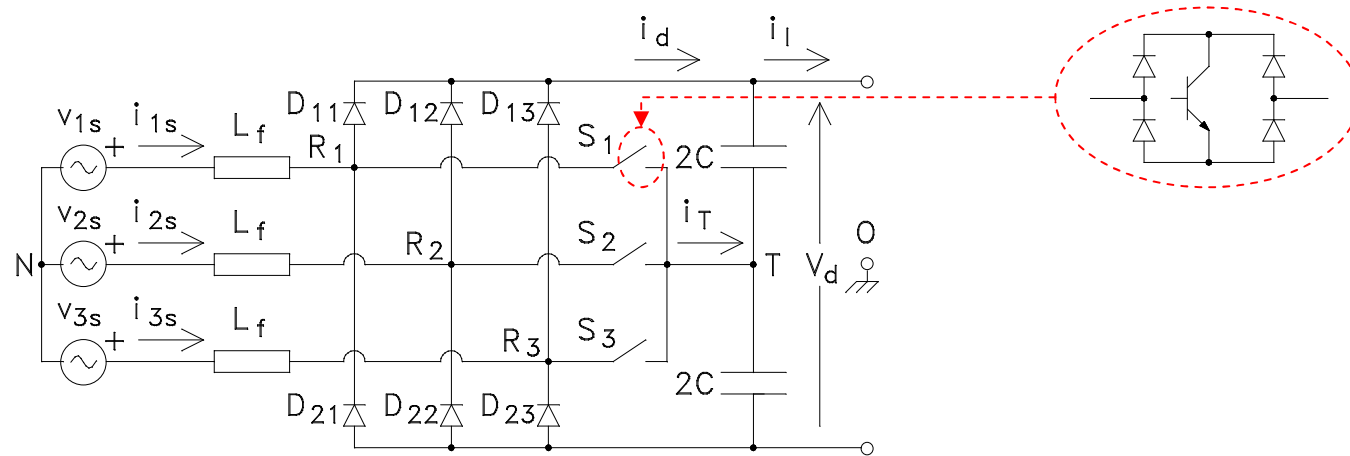
Indicando con  $L_s$  l'induttanza di linea e con  $I_{sh}$ ,  $V_{sh}$  e  $V_{Rh}$  le componenti armoniche di ordine  $h$  rispettivamente delle correnti assorbite dal raddrizzatore, delle tensioni di linea e delle tensioni di ingresso del raddrizzatore, si può determinare il valore delle induttanze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

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

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

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

# RADDRIZZATORE VIENNA



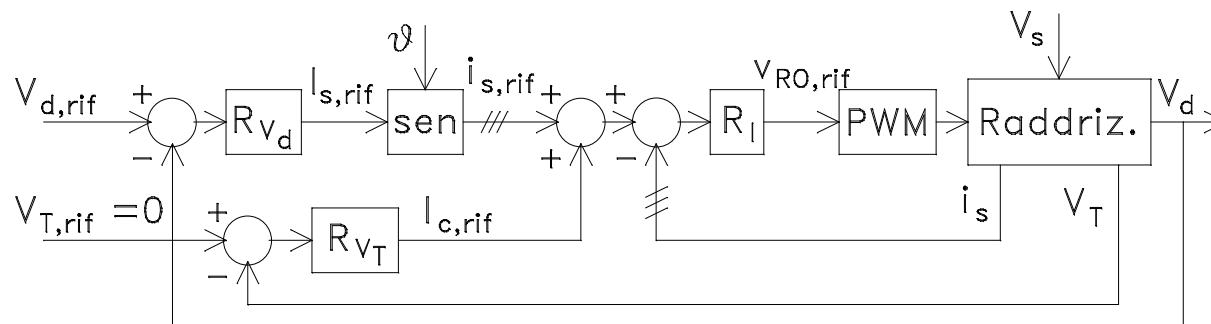
Il raddrizzatore Vienna ha il vantaggio di impiegare solo tre interruttori comandati, il che comporta una semplificazione dei circuiti di controllo e una riduzione dei costi.

Un'altra caratteristica è la ridotta sollecitazione di tensione sui dispositivi a semiconduttore. Infatti mentre negli usuali raddrizzatori a ponte gli interruttori devono sostenere tutta la tensione del lato in continua, nel raddrizzatore Vienna gli interruttori devono sostenere solo metà della tensione nel lato in continua.

Infine una ulteriore caratteristica positiva è la presenza di tre livelli, invece di due, nella tensione di fase ai morsetti di ingresso: ai due livelli di tensione rappresentati dalla tensione della sbarra positiva e dalla tensione della sbarra negativa si aggiunge un terzo livello costituito dalla tensione del punto centrale T dei due condensatori nel lato in continua.

# RADDRIZZATORE VIENNA

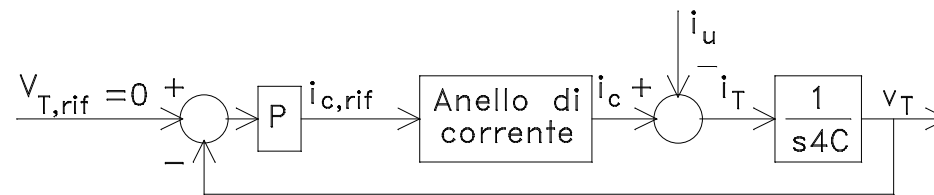
Nel funzionamento normale gli interruttori vengono alternativamente aperti e chiusi. Quando  $S_j$  ( $j=1, 2, 3$ ) è chiuso la corrente di linea  $i_{js}$  circola nell'interruttore e quindi attraverso il punto T mentre quando  $S_j$  è aperto essa fluisce verso il lato in continua caricando i condensatori. Pertanto il circuito si comporta come un convertitore elevatore di tensione (boost) e la tensione del lato in continua supera quella di un raddrizzatore a diodi. Per far funzionare il raddrizzatore in maniera corretta sono necessarie tre azioni di controllo: oltre alle due azioni viste per il raddrizzatore con configurazione a ponte (mantenere la tensione nel lato in continua al valore desiderato, controllo della forma d'onda delle correnti assorbite) è necessario un'ulteriore azione per mantenere a zero la tensione  $v_T$  del punto T, ossia per mantenere carichi alla stessa tensione i due condensatori nel lato in continua.



Schema complessivo del controllo del raddrizzatore Vienna.

# RADDRIZZATORE VIENNA

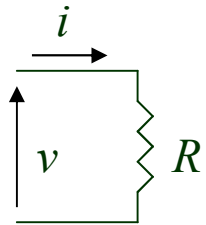
Il controllo della tensione del punto T viene ottenuto aggiungendo un offset pari a  $i_{c,rif}/3$  a ciascun riferimento di corrente. Poiché  $i_{as}+i_{bs}+i_{cs}=0$ , l'offset non modifica l'ampiezza delle correnti di linea. Esso influenza invece la durata degli stati degli interruttori e di conseguenza la corrente entrante nel punto T. L'offset deve essere piccolo in rapporto con l'ampiezza della banda di isteresi in modo da non alterare apprezzabilmente la frequenza di commutazione e la forma d'onda delle correnti assorbite.



Schema a blocchi del controllo della tensione del punto T.

Va notato che la corrente  $i_d$  all'uscita del raddrizzatore può solo lasciare lo stadio. Perciò l'energia elettrica può solo fluire dal lato in alternata al lato in continua, diversamente da quanto accadeva nei raddrizzatori a commutazione forzata con configurazione a ponte.

# POWER FACTOR CORRECTOR (PFC)



$$I = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} i_h^2} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} \frac{v_h^2}{R^2}} = \frac{1}{R} \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} v_h^2} = \frac{V}{R}$$

$i, v =$  grandezze periodiche

$I, V =$  valori efficaci di  $i$  e  $v$

$P =$  potenza attiva

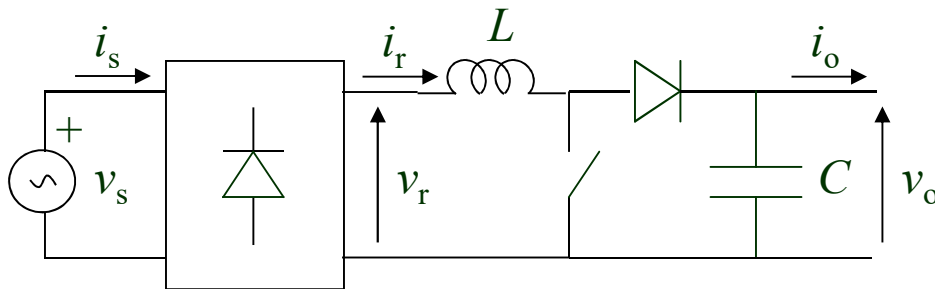
$S =$  potenza apparente

$PF =$  fattore di potenza

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{RI^2}{VI} = \frac{R}{V} I = 1$$

Il fattore di potenza di un carico resistivo è comunque unitario, anche se la tensione di alimentazione è distorta.

L'obiettivo di un PFC è l'assorbimento di corrente proporzionale alla tensione (carico resistivo equivalente) in modo da avere  $PF=1$ .



## PFC boost

Il convertitore boost è adatto all'impiego come PFC perché consente di mantenere costante la tensione di uscita anche per ampie variazioni della tensione di ingresso.

Nella modalità di funzionamento continuo (CCM)  $i_r > 0$  in ogni istante, quindi il raddrizzatore a diodi conduce sempre.

$$\Rightarrow \begin{aligned} v_r &= |v_s| = v_s \cdot \text{sign}(v_s) \\ i_s &= i_r \cdot \text{sign}(v_s) \end{aligned}$$

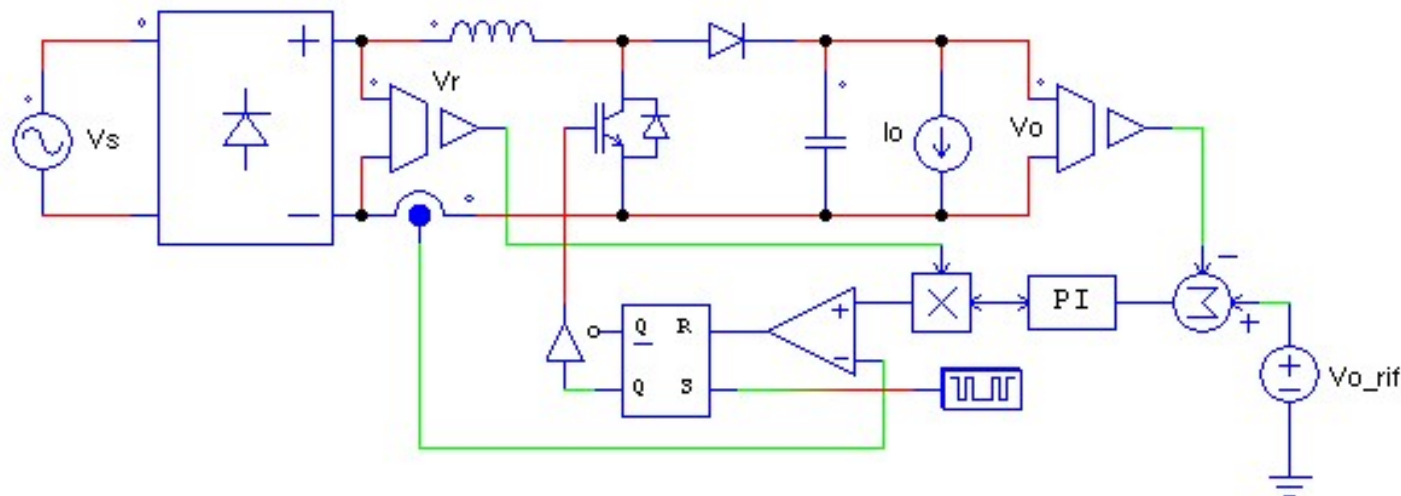
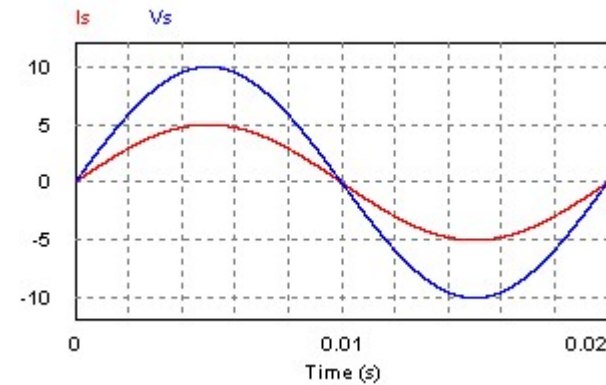
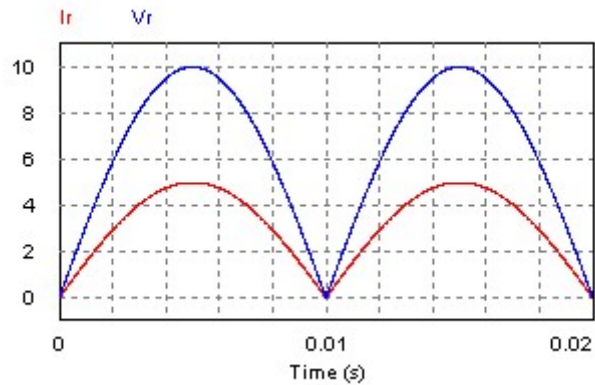


Se  $i_r = v_r / R_{eq}$

$$i_s = v_s / R_{eq}$$

# CONTROLLO DI UN PFC

Il controllo del PFC è un controllo di corrente di picco realizzato in modo da mantenere  $i_r$  proporzionale a  $v_r$ .  
La forma d'onda della corrente di riferimento è determinata dalla tensione raddrizzata.



$$V_o > \max(v_r)$$

# DIMENSIONAMENTO DEL CONDENSATORE DI USCITA DI UN PFC BOOST

$$v_s = \sqrt{2}V_s \sin(\omega t)$$

$$p_s = v_s i_s = \frac{2V_s^2}{R_{eq}} \sin^2(\omega t) = \frac{V_s^2}{R_{eq}} [1 - \cos(2\omega t)]$$

La potenza media di uscita è uguale alla potenza media di ingresso  $\Rightarrow P_o = V_o I_o = \frac{V_s^2}{R_{eq}}$

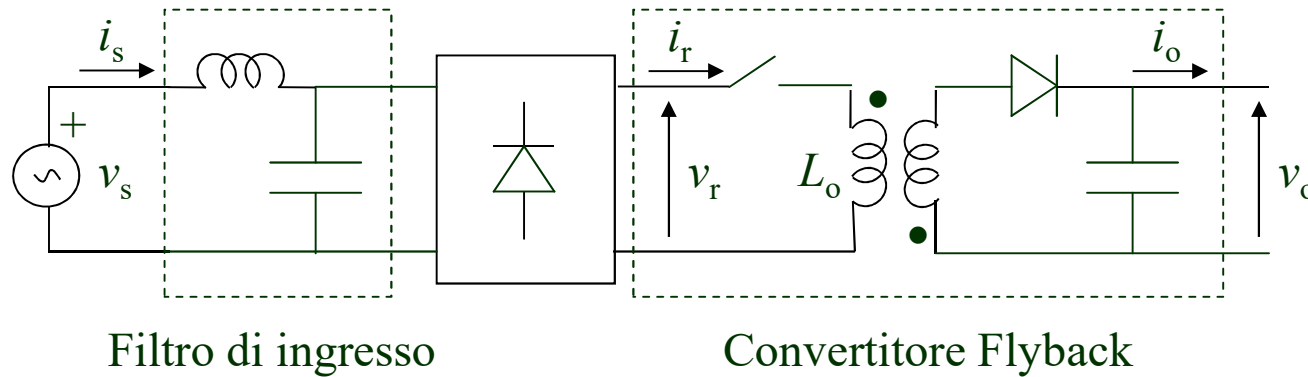
L'energia  $W_s$  associata alla componente fluttuante della potenza di ingresso  $p_s$  viene scambiata tra la rete e il condensatore di filtro, generando un'ondulazione di tensione.

$$W_s = \frac{V_s^2}{\omega R_{eq}}$$

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta V_{o\_amm}} = \frac{W_s}{V_o \Delta V_{o\_amm}} = \frac{V_s^2}{\omega R_{eq} V_o \Delta V_{o\_amm}}$$

Per avere bassa ondulazione della tensione di uscita è necessario utilizzare una capacità di valore elevato. Ciò limita la banda passante del PFC.

# PFC CON ISOLAMENTO



Se non si inserisce un condensatore di filtro all'ingresso del flyback, quest'ultimo assorbe necessariamente una corrente discontinua.

Il filtro viene invece messo all'ingresso del raddrizzatore a diodi, per filtrare le armoniche in alta frequenza della  $i_r$ .

Funzionamento discontinuo:

$$i_{r,max} = \frac{v_r}{L_o} t_{on} \qquad i_{r,med} = \frac{i_{r,max} \cdot t_{on}}{2T_c} = \frac{v_r}{2f_c L_o} D^2$$

Se  $D$  viene mantenuto costante in tutto il periodo di rete si ha:

$$i_{r,med} = \frac{v_r}{R_{eq}} \qquad R_{eq} = \frac{2f_c L_o}{D^2}$$

Il convertitore flyback con duty cycle e frequenza di commutazione costanti garantisce PF=1.