

INTRODUZIONE

ALL'ELETTRONICA DI POTENZA

Prof. Simone CASTELLAN

[1] M.H.Rashid, *Power electronics: circuit, devices and applications*, Pearson Education – Prentice Hall, 2004.

Versione italiana: *Elettronica di potenza – Dispositivi e circuiti (Volume 1)*, *Elettronica di potenza – Applicazioni (Volume 2)*, Pearson Paravia Bruno Mondadori, 2008.

[2] N.Mohan, T.M.Undeland and W.P.Robbins, *Power electronics – Converters, applications, and design*, John Wiley & Sons, 1995.

Versione italiana: *Elettronica di potenza – Convertitori ed applicazioni*, Hoepli, 2005.

[3] M.H.Rashid, *Power electronics handbook*, Academic Press, 2001.

INTRODUZIONE

L'*elettronica*, nel senso più stretto del termine, è la scienza e tecnologia del moto delle cariche in un gas, nel vuoto o in un semiconduttore. Più comunemente il termine elettronica si riferisce a quella disciplina che si occupa di circuiti elettrici che comprendono componenti come valvole termoioniche (dette anche tubi a vuoto) e dispositivi a semiconduttore come diodi e transistor.

Con il termine elettronica normalmente ci si riferisce all'elettronica di segnale, cioè la disciplina che si occupa di circuiti elettronici concepiti per la gestione dell'informazione.

L'*elettronica di potenza* è la disciplina che si occupa dei circuiti elettronici concepiti per controllare il flusso di energia elettrica.

La nascita dell'elettronica di potenza si potrebbe far risalire al 1902, con l'invenzione della valvola raddrizzatrice al mercurio. L'elettronica di potenza moderna si può invece dire che nacque nel 1956, anno in cui fu inventato il tiristore (o SCR), il primo componente a semiconduttore specifico per l'elettronica di potenza. Da allora sono stati introdotti molti altri tipi di dispositivi di potenza a semiconduttore e di circuiti elettronici di potenza, con un'accelerazione tra la fine degli anni ottanta e i primi anni novanta.

INTRODUZIONE

Lo sviluppo dell'elettronica di potenza permette di far fronte in maniera sempre più soddisfacente alle esigenze di gestione e conversione dell'energia elettrica richieste dalle crescenti prestazioni e funzioni sempre più complesse insite nei sistemi moderni. È per questo che oggi l'elettronica di potenza è presente in quasi tutte le più moderne applicazioni dove viene impiegata l'energia elettrica.

In molte applicazioni moderne, quali i trasporti (treni, aerei, navi da crociera, automobili elettriche ed ibride), le macchine utensili, la robotica, ma anche elettrodomestici quali la lavatrice, è richiesta la conversione di energia elettrica in energia meccanica. In questo caso l'elettronica di potenza è parte integrante dei cosiddetti azionamenti elettrici.

L'elettronica di potenza è anche alla base degli alimentatori per oggetti di uso quotidiano quali la radio, il televisore, il computer.

Fra le applicazioni di punta vanno ricordati i moderni sistemi di condizionamento della potenza per gli impianti elettrici e soprattutto un settore in forte espansione quale è quello delle fonti di energia rinnovabili (fotovoltaico ed eolico).

CONVERTITORI STATICI

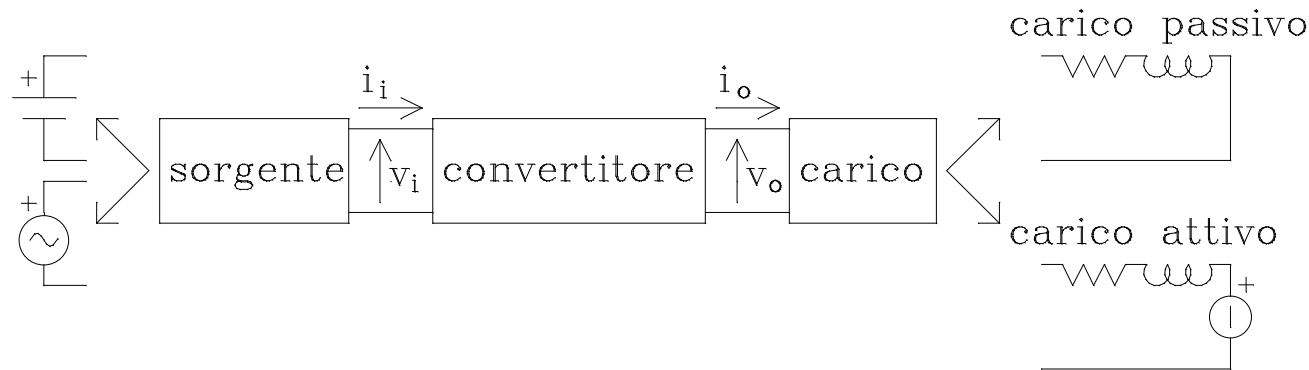
I circuiti elettronici di potenza, composti da dispositivi di potenza a semiconduttore con la funzione di interruttori, sono detti *convertitori statici*. Essi sono impiegati per la conversione delle grandezze elettriche (tensione e corrente) da una forma ad un'altra (da alternata a continua e viceversa) oppure, mantenendo la stessa forma, la variazione dei loro parametri (ampiezza e frequenza).

I convertitori statici possono essere suddivisi nelle seguenti quattro categorie:

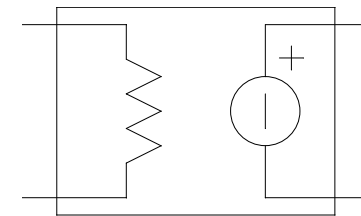
- convertitori ca-cc (raddrizzatori non controllati, raddrizzatori controllati, convertitori a tiristori a quattro quadranti, raddrizzatori a commutazione forzata),
- convertitori cc-ca (invertitori, convertitori NPC, convertitori multilivello, convertitori cc-ca risonanti),
- convertitori cc-cc (buck, boost, buck-boost e loro corrispettivi isolati, chopper, convertitori cc-cc risonanti),
- convertitori ca-ca (cicloconvertitori, sincroconvertitori, convertitori a matrice, regolatori di tensione alternata).

La denominazione “statico” deriva dall'assenza di organi in movimento e si contrappone alla conversione rotante che utilizza macchine elettriche rotanti. L'attuale sviluppo di dispositivi elettronici di potenza ha portato ad un'ampia diffusione dei convertitori statici che, a parte casi molto particolari, hanno completamente soppiantato i convertitori rotanti a causa del miglior rendimento, della maggiore affidabilità e delle possibilità di controllo.

CONVERTITORI STATICI



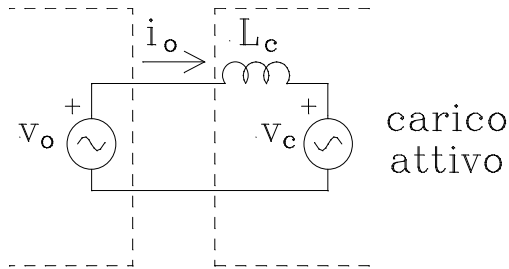
I convertitori possono essere a tensione impressa o a corrente impressa. I primi sono alimentati in tensione mentre i secondi sono alimentati in corrente. Poiché è molto più facile disporre di una sorgente di tensione piuttosto che di una sorgente di corrente i convertitori a tensione impressa sono molto diffusi, mentre i convertitori a corrente impressa vengono utilizzati raramente.



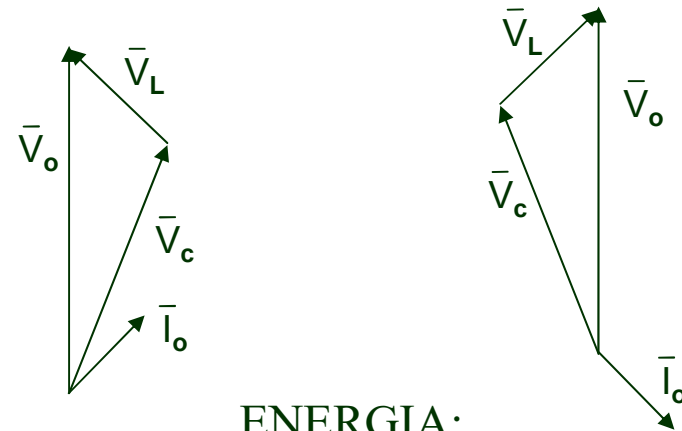
Schema di convertitore a tensione impressa

Se l'energia elettrica può fluire solo dall'ingresso all'uscita il convertitore viene detto unidirezionale; se invece l'energia elettrica può fluire sia dall'ingresso all'uscita che dall'uscita all'ingresso il convertitore è detto bidirezionale. Perché possa fluire energia anche dall'uscita all'ingresso il carico deve essere necessariamente attivo.

CONVERTITORI CON USCITA IN ALTERNATA



$$\bar{I}_o = \frac{\bar{V}_o - \bar{V}_c}{j\omega L_c}$$



convertitore \rightarrow carico

carico \rightarrow convertitore

Come indicato dai diagrammi vettoriali, i convertitori con uscita in alternata sono necessariamente bidirezionali in quanto il verso del flusso di energia elettrica dipende dallo sfasamento fra v_o e i_o .

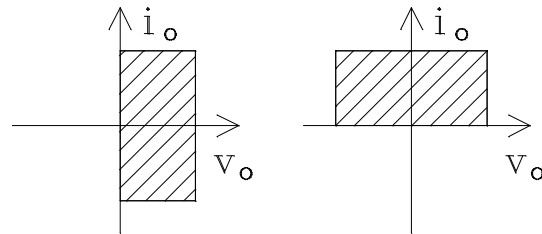
Le grandezze di uscita (tensione e corrente) del convertitore si discostano più o meno dall'andamento sinusoidale desiderato. Il contenuto armonico della tensione dipende dal convertitore e dal suo controllo. Il contenuto armonico della corrente dipende invece dal carico e da eventuali filtri induttivi interposti:

$$I_h = \frac{V_h}{\sqrt{R^2 + (h\omega L)^2}} \cong \frac{V_h}{h\omega L}$$

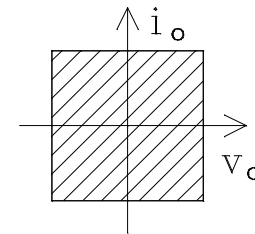
dove V_h ed I_h sono i valori efficaci delle armoniche di tensione e di corrente di ordine h ed R ed L sono la resistenza e l'induttanza equivalenti all'uscita del convertitore.

CONVERTITORI CON USCITA IN CONTINUA

I convertitori con uscita in continua possono essere unidirezionali o bidirezionali. I convertitori unidirezionali sono convertitori ad un quadrante, nel senso che tensione e corrente non possono cambiare di segno. I convertitori bidirezionali sono convertitori a due quadranti (tensione o corrente possono cambiare di segno) oppure convertitori a quattro quadranti (possono cambiare di segno sia tensione che corrente).



funzionamento a
due quadranti



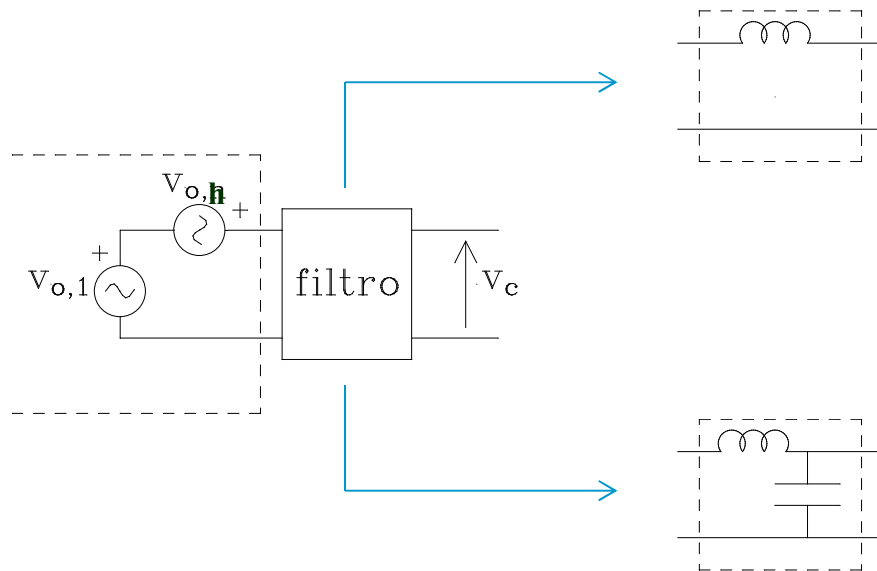
funzionamento a
quattro quadranti

Le grandezze di uscita del convertitore non sono perfettamente livellate, ma sono costituite da una componente continua a cui è sovrapposta un'ondulazione (o ripple). L'ondulazione della grandezza $g(t)$ è definita come

$$\text{Ondulazione } e = \left(\frac{\Delta G}{G_m} \right) \cdot 100 [\%]$$

dove G_m è il valore medio di $g(t)$ e ΔG è la sua variazione picco-picco.

FILTRAGGIO DELLE GRANDEZZE DI USCITA



Filtro induttivo → filtraggio di corrente

$$I_{Ch} = \frac{V_{Ch}}{h\omega L}$$

Filtro LC → filtraggio di tensione

$$V_{Ch} = V_{oh} \frac{\frac{1}{jh\omega C}}{jh\omega L + \frac{1}{jh\omega C}} = \frac{V_{oh}}{1 - \left(\frac{h\omega}{\omega_r}\right)^2}, \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

La frequenza di taglio (ω_r) del filtro LC deve essere tale da ridurre quanto più possibile le armoniche e assicurare che sia verificata la condizione $V_{C1} \cong V_{o1}$, nel caso di uscita in alternata, o $V_{C0} \cong V_{o0}$, nel caso di uscita in continua.

$$h\omega \gg \omega_r \Rightarrow V_{Ch} \cong \left(\frac{\omega_r}{h\omega}\right)^2 V_{oh}$$

$$h\omega \ll \omega_r \Rightarrow V_{Ch} \cong V_{oh}$$

VALORE MEDIO E VALORE EFFICACE

Una grandezza $g(t)$ funzione del tempo è periodica se verifica la condizione $g(t)=g(t+nT)$, dove n è un numero intero qualsiasi e T è il periodo. Una rete elettrica è in regime periodico se tensioni e correnti della rete sono tutte periodiche di pari periodo T . Il regime sinusoidale (quando tensioni e correnti della rete sono tutte sinusoidali) ne è un caso particolare.

Valore medio di una grandezza periodica:
$$G_m = \frac{1}{T} \int_0^T g(t) dt$$

Esprimendo le grandezze periodiche in funzione di ωt ($\omega=1/T$) e facendo una trasformazione di variabile, si ha:

$$G_m = \frac{1}{\omega T} \int_0^{\omega T} g(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g(\theta) d\theta \quad \text{con } \theta = \omega t$$

Valore efficace (rms)
di una grandezza
periodica:

$$G = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T g^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g^2(\theta) d\theta}$$

COMPONENTI ARMONICHE

Una $g(t)$ periodica può essere sviluppata in serie di Fourier come somma di infinite funzioni sinusoidali:

$$g(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega t) + b_k \sin(k\omega t)]$$
$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T g(t) dt$$
$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T g(t) \cos(k\omega t) dt$$
$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T g(t) \sin(k\omega t) dt$$

In alternativa si può usare la seguente forma:

$$g(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [c_k \cos(k\omega t - \varphi_k)]$$
$$c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$$
$$\varphi_k = \begin{cases} \arctan \frac{b_k}{a_k} & \text{per } a_k \geq 0 \\ \arctan \frac{b_k}{a_k} \pm \pi & \text{per } a_k < 0 \end{cases}$$

COMPONENTI ARMONICHE

Alcune funzioni particolari sono:

a) funzione pari $g(-t)=g(t)$: non compaiono i termini “sin” ($b_k=0$)

$$g(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega t)]$$

b) funzione dispari $g(-t)=-g(t)$: non compaiono i termini “cos”

$$g(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [b_k \sin(k\omega t)]$$

c) funzione antisimmetrica rispetto al semiperiodo, cioè $g(t+T/2) = -g(t)$:
ci sono solo i termini dispari e quindi k pari $\Rightarrow a_k = b_k = 0$

POTENZA ATTIVA , POTENZA APPARENTE E FATTORE DI POTENZA

Si consideri un bipolo elettrico in regime periodico e siano $v(t)$ e $i(t)$ la tensione e la corrente del bipolo. Si assuma che il bipolo elettrico sia convenzionato come utilizzatore. La potenza istantanea $p(t)$ entrante nel bipolo è $p(t) = v(t) \cdot i(t)$.

Potenza attiva (valore medio in un periodo della potenza istantanea): $P = \frac{1}{T} \int_T p(t) dt$

Potenza apparente: $S = VI$ ($V, I =$ valori efficaci della tensione e della corrente)

Fattore di potenza:

$$FP = \frac{P}{S}$$

FATTORE DI SFASAMENTO E DI DISTORSIONE

Siano $v_1(t)$ e $i_1(t)$ le componenti fondamentali (prime armoniche) di $v(t)$ e $i(t)$. La potenza istantanea relativa alle componenti fondamentali è $p_1(t) = v_1(t) \cdot i_1(t)$.

Potenza attiva relativa alle componenti fondamentali: $P_1 = \frac{1}{T} \int_T p_1(t) dt$

Potenza apparente relativa alle componenti fondamentali: $S_1 = V_1 I_1$

$V_1, I_1 =$ valori efficaci delle componenti fondamentali della tensione e della corrente

Fattore di sfasamento:

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_1}{S_1}$$

Fattore di distorsione:

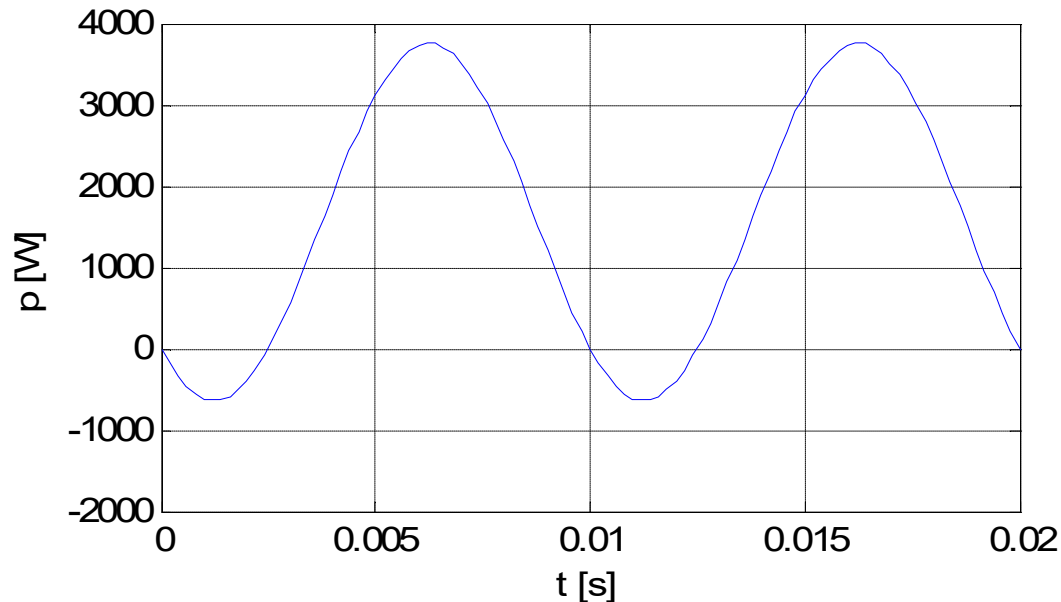
$$FD = \frac{FP}{\cos \varphi_1}$$

REGIME SINUSOIDALE

$$\begin{aligned} v(t) &= V_M \sin(\omega t) \\ i(t) &= I_M \sin(\omega t - \varphi) \end{aligned} \quad \longrightarrow \quad V = \frac{V_M}{\sqrt{2}}, \quad I = \frac{I_M}{\sqrt{2}}$$

$$p(t) = V_M \sin(\omega t) \cdot I_M \sin(\omega t - \varphi) = VI \cos \varphi - VI \cos(2\omega t - \varphi)$$

$$P = VI \cos \varphi$$



$$\begin{aligned} V &= 220 \text{ V} \\ I &= 10 \text{ A} \\ \varphi &= 45^\circ \end{aligned}$$

Componente fluttuante della potenza istantanea:

$$p_f(t) = -VI \cos(2\omega t - \varphi) = -VI \cos \varphi \cos(2\omega t) - VI \sin \varphi \sin(2\omega t)$$

REGIME SINUSOIDALE

$$p(t) = VI \cos \varphi [1 - \cos(2\omega t)] - VI \sin \varphi \sin(2\omega t)$$

Potenza attiva istantanea [1]:

$$p_a(t) = VI \cos \varphi [1 - \cos(2\omega t)] = P[1 - \cos(2\omega t)]$$

[1] *IEEE standard definitions for the measurements of electric power quantities under sinusoidal, non sinusoidal, balanced, or unbalanced conditions, IEEE Standard 1459 – 2010.*

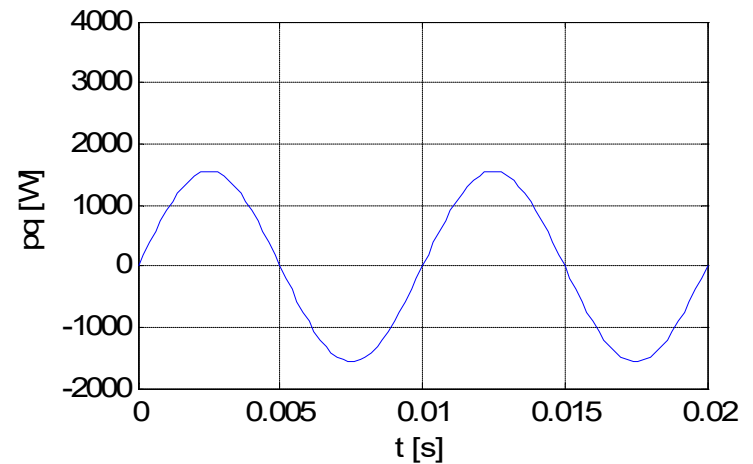
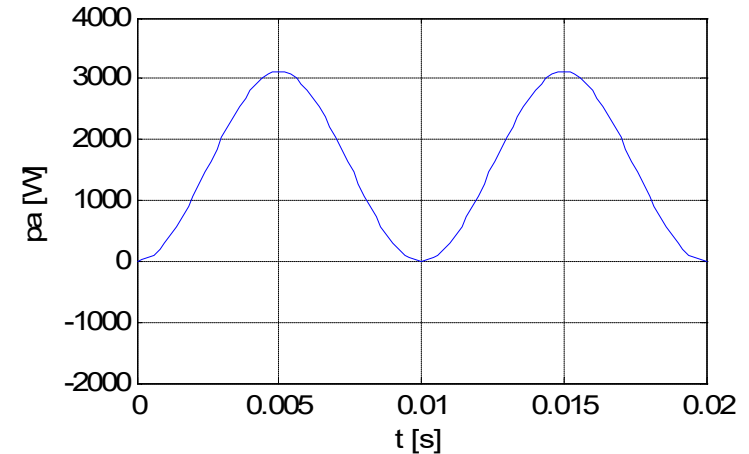
Potenza reattiva istantanea [1]:

$$p_q(t) = -VI \sin \varphi \sin(2\omega t) = -Q \sin(2\omega t)$$

Potenza reattiva:

$$Q = VI \sin \varphi$$

$$S = VI = \sqrt{P^2 + Q^2}$$



SISTEMA TRIFASE BILANCIATO IN REGIME SINUSOIDALE

$$\begin{cases} v_a(t) = V_M \sin(\omega t) \\ v_b(t) = V_M \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ v_c(t) = V_M \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_a(t) = I_M \sin(\omega t - \varphi) \\ i_b(t) = I_M \sin(\omega t - \varphi - 2\pi/3) \\ i_c(t) = I_M \sin(\omega t - \varphi - 4\pi/3) \end{cases}$$

$$p(t)_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = 3VI \cos \varphi$$



$$P_{3\phi} = p(t)_{3\phi} = 3P$$

La potenza reattiva trifase è definita:

$$Q_{3\phi} = 3Q$$

$$S_{3\phi} = 3VI = \sqrt{P_{3\phi}^2 + Q_{3\phi}^2}$$

DISTORSIONE ARMONICA GLOBALE (THD)

Grandezza $g(t)$ periodica non sinusoidale (o distorta) di periodo T:

$$g(t) = G_0 + \sum_{h=1}^{\infty} g_h(t) = G_0 + \sqrt{2}G_1 \sin(\omega t - \theta_1) + \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2}G_h \sin(h\omega t - \theta_h)$$

Valore efficace:
$$G = \sqrt{G_0^2 + G_1^2 + \sum_{h=2}^{\infty} G_h^2}$$

La distorsione di $g(t)$ viene espressa tramite l'indice *THD* (Total Harmonic Distortion), detto distorsione armonica globale:

$$THD_g = \sqrt{\frac{\sum_{h \neq 1} G_h^2}{G_1^2}} = \sqrt{\frac{G^2 - G_1^2}{G_1^2}} = \sqrt{\left(\frac{G^2}{G_1^2}\right) - 1}$$

REGIME PERIODICO NON SINUSOIDALE CON DISTORSIONE DELLA SOLA CORRENTE

$$v(t) = \sqrt{2}V \sin(\omega t) \qquad i(t) = I_0 + \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \varphi_1) + \sqrt{2} \sum_{h=2}^{\infty} I_h \sin(h\omega t - \varphi_h)$$

$$p(t) = \sqrt{2}VI_0 \sin(\omega t) + VI_1 \cos \varphi_1 [1 - \cos(2\omega t)] - VI_1 \sin \varphi_1 \sin(2\omega t) + \\ + \sum_{h=2}^{\infty} VI_h \{ \cos[(h-1)\omega t - \varphi_h] - \cos[(h+1)\omega t - \varphi_h] \}$$

$$P = \frac{1}{T} \int_T p(t) dt = VI_1 \cos \varphi_1 \qquad Q = VI_1 \sin \varphi_1 \qquad S_1 = VI_1 = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{VI_1 \cos \varphi_1}{VI} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} \cos \varphi_1$$

Potenza deformante:
$$D = \sqrt{S^2 - S_1^2} = S_1 \sqrt{\left(\frac{S}{S_1}\right)^2 - 1} = S_1 \sqrt{\left(\frac{I}{I_1}\right)^2 - 1} = S_1 \cdot THD_i$$

CARICO TRIFASE DISTORCENTE BILANCIATO SENZA NEUTRO E TENSIONE DI ALIMENTAZIONE SINUSOIDALE

$$\left\{ \begin{array}{l} i_a(t) = I_0 + \sqrt{2} \left\{ I_1 \sin(\omega t - \varphi_1) + \sum_{h=2}^{\infty} I_h \sin(h\omega t - \varphi_h) \right\} \\ i_b(t) = I_0 + \sqrt{2} \left\{ I_1 \sin(\omega t - \varphi_1 - 2\pi/3) + \sum_{h=2}^{\infty} I_h \sin[h(\omega t - 2\pi/3) - \varphi_h] \right\} \\ i_c(t) = I_0 + \sqrt{2} \left\{ I_1 \sin(\omega t - \varphi_1 - 4\pi/3) + \sum_{h=2}^{\infty} I_h \sin[h(\omega t - 4\pi/3) - \varphi_h] \right\} \end{array} \right. \quad h \neq 3k, k \in \mathbb{N}$$

$$p_{3\phi}(t) = 3VI_1 \cos \varphi_1 + 3V \sum_{n=1}^{\infty} [I_{3n+1} \cos(3n\omega t - \varphi_{3n+1}) - I_{3n-1} \cos(3n\omega t - \varphi_{3n-1})]$$

In assenza di armoniche pari:

$$p_{3\phi}(t) = 3VI_1 \cos \varphi_1 + 3V \sum_{n=1}^{\infty} [I_{6n+1} \cos(6n\omega t - \varphi_{6n+1}) - I_{6n-1} \cos(6n\omega t - \varphi_{6n-1})]$$

$$P_{3\phi} = 3P \quad Q_{3\phi} = 3Q \quad D_{3\phi} = 3D \quad S_{3\phi} = 3S \quad FP_{3\phi} = FP$$