

Capitolo 4

Sistemi Multitono

4.1 Generalità

In molte situazioni lo studio di sistemi a conversione multipla può essere fatta assumendo che il regime di funzionamento sia periodico, cioè che tutte le grandezze elettriche del sistema siano periodiche. Ma in tali sistemi le variabili elettriche, in regime stazionario, non sono strettamente periodiche poiché il loro spettro, definito dalla equazione

$$x(t) = \sum_{k=-M}^M \bar{X}_k e^{j\omega_k t} = \mathfrak{F}^{-1}\{X\} \quad (4.1)$$

con x uguale alla tensione o corrente al nodo del ramo di un circuito e $\bar{X}_k = \bar{X}_{-k}^*$ è composta di un numero finito di linee con pulsazioni date da:

$$\omega_k = \sum_{l=1}^N \eta_{lk} \Omega_l = \eta_{1k} \Omega_1 + \eta_{2k} \Omega_2 + \dots + \eta_{Nk} \Omega_N \quad (4.2)$$

dove Ω_l sono numeri non commensurabili.

Ciò si verifica in circuiti aventi due o più sorgenti indipendenti non sincronizzate. Tali sistemi sono comunemente nominati come *sistemi multitono*.

La (4.2) definisce un set di frequenze (o pulsazioni) che sono combinazioni lineari, con coefficienti interi, di un numero finito di N di frequenze fondamentali o *toni* f_i .

Il concetto della non correlazione tra le frequenze considerate è che esse non hanno una frequenza minimo comune multiplo.

Per meglio approfondire tale concetto si consideri la figura 4.1 che rappresenta un sistema a conversione multipla; in essa S_n , Ω_n rappresentano sorgenti non sincronizzate alle frequenze $\Omega_n = 2\pi f_n$; H_n è la funzione di trasferimento dei blocchi lineari e $f_n(v_{in})$ sono funzioni non lineari algebriche che descrivono il comportamento non lineare dei convertitori. Se Ω_n e Ω_m sono due pulsazioni non correlate di due convertitori di figura 4.1, il loro rapporto soddisfa la seguente relazione:

$$\frac{\Omega_n}{\Omega_m} \neq \frac{P}{Q} + R \quad (4.3)$$

con P , Q ed R numeri reali.

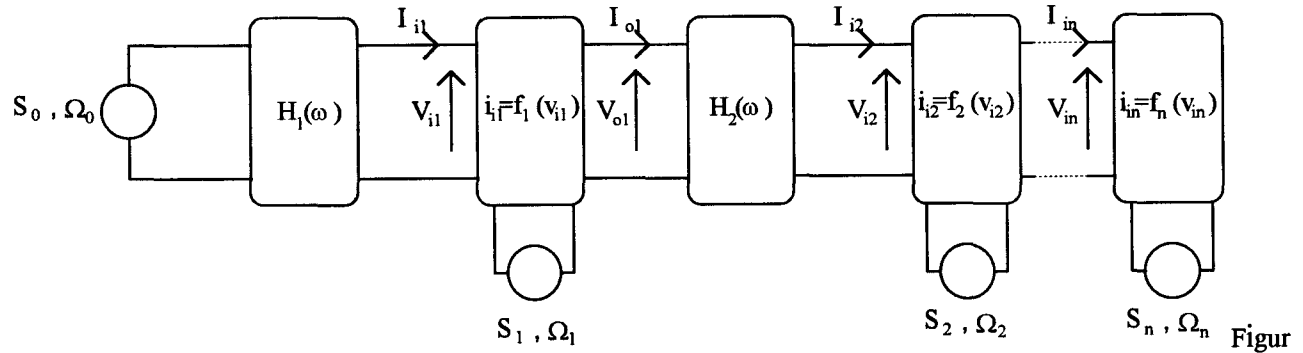


Figura 4.1 Schema generale di un sistema a conversione multipla

In sistemi multitono la trasformazione tempo-frequenza non può essere fatta mediante la tradizionale trasformata discreta di Fourier. Essa infatti non è più valida per sistemi quasi-periodici in quanto le funzioni trigonometriche non sono ortogonali in un intervallo che non sia un periodo. Quindi la trasformazione tempo-frequenza di funzioni quasi-periodiche diventa più complessa e deve essere fatta attraverso la soluzione di un sistema di equazioni lineari ottenute dalla (4.1) considerando la (4.2). La trasformazione tempo-frequenza (considerando ad esempio la corrente generica i_{in} in figura 4.1) può essere espressa dalla seguente relazione:

$$i_i(t) = \sum_{k_1} \sum_{k_2} \dots \sum_{k_n} I_{k_1, k_2, \dots, k_n} e^{j(k_1 \Omega_1 + k_2 \Omega_2 + \dots + k_n \Omega_n)t} \quad (4.4)$$

dove $k_1, k_2, \dots, k_n$ sono interi e $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_n$ sono le pulsazioni incommensurabili.

Come risultato, in circuiti quasi periodici il periodo di una variabile non è definito, o meglio non è di lunghezza finita, ma tende ad infinito. Tale concetto può essere espresso facendo una approssimazione del dominio quasi-periodico con un dominio periodico in cui la frequenza base, sottomultiplo di tutte le frequenze indipendenti del sistema, tende a zero. Tale metodo può essere applicato a tutti i sistemi reali costituiti da convertitori con propri oscillatori interni. Ad esempio i convertitori ac/dc-dc/ac (considerati nel seguito della trattazione) dovrebbero essere descritti, per avere risultati più accurati, mediante la teoria dei sistemi quasi-periodici appena descritta.

Dopo una breve descrizione del metodo del Bilanciamento Armonico, usato per ottenere la soluzione delle variabili elettriche nel dominio del tempo e della frequenza, sarà descritto e verranno

analizzate le differenze spettrali delle variabili elettriche in un sistema a doppia conversione ac/dc-dc/ac nel dominio quasi-periodico ed in uno periodico.

4.2 Bilanciamento Armonico (HB)

Attualmente esiste un discreto numero di programmi di simulazione che permettono di studiare tutte le variabili elettriche di circuiti (sia nel dominio del tempo che della frequenza) anche con molta accuratezza.

La grande maggioranza di essi usa metodologie di analisi in regime periodico per raggiungere le soluzioni. Ma quando è necessario considerare il regime quasi-periodico, in cui le tradizionali funzioni periodiche non possono essere usate, è necessario tenere in considerazione approcci numerici ed analitici che permettano tale tipo di analisi.

Il principio del metodo del Bilanciamento Armonico (HBM) è una tecnica che, tra l'altro, permette lo studio e la simulazione di circuiti funzionanti in regime quasi periodico. Il principio su cui si fonda è di suddividere un generico circuito in una parte lineare ed una non lineare, come mostrato in figura 4.2.

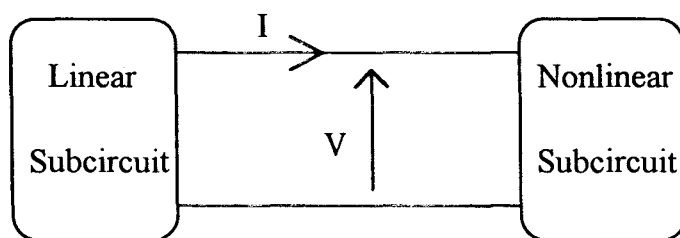


Figura 4.2 Suddivisione di un generico circuito in parte lineare e non lineare per essere analizzato mediante l'HBM

Quindi si trovano le componenti armoniche ai nodi di interfaccia tra i due sottocircuiti in modo tale da far valere la legge di Kirchhoff alle correnti in tali nodi [31], [32].

Tali relazioni di Kirchhoff alle correnti formano le equazioni del bilancio armonico (HBE). Nel procedere in questo modo si trae il vantaggio che, usando una combinazione lineare di sinusoidi per costruire la soluzione, esso naturalmente approssima i segnali periodici e quasi-periodici trovati in condizioni di stazionarietà. Se la risposta trovata in tali condizioni consiste di soltanto poche righe spettrali, il che è spesso comune, il bilancio armonico abbisogna di pochi dati per rappresentare accuratamente la risposta.

Il vantaggio di usare sinusoidi per approssimare una risposta stazionaria in regime quasi-periodico diventa particolarmente importante quando la risposta contiene delle sinusoidi dominanti con frequenze non molto vicine fra loro. Poiché i coefficienti della risposta stazionaria sono una funzione

algebraica dei coefficienti del segnale di ingresso, l'aspetto dinamico del problema è eliminato. Quindi, le equazioni non lineari integrodifferenziali che descrivono un circuito sono convertite dall'HB in un sistema di equazioni algebriche non lineari la cui soluzione è la risposta stazionaria del circuito. Tali equazioni sono risolte iterativamente utilizzando vari metodi. In fatti esistono differenti tecniche per risolvere le HBE: ad esempio la 'tecnica di Gauss' [33][34], il metodo di 'Newton-Raphson' e metodi derivati (Newton-Gauss-Jacobi) [35][36][37]. Quest'ultimo richiede il calcolo della matrice Jacobiana anche se esistono metodi per evitare il suo calcolo ripetitivo [38].

D'altra parte un inconveniente presentato da questa tecnica è dovuto al fatto che se il numero di coefficienti necessari per avere una soluzione sufficientemente accurata è troppo alto, l'HBM potrebbe risultare impraticabile a causa dell'eccessivo sforzo computazionale.

4.3 Analisi di un convertitore AC/DC-DC/DC

In questo paragrafo sarà esaminata l'applicazione dell'HBM ad un convertitore ac/dc-dc/dc.

Esso, con riferimento alla figura 4.3, è composto da un convertitore non controllato a diodi che alimenta, attraverso una rete RLC, un chopper con un carico RL.

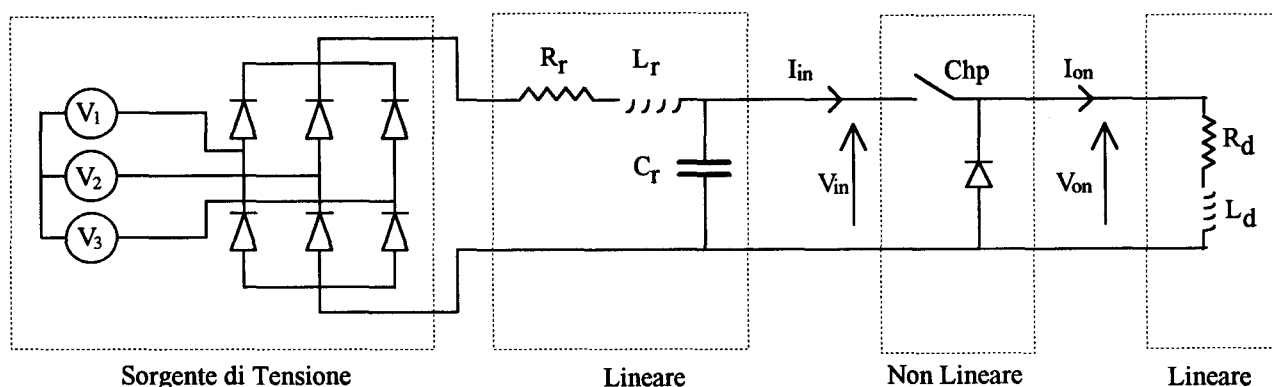


Figura 4.3 Schema di un convertitore ac/dc-dc/dc

Per semplificare lo studio analitico, la tensione di alimentazione trifase è stata supposta di potenza infinita (cioè con impedenza equivalente secondo Thevenin uguale a zero). La tensione così a valle del convertitore a diodi può così essere vista come una somma di generatori indipendenti di tensione a frequenze f_k pari a $6nf_0$, con f_0 la frequenza fondamentale ed $n=1,2,3,\dots$, e di un generatore di tensione continua.

Per applicare l'HBM a tale sistema è necessario per prima cosa suddividere il sistema stesso in una parte lineare, una non lineare, ed una formata da generatori indipendenti, come mostrato in figura 4.3. Ci si prefigge di trovare, nel dominio del tempo e della frequenza, i valori delle variabili V_{in} e I_{in} (HBE). Come metodo per risolvere l'HBE è stata utilizzata una appropriata tecnica di rilassamento [39]; essa consiste nel partire assegnando un vettore iniziale di tensioni armoniche V_{in}^0 . Quindi calcola la corrente armonica $I_{in(k)}$ applicando la tensione armonica $V_{in(k)}^0$ al blocco non lineare. Per fare ciò è necessario antitrasformare nel dominio del tempo il vettore delle tensioni armoniche ottenendo la tensione nel dominio del tempo:

$$v_{in}(t) = \mathfrak{T}^{-1} \{V_{in}\}.$$

Il calcolo della risposta del blocco non lineare è fatto nel dominio del tempo perché generalmente il comportamento di tali blocchi è conosciuto in tale dominio, essendo molto più complessa la conoscenza nel dominio della frequenza.

Da ciò deriva che l'uscita $v_{on}(t)$ è:

$$v_{on}(t) = f[v_{in}(t)]$$

essendo f la funzione non lineare che descrive il blocco non lineare.

La v_{on} quindi è trasformata nel dominio delle frequenze ottenendo un vettore armonico V_{on} che viene applicato al blocco lineare $R_d L_d$. La corrente così ottenuta I_{on} è antitrasformata nel dominio del tempo ottenendo la corrente i_{on} e, quindi, riapplicata al blocco non lineare ottenendo la corrente di ingresso i_{in} a tale blocco mediante la sua funzione inversa f^{-1} :

$$i_{in}(t) = f^{-1}[i_{on}(t)].$$

La corrente così ottenuta nel dominio del tempo è trasformata nel dominio delle frequenze ottenendo un vettore di correnti:

$$I_{in} = \mathfrak{F}\{i_{in}(t)\} = \mathfrak{F}\{f[v_{in}(t)]\}.$$

Il vettore I_{in} è quindi applicato al blocco lineare $R_r L_r C_r$ ottenendo una tensione nel dominio della frequenza V_{in} .

Dopo ciò, si valuta una funzione errore definita come:

$$e_k = V_{(in)k} - V_{(in)k}^0 \quad (4.5)$$

e, se $e_k < e_{k(max)}$, con $e_{k(max)}$ la tolleranza massima ammessa, allora V_k ed I_k sono i valori finali ed il processo iterativo termina, altrimenti un nuovo vettore di tensioni V_{in}^0 viene definito utilizzando le informazioni ottenute dal vettore funzione errore e_k ed inizia così una nuova iterazione.

4.4 Analisi in regime quasi-periodico

Se la frequenza fondamentale degli oscillatori indipendenti (della tensione di alimentazione e del chopper) sono incommensurabili, cioè soddisfano la 4.1, allora l'approccio analitico e numerico deve essere modificato.

Per fare ciò introduciamo il metodo che segue [40].

A tale riguardo si consideri la figura 4.4.

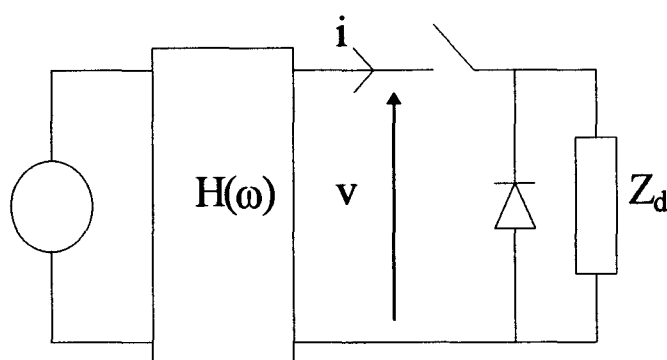


Figura 4.4 Rappresentazione schematica della doppia conversione

L'idea base è di introdurre una variabile 'tempo' ausiliaria τ in modo da esprimere la corrente quasi-periodica a due toni 'i' definita da una equazione simile alla (4.4) nella forma di un segnale doppiamente periodico:

$$i(t, \tau) = \sum_n \sum_m I_{n,m} e^{jn\Omega_A \tau} e^{jm\Omega_B t} . \quad (4.6)$$

Si può osservare che la corrente nella (4.6) coincide con quella in (4.4) nel caso di $t = \tau$. La prima ha il vantaggio di essere strettamente periodica, anche se con differenti periodi $T_A = 2\pi/\Omega_A$ e $T_B = 2\pi/\Omega_B$, nelle due distinte coordinate temporali τ e t rispettivamente (vedi figura 4.5).

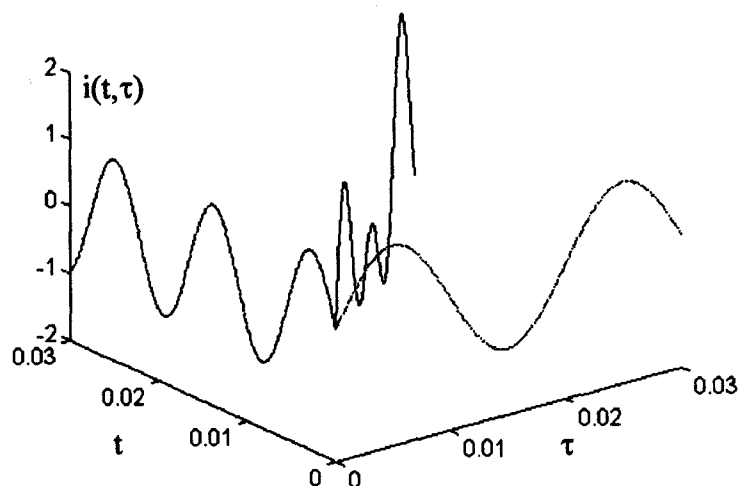


Figura 4.5 Rappresentazione grafica della corrente i nel dominio doppiamente periodico

La rappresentazione doppiamente periodica (4.6) permette un calcolo efficiente delle componenti $I_{n,m}$ della corrente $i = f[v]$ nel blocco non lineare in funzione di una matrice di armoniche di tensione $V_{n,m}$ della tensione v (vedi figura 4.4).

Infatti, dalla (4.6), la corrente può essere espressa come:

$$i(t, \tau) = f[v(t, \tau)] = \sum_m \hat{I}_m(\tau) e^{jm\Omega_B t} \quad (4.7)$$

con

$$\hat{I}_m(\tau) = \sum_n I_{n,m} e^{jn\Omega_A \tau} \quad (4.8)$$

La (4.7) e (4.8) mostrano che ogni componente spettrale $I_{n,m}$ della corrente può essere calcolata mediante una applicazione multipla della FFT secondo la seguente relazione:

$$I_{n,m} = \mathfrak{F}_n^{(\tau)} \left[\hat{I}_m(\tau) \right] \quad (4.9)$$

dove $\mathfrak{F}_n^{(\tau)}$ è l'operatore 'Trasformata Discreta di Fourier' che fornisce armonica di ordine n di un segnale definito nella coordinata temporale τ .

Ogni $\hat{I}_m(\tau)$ nella (4.9) deve essere calcolata per un set di valori discreti della coordinata temporale τ , usando la FFT secondo la seguente metodologia:

$$\hat{I}_m(\tau) = \mathfrak{F}_m^{(\tau)} \{i(t, \tau)\} = \mathfrak{F}_m^{(\tau)} \{f[v(t, \tau)]\} \quad (4.10)$$

dove

$$v(t, \tau) = \sum_m \hat{V}_m(\tau) e^{jm\Omega_B t} \quad (4.11)$$

e

$$\hat{V}_m(\tau) = \sum_n V_{n,m} e^{jn\Omega_A \tau} . \quad (4.12)$$

Usando tale tecnica si possono estendere, al caso della analisi in condizioni di regime quasi-periodico e stazionario, i vantaggi della FFT: mancanza di malcondizionamento, alta accuratezza ed efficienza dovute al più piccolo numero di operazioni aritmetiche.

L'applicazione delle considerazioni sopra esposte al circuito considerato nel paragrafo 4.3 porta al calcolo delle componenti della tensione e corrente $I_{n,m}$ ed $V_{n,m}$, corrispondenti alle pulsazioni $n\Omega_A + m\Omega_B$, con n, m interi.

4.5 Risultati della simulazione

Il convertitore ac/dc-dc/dc mostrato in figura 4.4 è stato simulato in regime periodico e quasi periodico mediante l'HBM. La tensione in uscita dal convertitore ac/dc (un convertitore esafase a diodi) è stata assunta ideale, cioè formata soltanto dalle armoniche caratteristiche V_k con $k=6n$ ed $n=0,1,2,3,\dots$. La frequenza della tensione di alimentazione è stata assunta uguale a 60Hz mentre la frequenza del chopper pari a 390Hz per la simulazione in regime periodico, e 390.01Hz per la simulazione in regime quasi-periodico.

Con riferimento alla figura 4.3 sono stati assunti i seguenti valori per i componenti: $L_T=10\text{mH}$, $C_T=1\mu\text{F}$, $R_T=1\Omega$, $L_d=5\text{mH}$ e $R_d=3\Omega$. I diodi sono stati assunti ideali.

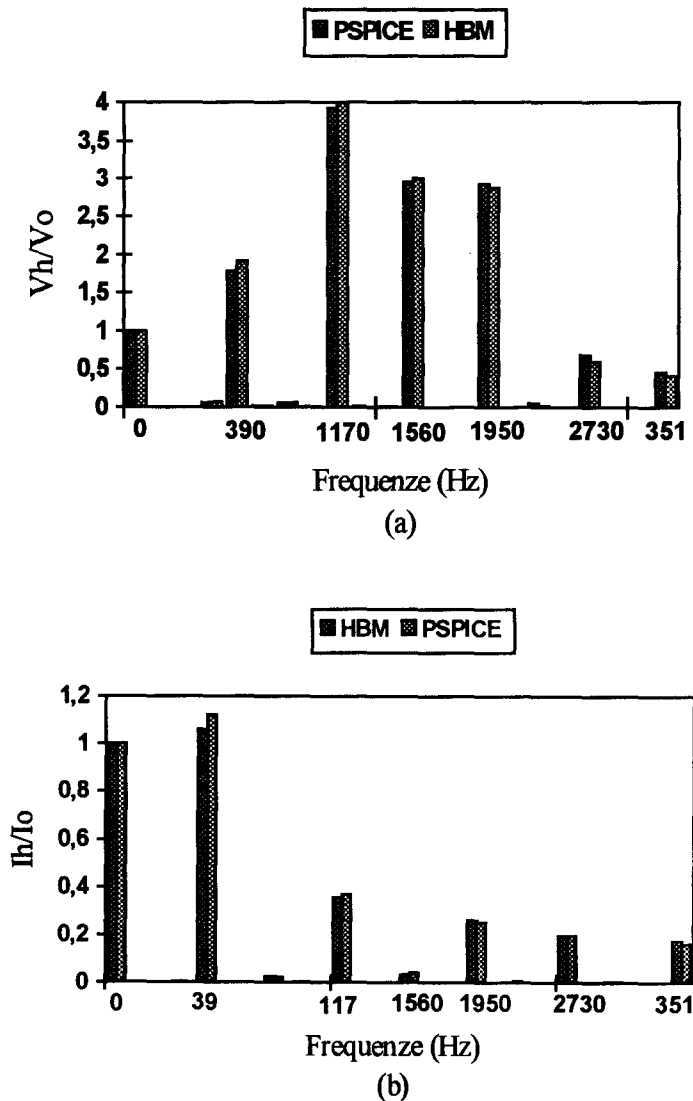


Figura 4.6 Spettri della tensione (a) e della corrente (b) relativi al circuito di figura 4.4 ottenuti con HBM e con PSPICE

In figura 4.6 sono mostrati gli spettri della tensione 'v' della corrente 'i' (rapportati al valore continuo) con riferimento al circuito di figura 4.4 ed in regime di funzionamento periodico (frequenza del chopper pari a 390Hz). Essi sono stati confrontati con quelli ottenuti dalla simulazione mediante il programma PSPICE. Si può osservare come entrambi i programmi forniscano risultati molto simili.

In figura 4.7 sono presentati gli stessi spettri, sempre relativi al circuito di figura 4.4, in regime quasi-periodico (frequenza del chopper =390.01Hz).

Non è stato possibile ottenere i corrispondenti spettri con PSPICE a causa dell'elevato tempo di simulazione e della eccessiva memoria richiesta per tale simulazione. In fatti questo programma di simulazione deve calcolare tutto il transitorio (transient analysis) prima di giungere al calcolo della soluzione in regime stazionario. Il programma analitico-numerico qui elaborato (basato sulla trattazione teorica sopra descritta) richiede un uguale tempo di elaborazione fra una simulazione in regime periodico e una in regime quasi-periodico.

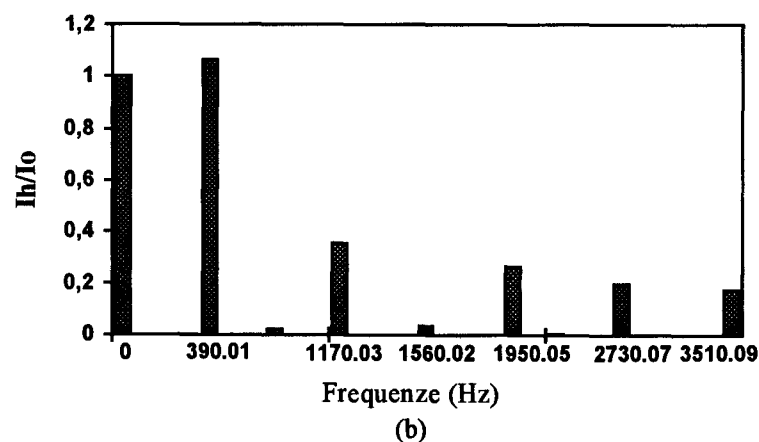
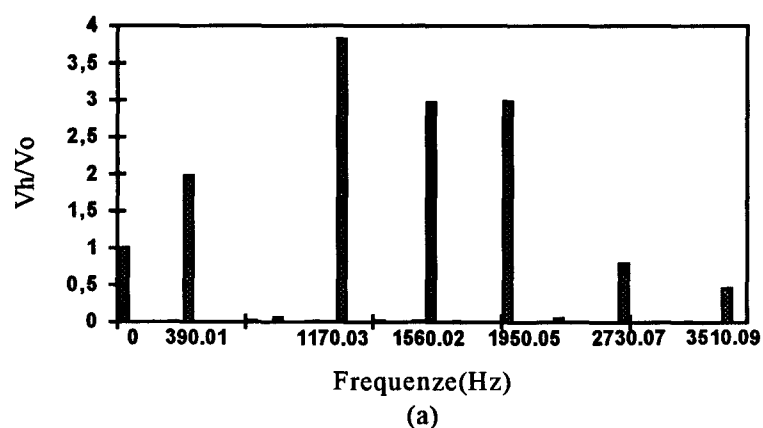


Figura 4.7 Stessi spettri di tensione e correnti come in figura 4.6 con una frequenza di chopper pari a 390.01Hz

4.6 Alcune considerazioni sulla definizione della potenza attiva in regime quasi-periodico.

In regime quasi-periodico il periodo del generico segnale $x(t)$ non è definito e, quindi, di solito si assume tendente all'infinito. Per tale ragione la potenza media di x , nell'ipotesi esso sia a potenza finita, deve essere calcolata utilizzando il passaggio al limite nella formula della potenza media:

$$\bar{P} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x^2(t) dt. \quad (4.13)$$

Per valutare l'espressione di della potenza media nel caso di sistemi bi-tono, in cui ω_1 ed ω_2 siano due pulsazioni indipendenti, si considerino due variabili elettriche v ed i scritte, secondo la (4.6), nella forma $v(t_1, t_2)$ e $i(t_1, t_2)$. Se T_1 e T_2 sono i periodi relativi ad ω_1 ed ω_2 , la potenza media è data, secondo la (4.13), dalla relazione:

$$\bar{P} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v(t, t) \cdot i(t, t) dt \quad (4.14)$$

con

$$\begin{aligned} v(t_1, t_2) &= \sum_h \sum_k V_{h,k} e^{jh\omega_1 t_1} e^{jk\omega_2 t_2} \\ i(t_1, t_2) &= \sum_r \sum_s I_{r,s} e^{jr\omega_1 t_1} e^{js\omega_2 t_2} \end{aligned} \quad (4.15)$$

La (4.14) diventa:

$$\begin{aligned} \bar{P} &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \sum_h \sum_k \sum_r \sum_s V_{h,k} I_{r,s} e^{j(h+r)\omega_1 t} e^{j(k+s)\omega_2 t} dt = \\ &= \sum_h \sum_k \sum_r \sum_s V_{h,k} I_{r,s} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} e^{j(h+r)\omega_1 t} e^{j(k+s)\omega_2 t} dt \end{aligned}$$

L'integrale è zero per ogni ' $h+r \neq 0$ ' e ' $k+s \neq 0$ '.

Si può mostrare (vedi appendice) che ciò è vero solo se ' $h = -r$ ' e ' $k = -s$ '.

La espressione finale della potenza media diventa dunque:

$$\bar{P} = \sum_m \sum_n V_{m,n} I_{-m,-n} . \quad (4.16)$$

4.6.1 Valutazione della potenza media mediante una diversa formulazione

In sistemi periodici monotoni la valutazione della potenza media può essere fatta mediante la relazione (4.13) ma senza calcolare il limite perché il risultato dell'integrale tra $-T/2$ e $T/2$ (se T è il periodo delle variabili elettriche nell'integrale) coincide con quello ottenuto facendo il limite.

In sistemi bi-tono è possibile valutare la potenza media anche senza il calcolo del limite come nelle (4.13) e (4.14). Ciò può essere fatto mediante l'utilizzo del metodo descritto nel paragrafo 4.4.

A tal proposito si consideri le stesse due variabili elettriche $v(t_1, t_2)$ e $i(t_1, t_2)$ come nella (4.15).

La potenza media $\bar{P}$ data dalla (4.16) sarà uguale a quella espressa dalla formula seguente:

$$\bar{P} = \frac{1}{T_1} \frac{1}{T_2} \int_{-T_1/2}^{T_1/2} \int_{-T_2/2}^{T_2/2} v(t_1, t_2) i(t_1, t_2) dt_1 dt_2 . \quad (4.17)$$

Per dimostrare la (4.17) si considerino le seguenti osservazioni.

Dalla (4.15), la (4.17) diventa:

$$\begin{aligned} \bar{P} &= \\ &= \frac{1}{T_1} \frac{1}{T_2} \int_{-T_1/2}^{T_1/2} \int_{-T_2/2}^{T_2/2} \sum_h \sum_k \sum_r \sum_s V_{h,k} I_{r,s} e^{j(h+r)\omega_1 t_1} e^{j(k+s)\omega_2 t_2} dt_1 dt_2 = \\ &= \sum_h \sum_k \sum_r \sum_s V_{h,k} I_{r,s} \frac{1}{T_1} \int_{-T_1/2}^{T_1/2} e^{j(h+r)\omega_1 t_1} dt_1 \frac{1}{T_2} \int_{-T_2/2}^{T_2/2} e^{j(k+s)\omega_2 t_2} dt_2 \end{aligned} \quad (4.18)$$

Affinché l'integrale nella (4.18) non sia zero deve essere ' $h+r=0$ ' e ' $k+s=0$ ', cioè ' $h=-r$ ' e ' $k=-s$ '.

Da ciò la potenza media diventa:

$$\bar{P} = \sum_m \sum_n V_{m,n} I_{-m,-n} . \quad (4.19)$$

La (4.19) coincide con la (4.16) e ciò conferma che la (4.16) può correttamente essere usata per calcolare la potenza media in sistemi bi-tono in regime quasi-lineare.

4.7 Realizzazione di un analizzatore di spettro per sistemi in regime quasi-periodico

Il proliferare di carichi fortemente non lineari e tempo-varianti, come ad esempio cicloconvertitori, compressori, forni ad arco, ecc., ha portato a porre sempre più attenzione su alcuni gruppi di componenti frequenziali di tensione e corrente, e cioè le armoniche non intere o interarmoniche.

Il valore della loro ampiezza e frequenza risulta determinante se si deve filtrarle o più generalmente, se si devono ricercare le origini di tale distorsione.

Generalmente il maggiore ostacolo alla misura di componenti frequenziali è la valutazione delle componenti irrazionali di un'onda. Come esempio si consideri la seguente tensione:

$$v(t) = \sqrt{2}V_s \sin t + \sqrt{2}V_h \sin \sqrt{2}t. \quad (4.20)$$

Il secondo termine sinusoidale ha una frequenza irrazionale. La determinazione dello spettro di v risulta alquanto difficile, perché sarebbe necessario un periodo di osservazione molto alto, tendente all'infinito.

Per ridurre tale tempo di misura di un segnale e per fornire una risposta accettabile per quello che riguarda la ampiezza di una componente irrazionale, può essere più conveniente la misura della energia del segnale stesso in certe bande di frequenza. In tal modo si misura il contributo di tutte le componenti che si trovano all'interno di tali bande. Tale metodo, ovviamente, non è un metodo rigoroso per l'analisi spettrale di un segnale, ma può costituire un sufficiente aiuto per mettere in luce le regioni di frequenza in cui si concentra l'energia di un'onda.

4.7.1 Descrizione del metodo per la misura di interarmoniche

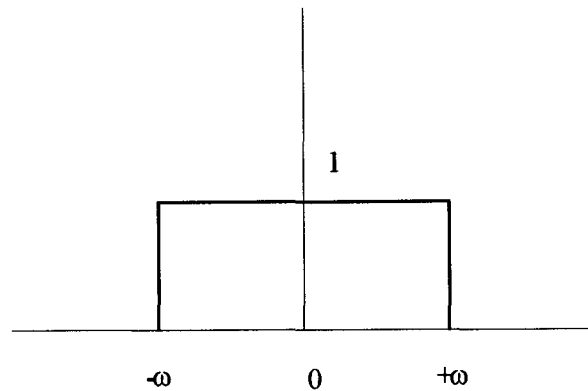
Il seguente metodo consiste in una analisi numerica del segnale per trovare sia le zone di frequenza in cui si trova il suo contenuto energetico, sia il calcolo del valore di frequenza delle singole interarmoniche.

Si consideri un generico segnale $v(t)$ di cui non si conosca a priori il suo spettro; sia $V(\omega)$ la sua trasformata di Fourier.

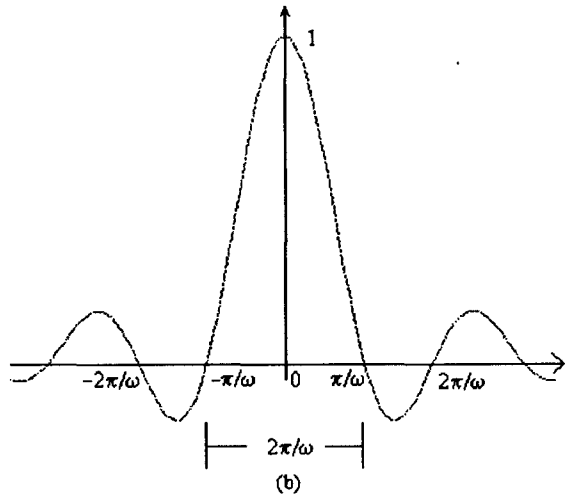
Si consideri inoltre la nota espressione della funzione *sinc*, definita come:

$$\text{sinc}(\omega t) = \frac{\text{sen } \omega t}{\omega t}.$$

In figura 4.8 è rappresentato l'andamento sia nel dominio del tempo (figura 4.8-b) che nel dominio della frequenza (figura 4.8-a).



(a)



(b)

Figura 4.8 Rappresentazione della funzione *sinc* nel dominio della frequenza (a) e del tempo (b).

Tale funzione, come si osserva dalla figura 4.8, ha rilevanti proprietà di filtraggio. Infatti moltiplicando $V(\omega)$ per la funzione $H(\omega) = \mathfrak{F}\{\text{sinc}(\omega t)\}$ si può selezionare una regione di frequenze di $V(\omega)$ ed analizzare il suo contenuto armonico in tale regione; cioè analizzare la seguente funzione, come mostrato in figura 4.9:

$$G(\omega) = V(\omega)H(\omega).$$

Poiché $V(\omega)$ non è noto è necessario calcolare G nel dominio del tempo dove v è noto. Ciò viene fatto utilizzando il teorema della convoluzione che trasforma $G(\omega)$ in una funzione nel dominio del tempo $g(t)$ mediante la relazione:

$$g(t) = \mathfrak{F}^{-1}\{G(\omega)\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \int_{-\infty}^{+\infty} v(\tau) \{\mathfrak{F}^{-1}[H(\omega)], t - \tau\} d\tau \quad (4.21)$$

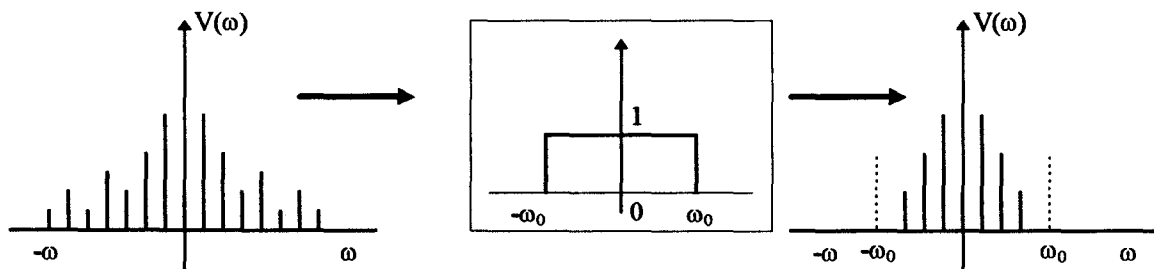


Figura 4.9 Rappresentazione delle proprietà di filtraggio della funzione *sinc*

Per valutare $\mathfrak{F}^{-1}\{H(\omega), t\}$ si calcola la trasformata inversa di Fourier della funzione mostrata in figura 4.8-a:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} 1 e^{j\Omega t} d\Omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_0}^{+\omega_0} 1 e^{j\Omega t} d\Omega = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{e^{j\Omega t}}{jt} \right]_{-\omega_0}^{+\omega_0} = \frac{\omega}{\pi} \frac{\text{sen } \omega t}{\omega t} \quad (4.22)$$

e, sostituendo la (4.22) nella (4.21) si ottiene:

$$g(t) = \frac{\omega}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} v(\tau) \frac{\text{sen}[\omega(t - \tau)]}{\omega(t - \tau)} d\tau \quad (4.23)$$

e, per un tempo finito T_A :

$$g(t) = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{T_A} v(\tau) \frac{\text{sen}[\omega(t - \tau)]}{\omega(t - \tau)} d\tau. \quad (4.24)$$

Tale metodo permette di esplorare lo spettro di v partendo dalla continua.

La pulsazione ω è spostata da zero fino ad un valore desiderato ω_f , e, ad ogni step, cioè nella finestra fra il valore precedente di ω fino a quello attuale, viene valutata l'energia contenuta in tale banda di frequenze come differenza fra quella attuale e quella ottenuta fino al passo precedente. Tale finestra di frequenza può avere una larghezza arbitraria fino ad intervalli molto piccoli che arrivino ad includere una sola componente. La più piccola finestra, per avere alta la accuratezza, è determinata dalla lunghezza temporale del vettore di campioni di v . Se ad esempio la durata del vettore è 10s, allora lo step minimo di ω è di 0.1Hz. Ciò deriva dal fatto che occorre tenere in considerazione l'incertezza associata alla misura di una componente prossima alla estremità della finestra di frequenze. Intorno a tali estremi, vedi figura 4.10, la pendenza di $G(\omega)$ non è infinita ma dipende dal tempo finito di integrazione T_A nella (4.24).

A causa di ciò le frequenze appartenenti all'intervallo $\Delta\omega$ sono stimate con una ampiezza minore rispetto alla realtà. Ma se T_A aumenta, la probabilità che una componente stia all'interno di tale intervallo diminuisce. Ad esempio, se $T_A=1\text{min}$ allora $\Delta\omega$ è pari a 0.105rad/sec.

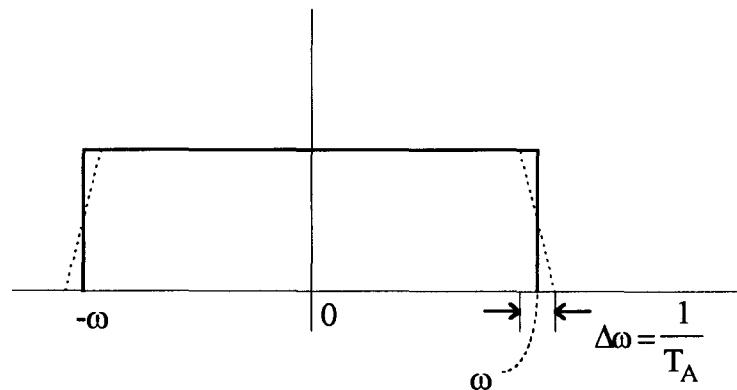


Figura 4.10 Pendenza non infinita della funzione *sinc* dovuta all'intervallo finito di integrazione

In tabella 4.1 sono riportate le componenti di frequenza calcolate mediante tale metodo per un segnale test dato da:

$$v = 1.3 \sin(2\pi 18t + \pi/3) + 2.2 \sin(2\pi 40\sqrt{2}t) + 100 \sin(2\pi 60t) + 0.5 \sin(2\pi 68t + \pi/6) + 0.7 \sin(2\pi 68.5t)$$

Si può osservare che l'incertezza percentuale è minore del 8% e diviene più piccola nella stima della componente irrazionale $40\sqrt{2}$ Hz.

Conclusioni

La diffusione delle applicazioni dell'elettronica di potenza ai sistemi elettrici di potenza pone nuove problematiche di misura.

L'impiego dell'elettronica di potenza comporta la diffusione di componenti non lineari e tempo varianti, e quindi la distorsione delle forme d'onda di corrente e tensione.

I nuovi problemi di misura sono principalmente quelli relativi al condizionamento dei segnali, alla valutazione della qualità dell'energia elettrica ed alle valutazioni di compatibilità elettromagnetica.

Affrontare queste problematiche pone in primo luogo la necessità di definire degli strumenti matematici per l'analisi dei sistemi elettrici funzionanti in presenza di deformazione dei segnali di rete. Molti dei parametri usualmente impiegati in regime sinusoidale per individuare lo stato energetico del sistema si rivelano ampiamente inadeguati in presenza di distorsioni (si pensi, a tale riguardo, al fattore di potenza).

In secondo luogo si tratta di mettere a punto metodi ed apparati di misura per il rilievo sperimentale delle grandezze definite per via teorica.

Nella tesi si sono affrontate soltanto tematiche relative a problemi di misura su impianti elettrici operanti in presenza di disturbi condotti in bassa frequenza con particolare interesse per la caratterizzazione di disturbi di tipo periodico, armonici e non, anche in riferimento ai problemi di misura posti dalla applicazione della Norma Europea EN 50160.

Nella prima parte della tesi sono stati brevemente presi in considerazione alcuni esempi di carichi (forni ad arco, reattori a tiristori controllati, inverters) fortemente non lineari che danno luogo ai cosiddetti problemi di power quality dovuti alla immissione nella rete elettrica di disturbi condotti in bassa frequenza, in particolare periodici. È stato inoltre dettagliatamente discusso un problema, riscontrabile nelle sottostazioni elettriche per la trazione ferroviaria, allo scopo di esemplificare come i disturbi generati da apparecchiature di un utente possano causare malfunzionamenti ad altre apparecchiature del medesimo utente. Nel caso specifico si è messo in evidenza come possano essere presenti delle componenti della tensione in uscita dai convertitori a frequenza industriale che provocano pericolose interferenze con i segnali utilizzati per il segnalamento ferroviario.

Per quanto riguarda le problematiche di misura si è particolarmente discussa la possibilità di effettuare misure on-line per separare il contributo dei carichi dell'utente da quello del distributore alla distorsione armonica della tensione nel punto di consegna dell'energia elettrica. Sono state

introdotte e definite grandezze, discussi metodi per la loro misura ed infine valutate le precisioni conseguibili nelle misure effettuate con strumenti basati su tecniche di DSP.

Nella terza parte della tesi si è discusso della misura del flicker luminoso che è un fenomeno causato dalla presenza di componenti non armoniche nella tensione di alimentazione delle sorgenti luminose. In particolare si è messo in evidenza mediante uno studio di carattere teorico e sperimentale che i flickermetri progettati secondo le Norme Internazionali non caratterizzano correttamente il flicker luminoso quando le sorgenti luminose sono lampade fluorescenti.

L'ultima parte della tesi è stata dedicata alla caratterizzazione di segnali in regime quasi-periodico. L'analisi di sistemi in regime multitono è stata svolta con il metodo del Bilanciamento Armonico e quello iterativo di Newton-Raphson. In questo ambito si è proposta la generalizzazione della definizione di alcune grandezze elettriche in regime quasi-periodico. Infine, è stato realizzato un analizzatore di spettro per la identificazione delle componenti spettrali non armoniche di un generico segnale.

Bibliografia

- [1] CEI EN 50160 *Caratteristiche della tensione fornita dalle reti pubbliche di distribuzione dell'energia elettrica*, Classificazione CEI: 110-22, Maggio 1995, fascicolo 2562 E
- [2] CEI EN 61000-2-4 *Compatibilità elettromagnetica (EMC), Parte 2: Ambiente, Sezione 4: Livelli di compatibilità per disturbi condotti in bassa frequenza negli impianti industriali*, Classificazione CEI: 110-27, Ottobre 1995, fascicolo 2649 E
- [3] CEI EN 61000-2-2 *Compatibilità Elettromagnetica, Parte 2-Ambiente; Sezione 2: Livelli di compatibilità per disturbi condotti in bassa frequenza e la trasmissione di segnali sulle reti pubbliche di alimentazione a bassa tensione*, Classificazione CEI:110-10, Novembre 1993, fascicolo 2227.
- [4] IEEE Std. 100-1988, *Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms*. New York 1988.
- [5] IEC TC13 (Secretariat) *Alternating Current Static Volt-Ampere-Hour Meters for Apparent Energy (Classes 1 and 2)* February 1995.
- [6] G.Someda, "Del cosiddetto problema della potenza reattiva con correnti deformanti", *L'Elettrotecnica*, Vol.20, n.36, 1933, pp. 849-854.
- [7] R.Sasdeli, A.Menchetti, Discussione a "Power theory of electric circuits: common data base of power related phenomena and properties", di L.S.Czarnecki, *ETEP* Vol.4, n.6, 1994, pp. 496.
- [8] C.Budeanu, "Sulle grandezze non attive in regime non sinusoidale", *L'Elettrotecnica*, Vol.20, n.28, 1933, pp. 649-654.
- [9] L.S.Czarnecki, "What is wrong with the Budeanu concept of reactive and distortion power and why it should be abandoned", *IEEE Trans. Inst. Meas.* Vol. IM 36, n.3, 1987, pp.834-837.
- [10] R.Sasdeli, G.C.Montanari, "The compensable power for electrical systems in nonsinusoidal conditions", *IEEE Trans. Inst. Meas.*, Vol. IM 43, n.4, 1994, pp.592-598.
- [11] A.Menchetti, R.Sasdeli, "A method to measure the harmonic losses in power transformers", *Proc. of the Int. ASME Conf. SYS '94 "Systems, Analysis, Control & Design"*, Vol.2, Lyon (France), July 1994, pp.301-307.

- [12] A.Menchetti, L.Peretto, R.Sasdelli, "Alcune problematiche relative alla caratterizzazione della tensione di rete secondo la CEI EN 50160", Rendiconti della 97a Riunione Annuale AEI, Baveno, Maggio 1997.
- [13] CEI 110-9, *Flickermetro, Specificazioni funzionali e di progetto*, Maggio 1993, fascicolo 2063.
- [14] CEI EN 60868-0, *Flickermetro Parte 0: Valutazione della severità del flicker*, Classificazione CEI: 110-14, Settembre 1994, fascicolo 2389 E.
- [15] IEEE Std. 519-1992, *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*, New York, 1993.
- [16] D.A.Marshall, J.D. van Wyk, F.P.Venter, L.Malesani, A.Zuccato, "A comparative evaluation of power theories", Proc. of the 5th Int. Conf. On Harmonics in Power Syst., Atlanta/USA 1992, pp.142-149.
- [17] F.Buchholtz, "Die Drehstrom-Scheinleistung bei ungleichmässiger Belastung drei Zweige", Licht und Kraft, n.2, 1992, pp. 9-11.
- [18] A.Ferrero, G.Superti-Fuga, "A new approach to the definition of power components in three phase systems under non-sinusoidal conditions", IEEE Trans. on Instr. And Meas., Vol.40, n.3, 1991.
- [19] A.E.Emanuel, "Apparente Power and reactive powers in tree-phase systems: in search of a phisical meaning and a better resolution", ETEP, Vol.3, n.1, pp. 7-14.
- [20] L.Cristaldi, A.Ferrero, A.Menchetti, L.Peretto, R.Sasdelli, "Misure per l'identificazione di carichi deformanti: che strada seguire?", XIII Congresso Annuale GMEE, S.Cesarea Terme (LE), 26-28 Settembre 1996, pp.349-352.
- [21] R.Sasdelli, A.Menchetti, G.C.Montanari, "Power definitions for power factor under nonsinusoidal conditions", Measurement, n.13, 1994, pp.289-296.
- [22] IEEE Working Group on Nonsinusoidal Situations, in: Proc. IEEE PES Winter Meeting, 1995.
- [23] L.Cristaldi, A.Ferrero, in Proc. IEEE ICHPS VI, 1994, pp. 356-359.
- [24] Y.Baghzouz, Owen T.Tan, "Harmonic analysis of induction watt-hour meter performance", IEEE Trans. on Power and Systems, Vol.PAS-104, n.2, Febbraio 1985, pp.399-406.
- [25] A.Ferrero, A.Menchetti, R.Sasdelli, "Measurement of electric power quality and related problems", ETEP, Vol.6, n.6, Novembre/Dicembre 1996, pp. 401-406.
- [26] Ansaldo Trasporti: Rapporto interno, 1986.
- [27] J.Arrillaga, DA.Bradley, PS.Bodger, "Power system harmonics", John Wiley & Sons, 1985.

- [28] L.Peretto, A.E.Emanuel, "*A Theoretical study of the filament lamp performance under voltage flicker*", IEEE 96 WM 068-7 PWRD, Baltimora 1996.
- [29] A.E.Emanuel, L.Peretto, "*The response of fluorescent lamp with magnetic ballast to voltage distortion*", IEEE 96 WM 069-5-PWRD, Baltimora 1996.
- [30] M.Loggini, L.Peretto, G.Grisolia, "*Correlacion entre Interarmónicos y Flicker en Lámparas para Iluminación*", IEEE RVP '96, Acapulco (Mexico), 21-26 Luglio 1996, pp. 319-324.
- [31] D.Xia, G.T.Heydt, "*Harmonic power flow studies, Part-1-Formulation and Solution*", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol.PAS-101, N.6, June 1982, pp. 1257-1265.
- [32] F.Filicori, C.Naldi, "*An algorithm for the periodic or quasi-periodic steady-state analysis of nonlinear circuits*", in *Proc. 1983 IEEE Int. Symp Circuits Syst* (Newport Beach), May 1983, pp. 366-369.
- [33] R.Yacamini, J.C.De Oliveira, "Harmonics in multiple converter systems: a generalized approach", *IEE Proc. pt.B*, Vol.127, N.2, March 1980, pp.96-106.
- [34] G.Murere, S.Lefebvre, X.D.Do, "A Generalized Harmonic Balance Method for EMTP Initialization", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol.10, N.3, July 1995, pp. 1353-1359.
- [35] W.Xu, J.R.Marti, H.W.Dommel, "A multiphase harmonic load flow solution technique", *IEEE/PES Winter Power Meeting*, 90 WM 099-2 PWRD, 1990.
- [36] A.Semlyen, E.Acha, J.Arrilaga, "Newton-Type algorithms for harmonic phasor analysis of nonlinear power circuits in periodical steady with special reference to magnetic nonlinearities", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol.3, N.3, July 1988, pp. 1090-1098.
- [37] D.Xia, G.T.Heydt, "Harmonic power flow studies, Part-1-Formulation and Solution", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol.PAS-101, N.6, June 1982, pp. 1257-1265.
- [38] X.Lombard, J.Mahseredjian, S.Lefebvre, C.Kieny, "Implementation of a New Harmonic Initialization Method in the EMTP", *Submitted for publication to the IEEE Power Engineering Society*.
- [39] Leon O.Chua, Pen-Min Lin, *Computer aided analysis of electronic circuits: algorithms & computational techniques*, Prentice-Hall, New Jersey, 1975.
- [40] F.Filicori, V.A.Monaco, "Computer-Aided Design of Non-Linear Microwave Circuits", *Alta Frequenza*, Vol. LVII-N.7, September 1988, pp. 355-377.