



**UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI BOLOGNA**

Dottorato di Ricerca in Ingegneria Elettrotecnica

IX CICLO

***MISURE PER LA CARATTERIZZAZIONE DI IMPIANTI  
CON CIRCUITI FORTEMENTE NON LINEARI***

Tesi di Dottorato di:

**LORENZO PERETTO**

Triennio 1993-96

# INDICE

<b>CAPITOLO 1: I DISTURBI CONDOTTI IN BASSA FREQUENZA</b>	<b>1</b>
1.1 Introduzione	1
1.2 Alcuni richiami sul regime sinusoidale	3
1.2.1 Sistemi monofase	3
1.2.2 Sistemi trifase simmetrici ed equilibrati	5
1.2.3 Sistemi trifase dissimmetrici e squilibrati	6
1.3 Generalità sui disturbi condotti negli impianti elettrici	10
1.4 Alcuni esempi di sorgenti di disturbi condotti	15
1.4.1 Forni ad Arco	15
1.4.2 Compensatori statici variabili	16
1.4.3 Inverters	17
1.4.4 Alimentatori switch	18
1.5 Un particolare problema di compatibilità	19
1.6 Appendice	21
<b>CAPITOLO 2: MISURE SU IMPIANTI ELETTRICI IN PRESENZA DI ARMONICHE</b>	<b>28</b>
2.1 Qualità dell'energia elettrica	28
2.2 Alcuni aspetti della Norma EN 50160	32
2.3 Analisi di Fourier per la rappresentazione completa di un segnale	34
2.3.1 Trasformata di Fourier per un segnale aperiodico	35
2.4 Definizioni di grandezze in presenza di distorsione armonica	38
2.4.1 Valore efficace	38
2.4.2 Fattore di distorsione armonica totale	38
2.4.3 Potenza attiva	40
2.4.4 Generalizzazione della definizione di potenza apparente	40
2.4.5 Fattore di potenza	41
2.4.6 Potenza reattiva o potenza non attiva?	42
2.4.7 Sui segni delle potenze attive armoniche	43
2.5 Alcune definizioni per i sistemi trifase	47

2.5.1 Fattore di distorsione armonica	47
2.5.2 Potenza Apparente	47
2.5.3 Fattore di potenza	47
2.6 Effetto delle armoniche sulle misure di energia	48
2.7 Indice per la qualità della fornitura e del prelievo	50
2.8 Alcune considerazioni sulla precisione nelle misure con tecniche di DSP	51
2.8.1 Misura della componente continua $W_0$ di un segnale periodico $w$	53
2.8.2 Misura del Valore Efficace $W$ di un segnale periodico tempo-discreto $w_s$ .	53
2.8.3 Misura del Valore Efficace complesso	54
2.8.4 Propagazione delle incertezze nella misura del fattore di distorsione armonica	54
2.8.5 Propagazione delle incertezze nelle misure di potenza	55
2.8.6 Incertezza sulla misura del fattore di potenza	58
2.8.7 Misura dell'indice SLQ	59
2.8.8 Esempi numerici relativi al calcolo dell'indice SLQ	60
<b>CAPITOLO 3: IL FLICKER LUMINOSO</b>	<b>64</b>
3.1 Effetto delle interarmoniche e subarmoniche sovrapposte alla tensione di alimentazione: il Flicker luminoso	64
3.2 Studio teorico del comportamento di una lampada incandescente	66
3.2.1 Analisi con tensione di alimentazione sinusoidale	66
3.2.2 Analisi con tensione di alimentazione non sinusoidale	69
3.2.3 Analisi con tensione di alimentazione modulata ad onda quadra	71
3.2.6 Relazione fra il numero di interarmoniche e il flicker luminoso	75
3.3 Descrizione del Flickermetro UIE	79
3.3.1 Valutazione della severità del flicker su un tempo breve	83
3.3.2 Valutazione della severità del flicker su un tempo lungo	83
3.3.3 Uscite	84
3.3.4 Precisione nella valutazione del $P_{st}$	85
3.3.5 Tecniche di miglioramento della precisione di valutazione	86
3.4 Studio teorico del comportamento di una lampada fluorescente con Ballast magnetico	89
3.4.1 Analisi della potenza su una lampada a scarica in presenza di tensione sinusoidale e distorta	91
3.5 Comportamento del flickermetro UIE nel caso di lampade fluorescenti	99

<b>CAPITOLO 4: SISTEMI MULTITONO</b>	101
4.1 Generalità	101
4.2 Bilanciamento Armonico	104
4.3 Analisi di un convertitore AC/DC-DC/DC	106
4.4 Analisi in regime quasi-periodico	108
4.5 Risultati della simulazione	111
4.6 Alcune considerazioni sulla definizione della potenza attiva in regime quasi-periodico	113
4.6.1 Valutazione della potenza media mediante una diversa formulazione	114
4.7 Realizzazione di un analizzatore di spettro per sistemi in regime quasi-periodico	115
4.7.1 Descrizione del metodo per la misura di interarmoniche	115
4.8 Appendice	120
<b>CONCLUSIONI</b>	121
<b>Bibliografia</b>	123

# Capitolo 1

## I disturbi condotti in bassa frequenza

### 1.1 Introduzione

I disturbi condotti, definiti come un fenomeno elettromagnetico che si propaga lungo i conduttori delle linee di un sistema di alimentazione [1], possono degradare le prestazioni di dispositivi, apparati o sistemi, o causare guasti. La loro presenza degrada la *power quality*, causando la non conformità della tensione fornita ad un utente rispetto alla condizione ideale di terna simmetrica di tensioni sinusoidali. Essi sono in parte da attribuire alle vicende operative della rete (sovratensioni di origine atmosferica, guasti, manovre); in gran parte sono l'effetto del funzionamento di carichi fortemente non lineari.

In questo capitolo sono esemplificate alcune situazioni che danno luogo alla generazione di disturbi, in particolare periodici. In questo contesto vengono ricordati i forni ad arco la cui corrente non è periodica ed è caratterizzata da uno spettro continuo di frequenze. Le componenti armoniche, particolarmente dalla seconda fino alla settima, sono predominanti rispetto a tutte le altre.

Inoltre si richiamano i problemi posti dai reattori a tiristori controllati (TCR), usati soprattutto come compensatori statici 'shunt' per forni ad arco, per sistemi di distribuzione dell'energia e per altre applicazioni allo scopo di mantenere i livelli di tensione, migliorare il fattore di potenza, correggere lo squilibrio dei carichi e migliorare la stabilità dei sistemi di potenza. La loro corrente è caratterizzata da armoniche di ordine dispari. Anche gli inverter risultano dei forti 'inquinatori' della rete elettrica che li alimenta a causa delle loro correnti fortemente distorte per la presenza di armoniche caratteristiche e non.

Infine viene trattato un problema riscontrabile nelle sottostazioni elettriche per la trazione ferroviaria per esemplificare come i disturbi generati da apparecchiature di un utente possono causare malfunzionamenti ad altre apparecchiature del medesimo utente. Dal momento che i dispositivi a semiconduttori presenti nei ponti raddrizzatori hanno caratteristiche che si discostano, per le normali tolleranze, da quelle nominali, a valle dei convertitori si originano delle tensioni a frequenza industriale che determinano pericolose interferenze con i segnali utilizzati per il segnalamento ferroviario, fino a compromettere la sicurezza del traffico.

Tali richiami evidenziano che parte delle cause che degradano la qualità della tensione fornita ad un utente non sono dunque direttamente controllabili dal produttore o dal distributore di energia elettrica. Possono al più essere applicate politiche tariffarie volte a penalizzare l'immissione in rete di disturbi, ma tali politiche richiedono la definizione di grandezze adatte a caratterizzare la "qualità del prelievo", e la disponibilità di strumenti dedicati.

Questa tesi si occupa di problemi di misura su impianti elettrici operanti in presenza di disturbi condotti in bassa frequenza. I disturbi di cui è affetta la tensione di alimentazione di un impianto possono essere classificati come non periodici o periodici; questi ultimi possono essere asincroni o sincroni con la frequenza di rete. In accordo con questa ampia casistica, le problematiche relative ai metodi ed agli strumenti per l'estrazione, dalle grandezze di rete, delle informazioni relative alla qualità della energia (uno degli ambiti di questo lavoro) coprono un ambito assai vasto: caratterizzazione di eventi aleatori, analisi di segnali modulanti, analisi armonica, analisi di segnali periodici non armonici, analisi di segnali quasi-periodici. La tesi tratterà problemi legati alla caratterizzazione di disturbi di tipo periodico, armonici e non, (anche con riferimento alla applicazione della Norma Europea EN 50160 [1]). Alla trattazione di questi problemi sono dedicati i capitoli 2 e 3. In particolare, nel capitolo 2 è discussa la possibilità di effettuare misure on-line per separare il contributo dei carichi dell'utente da quello del distributore alla distorsione della tensione nel punto di consegna dell'energia elettrica. A questo scopo verranno definite grandezze, discussi metodi per la loro misura ed infine valutate le precisioni conseguibili con strumenti basati su tecniche di DSP. Nel capitolo 3, dedicato alla misura del flicker luminoso, è operata un'analisi critica delle prestazioni dei flickermetri progettati secondo le Norme CEI EN per mostrare che essi possono fornire informazioni inattendibili. L'ultimo capitolo è infine dedicato allo studio per la caratterizzazione di segnali in regime quasi-periodico.

Si è ritenuto opportuno iniziare con brevi richiami alle definizioni di grandezze in regime sinusoidale. Il loro significato fisico e le relative metodologie di misura verranno tenute presenti nel momento in cui si discuterà sulla possibilità di generalizzare le definizioni per le condizioni non sinusoidali.

## 1.2 Alcuni richiami sul regime sinusoidale

### 1.2.1 Sistemi monofase

Un circuito monofase in regime sinusoidale presenta tre gradi di libertà; per caratterizzarlo occorre pertanto misurare tre grandezze indipendenti. A questo scopo si misurano di solito i valori efficaci  $V, I$  di tensione  $v$  e corrente  $i$ :

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2 dt}; \quad I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} \quad (1.1)$$

$$v = V_M \cos \omega t = \operatorname{Re} \left[ V_M e^{j\omega t} \right]; \quad i = I_M \cos(\omega t - \varphi) = \operatorname{Re} \left[ I_M e^{j\varphi} e^{j\omega t} \right]$$

e la potenza attiva  $P$ :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt \quad (1.2)$$

dove  $T$  è il periodo e  $p$  è la potenza istantanea:

$$p = vi = VI \cos \varphi + VI \cos(2\omega t - \varphi) = VI \cos \varphi (1 + \cos 2\omega t) + VI \sin \varphi \sin 2\omega t. \quad (1.3)$$

Si definisce inoltre la potenza reattiva  $Q$ :

$$Q = VI \sin \varphi \quad (1.4)$$

che è responsabile dell'incremento della corrente richiamata dal carico, a parità di potenza attiva.

Le grandezze  $P$  e  $Q$  possono essere misurate direttamente. I relativi strumenti operano il valor medio su  $T$  del prodotto tra due grandezze che sono rispettivamente proporzionali a tensione e corrente e, nei wattmetri, anche in fase mentre nei varmetri sono in fase con la prima e in quadratura con l'altra.

Si definisce inoltre la *potenza complessa*  $\bar{S}$ :

$$\bar{S} = P + jQ \quad (1.5)$$

il cui modulo  $S$  è la *potenza apparente*:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = VI. \quad (1.6)$$

$S$  è normalmente misurato indirettamente a partire dai valori efficaci  $V$ ,  $I$ , ma può anche essere misurato direttamente come valore massimo della grandezza:

$$p - P = VI \cos(2\omega t - \varphi) = S \cos(2\omega t - \varphi) \quad (1.7)$$

detta *potenza fluttuante*.

La potenza apparente viene utilizzata per il dimensionamento di macchine e di impianti; come base per i calcoli in per unità (p.u.); nelle misure sull'energia elettrica dove è la base per la stima del *fattore di potenza*  $\cos\varphi$ :

$$\cos\varphi = \frac{P}{S}. \quad (1.8)$$

Al suo valore, che misura la qualità del prelievo, possono essere collegate penalizzazioni tariffarie.

Nella pratica, si misura il valore medio  $\cos\varphi_m$  in un certo periodo di fatturazione  $T_f$ , partendo dal rapporto tra i valori di energia attiva e reattiva misurati in tale intervallo di tempo:

$$\cos\varphi_m = \frac{\frac{1}{T_f} \int_0^{T_f} P dt}{\sqrt{\left(\frac{1}{T_f} \int_0^{T_f} P dt\right)^2 + \left(\frac{1}{T_f} \int_0^{T_f} Q dt\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\left(\frac{1}{T_f} \int_0^{T_f} Q dt\right)^2}{\left(\frac{1}{T_f} \int_0^{T_f} P dt\right)^2}}}. \quad (1.9)$$

### 1.2.2 Sistemi trifase simmetrici ed equilibrati

Anche questi sistemi presentano tre gradi di libertà.

In un sistema trifase la potenza istantanea è data da:

$$p = e_1 i_1 + e_2 i_2 + e_3 i_3 \quad (1.10)$$

dove  $e_k$ ;  $i_k$  ( $k = a, b, c$ ) sono i valori istantanei di tensione di fase e corrente di linea, rispettivamente; a, b, c indicano le fasi.

In un sistema trifase simmetrico ed equilibrato la potenza istantanea è caratterizzata dalla sola componente continua, cioè la potenza attiva  $P$ , in quanto le potenze fluttuanti delle tre fasi si compensano in ogni istante.

La potenza attiva è sempre definita come valore medio della potenza istantanea:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{k=a,b,c} e_k i_k dt \quad (1.11)$$

e vale:

$$P = 3EI \cos \varphi = 3P_1 \quad (1.11)$$

essendo  $E$  il valore efficace di ciascuna tensione di fase,  $I$  quello di ciascuna corrente di linea e  $P_1$  la potenza attiva trasmessa da ciascuna fase.

La potenza reattiva vale:

$$Q = 3EI \sin \varphi = 3Q_1 \quad (1.12)$$

dove  $Q_1$  è la potenza reattiva trasmessa da ciascuna fase.

La potenza apparente è data da:

$$S = 3 |P_1 + jQ_1| = 3 \sqrt{P_1^2 + Q_1^2} = 3EI = \sqrt{3}VI \quad (1.13)$$

La definizione del fattore di potenza è analoga alla (1.8).

Un sistema trifase simmetrico ed equilibrato può dunque essere ricondotto a tre sistemi monofase. Va però ricordato che la potenza fluttuante trifase è nulla e va sottolineato che, pertanto, la  $S$  non ha più il significato fisico che, in monofase, è desumibile dalla (1.7).

### 1.2.3 Sistemi trifasi dissimmetrici e squilibrati

Molto spesso gli impianti sono alimentati da reti di potenza finita; la tensione di alimentazione in un dato punto di consegna dipende dalla corrente richiamata da tutti i carichi, non solo quelli a valle di tale punto. Si consideri la figura 1.1. Per effetto dell'impedenza  $Z_s$  del generatore equivalente, la tensione nella sezione di consegna e misura M-M dipende dalle caratteristiche del prelievo non solo dei carichi dell'utente  $U$ , a valle di M-M, ma anche di tutti gli altri utenti (in figura è indicato un generico  $U_0$ ) collegati alle medesime sbarre, a monte di M-M.

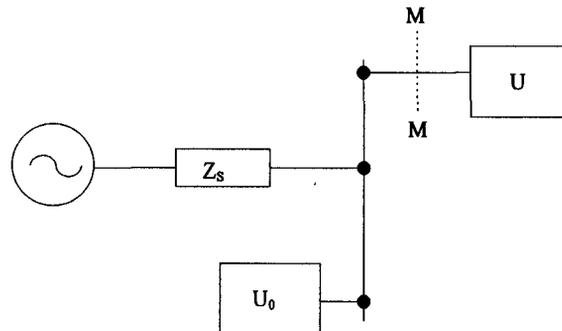


Figura 1.1 Rappresentazione schematica di un impianto;  
M-M sezione di misura;  
U carichi dell'utente.

Le società produttrici tendono a produrre energia elettrica sotto una terna simmetrica di tensioni sinusoidali. Se l'alimentazione è di potenza finita, lo squilibrio dei carichi può causare una dissimmetria sensibile della terna alle sbarre e quindi anche fornita ad  $U$ .

Nel caso più generale di sistemi trifase dissimmetrici e squilibrati, la potenza istantanea è caratterizzata dalla sua componente continua, che, in accordo con la (1.11), vale:

$$P = \sum_{k=a,b,c} E_k I_k \cos \varphi_k, \quad (1.14)$$

e anche da un termine a pulsazione doppia che non contribuisce a  $P$ . Se scomponiamo le terne di tensione e corrente nei loro componenti simmetrici, si può esprimere la potenza attiva trifase  $P$  come somma dei contributi associati a tali componenti simmetrici:

$$P = P_d + P_i + P_o \quad (1.15)$$

Si consideri un utente che abbia solo carichi rotanti. Dalla potenza attiva  $P$  che gli viene consegnata, è usualmente utilizzabile la sola  $P_d$  dovuta alle terne dirette di tensione e corrente; la potenza  $P_i$ , dovuta alle terne inverse, e la  $P_o$ , dovuta alle componenti omopolari (la quale ovviamente esiste solo se le correnti omopolari possono circolare), sono componenti parassite che si convertono in perdite.

Supponiamo di essere in un sistema a tre fili, in cui dunque la potenza  $P_o$  associata alle componenti omopolari è uguale a zero. A seconda che lo squilibrio sia causato dall'utente o sostenuto dall'alimentazione sarà  $P_i < 0$  oppure  $> 0$ , rispettivamente. Pertanto la  $P_d$  fornita dal distributore risulta maggiore o, rispettivamente, minore della potenza  $P$  richiesta dai carichi. Questa conclusione è un primo esempio di come l'analisi dei flussi delle potenze possa fornire informazioni interessanti sulla localizzazione di carichi che perturbano il regime elettrico di un impianto.

Nei trifase dissimmetrici e squilibrati la potenza reattiva è definita come:

$$Q = \sum_{k=a,b,c} E_k I_k \sin \varphi_k \quad (1.16)$$

La definizione della potenza apparente è convenzionale. Qui vengono riportate tre delle definizioni riscontrabili in letteratura.

- Potenza apparente  $S_c$  definita come modulo di una "potenza complessa" trifase:

$$S_c = \left| \sum_{k=a,b,c} E_k I_k \cos \varphi_k + j \sum_{k=a,b,c} E_k I_k \sin \varphi_k \right| = \sqrt{\left( \sum_{k=a,b,c} E_k I_k \cos \varphi_k \right)^2 + \left( \sum_{k=a,b,c} E_k I_k \sin \varphi_k \right)^2} \quad (1.17)$$

è la definizione tradizionalmente usata nel nostro paese anche a scopi tariffari per la definizione e misura del fattore di potenza.

- Potenza apparente  $S_e$  definita come potenza apparente di un “equivalente” sistema simmetrico ed equilibrato:

$$S_e = 3E_e I_e \quad (1.18)$$

dove:

$$E_e = \sqrt{\frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 (E_k)^2} ; \quad I_e = \sqrt{\frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 (I_k)^2}$$

Per questa definizione, che viene fatta risalire a Buchholtz [17], vi è un rinnovato interesse anche perché l’uso della trasformata di Park per lo studio dei trifase porta ad un tale risultato [18].

- Potenza apparenta  $S_a$  definita come somma aritmetica delle potenze apparenti di fase:

$$S_a = \sum_{k=1}^3 E_k I_k . \quad (1.19)$$

L’uso di questa discutibile definizione, che ha una certa diffusione nelle misure per la tariffazione in Nord America, è riconosciuto dall’IEEE [4] e recentemente proposto a livello normativo dall’IEC [5].

È facile verificare che se il sistema è simmetrico ed equilibrato tali definizioni sono equivalenti. Altrimenti risulta:

$$S_c < S_a < S_e . \quad (1.20)$$

Il fattore di potenza è convenzionalmente definito, in analogia alla (1.8), come rapporto tra potenza attiva e apparente. D’ora in poi sarà indicato con  $\lambda$ , in quanto non fa più riferimento ad uno sfasamento. Il valore del fattore di potenza dipende dalla definizione scelta per la potenza apparente, e per la (1.20) risulta in particolare:

$$\lambda_e = \frac{P}{S_e} \leq \lambda_a = \frac{P}{S_a} < \lambda_c = \frac{P}{S_c} . \quad (1.21)$$

A parità di definizione, il valore di  $\lambda$  dipende dal centro cui vengono riferite le tensioni di fase. Quest'ultima ambiguità viene superata dal momento che si conviene di misurare le tensioni di fase rispetto al neutro, se disponibile, altrimenti rispetto al centro teorico.

Per esemplificare quanto detto, si consideri lo schema riportato in figura 1.2 [19] in cui

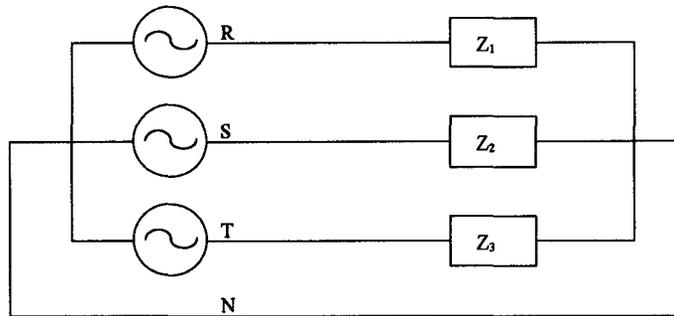


Figura 1.2 Sistema trifase squilibrato

l'alimentazione è simmetrica ed i carichi squilibrati:  $Z_1 = R$ ,  $Z_2 = X$ ,  $Z_3 = -X$  ed  $X = R/2$ . Le diverse definizioni di potenza apparente forniscono nell'ordine questi valori di fattore di potenza:  $P/S_e=1$ ;  $P/S_e=1/3\sqrt{3}$ ;  $P/S_a=0.2$ . Pertanto, il fattore di potenza stimato sulla base della (1.17) non consente di misurare il degradamento della qualità del prelievo dovuto allo squilibrio dei carichi. Si consideri che in un qualunque sistema simmetrico ma squilibrato  $P$  e  $Q$  dipendono dalle sole terne simmetriche dirette e quindi la definizione (1.17) della potenza apparente è insensibile alla dissimmetria di una sola delle due terne. La (1.17) dà luogo ad altre incongruenze che appaiono chiaramente dall'esame del circuito di figura 1.3 nel quale è  $P = \sum_k Q_k = 0$ . Per la (1.17) la potenza apparente associata al carico dell'utente è nulla; essendo nulla la potenza reattiva l'utente non sarebbe tenuto a pagare penali. La (1.18) e (1.19) forniscono invece valori non nulli, anche se in genere diversi, della potenza apparente, in accordo con il fatto che il generatore deve produrre energia elettrica.

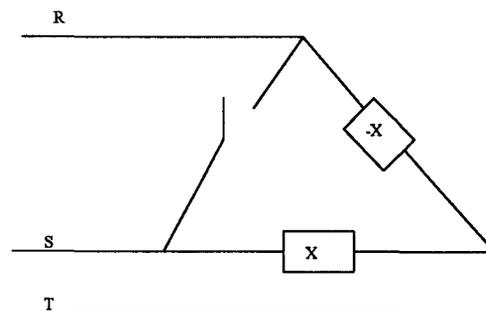


Figura 1.3 Schema trifase squilibrato

### **1.3 Generalità sui disturbi condotti negli impianti elettrici**

I disturbi condotti, definiti come un fenomeno elettromagnetico che si propaga lungo i conduttori delle linee di un sistema di alimentazione [1], possono causare malfunzionamenti in quanto degradano le prestazioni di dispositivi, apparati o sistemi, o possono causare guasti. Essi modificano le caratteristiche del sistema delle tensioni attese dall'utenza: una terna sinusoidale simmetrica. I disturbi possono essere dovuti a vicende operative della rete (interruzioni causate da guasti; regolazioni; manovre, ecc.) ,da eventi esterni (sovratensioni atmosferiche, guasti per danni causati da terzi, ecc.) o da carichi elettrici.

Con riferimento alla figura 1.4 si possono perciò introdurre le seguenti definizioni [1]:

#### *1.3.1 Variazione della tensione*

Aumento o diminuzione della tensione normalmente provocato dalla variazione del carico totale del sistema di distribuzione o di una parte di esso.

#### *1.3.3 Variazione rapida della tensione*

Variazione rapida singola del valore efficace della tensione tra due livelli consecutivi mantenuti per durate definite ma non specificate.

#### *1.3.4 Fluttuazione della tensione*

Serie di variazioni della tensione o una variazione ciclica dell'involuppo della tensione.

#### *1.3.5 Flicker*

Impressione di instabilità della percezione visiva indotta da uno stimolo luminoso la cui luminanza o la cui distribuzione spettrale fluttuano nel tempo.

#### *1.3.6 Buco di tensione*

Diminuzione improvvisa della tensione di alimentazione ad un valore compreso tra il 90 e l'1% della tensione dichiarata  $U_n$ , seguita da un ripristino dopo un breve periodo di tempo. Convenzionalmente la durata di un buco di tensione è compreso tra 10ms e 1 minuto. La profondità di un buco di tensione è definita come differenza tra la tensione efficace minima durante il buco e la

tensione dichiarata. Variazioni di tensione che non riducono la tensione di alimentazione a meno del 90% della tensione dichiarata non sono considerati buchi.

### *1.3.7 Interruzione della alimentazione*

Condizione nella quale la tensione ai terminali è inferiore all'1% della tensione dichiarata  $U_c$ . Una interruzione dell'alimentazione può essere classificata come:

- *programmata*, quando gli utenti sono stati precedentemente avvertiti, per permettere l'esecuzione di lavori programmati sul sistema di distribuzione;
- *accidentale*, causata da guasti transitori o permanenti, principalmente legati ad eventi esterni, a guasti di apparecchiature o ad interferenze di terzi. Una interruzione accidentale è classificata come:
  - *lunga interruzione* (maggiore di tre minuti)
  - *breve interruzione* (fino a tre minuti).

### *1.3.8 Sovratensione temporanea a frequenza di rete*

Sovratensione, in una località data, di durata relativamente lunga. Di solito, la sovratensione può raggiungere il valore della tensione fase-fase a causa dello spostamento del punto di neutro del sistema di tensione trifase. In alcune circostanze, un guasto che si produce a monte di un trasformatore può causare sovratensioni temporanee sul lato bassa tensione per il tempo durante il quale circola la corrente di guasto. Tali sovratensioni non superano generalmente 1.5KV efficaci.

### *1.3.9 Sovratensione transitoria*

Sovratensione oscillatoria o non oscillatoria di breve durata di solito molto smorzata che non supera i 6KV di picco e con durata di pochi millisecondi o inferiore.

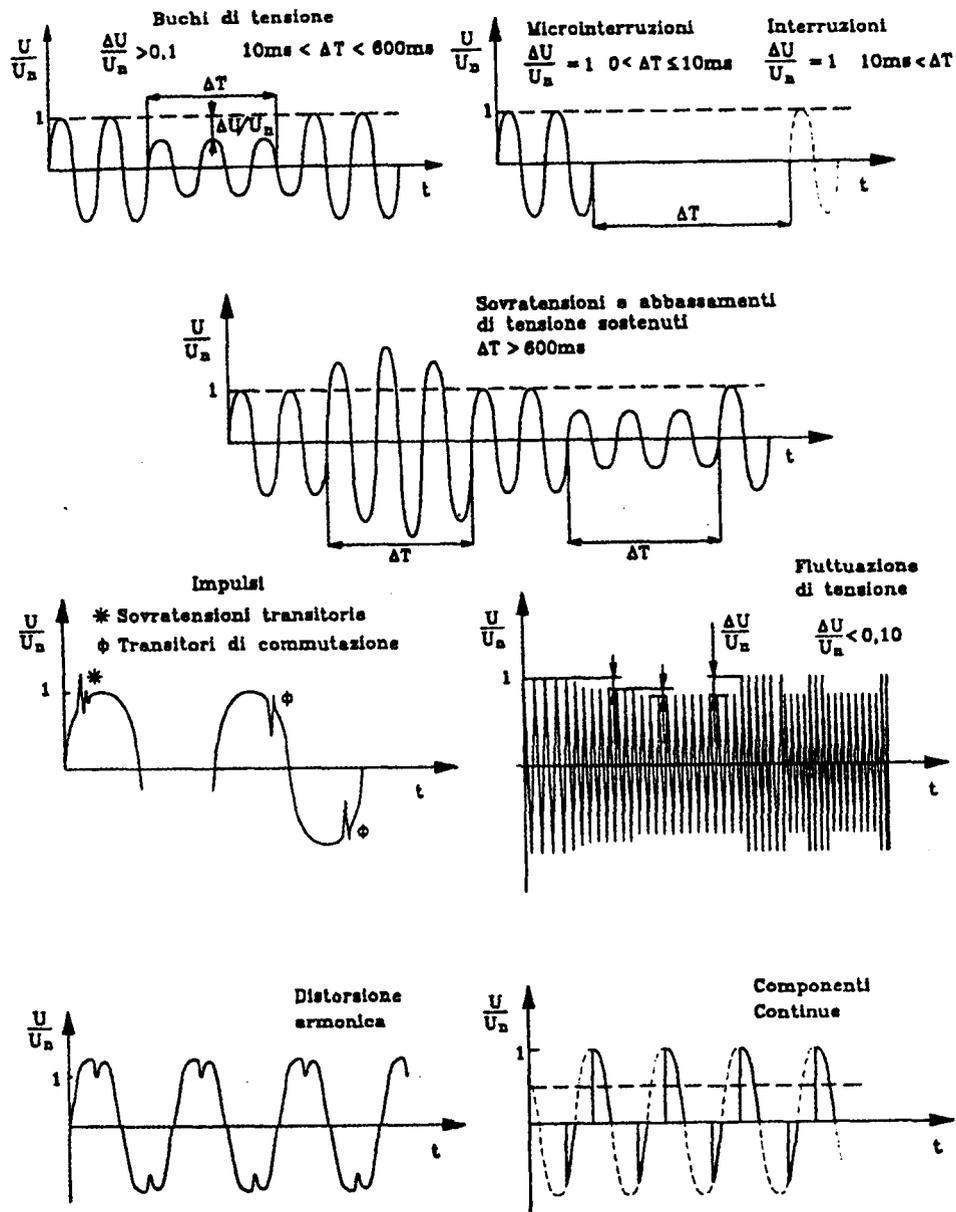


Figura 1.4 Esempi di deformazioni di un segnale di linea

I disturbi condotti sostenuti dal funzionamento dei carichi sono in gran parte legati al proliferare delle applicazioni dell'elettronica di potenza. In questi ultimi anni sono state emesse normative specifiche e severe da un lato per limitare i disturbi immessi in rete dai carichi di un singolo utente [2,3] e per stabilire requisiti di immunità ai disturbi delle apparecchiature [2], dall'altro per garantire determinate caratteristiche (dalle quali dipende la così detta *power quality*) della tensione di alimentazione fornita da una rete pubblica [1]. I disturbi di cui è affetta l'alimentazione di un impianto possono essere classificati come non periodici o periodici; questi ultimi possono essere asincroni o sincroni con la frequenza di rete. In accordo con questa ampia casistica, le problematiche relative ai metodi ed agli strumenti per l'estrazione, dalle grandezze di rete, delle informazioni

relative alla qualità della energia (uno degli ambiti di questo lavoro) coprono un ambito assai vasto: caratterizzazione di eventi aleatori, analisi di segnali modulanti, analisi armonica, analisi di segnali periodici non armonici, analisi di segnali quasi-periodici.

In questa tesi si farà riferimento a disturbi condotti in bassa frequenza cioè fino a 10KHz [3]. Nella pratica, si considera un limite superiore ancora più basso; ad esempio per la distorsione armonica la [1] pone un limite a 2KHz; la [15] considera 3KHz.

Il flusso di energia agli apparecchi utente determina delle correnti elettriche che sono più o meno proporzionali ai prelievi degli utenti e che provocano delle cadute di tensione nei conduttori del sistema di alimentazione. L'ampiezza della tensione di alimentazione fornita ad un utente in qualunque istante è funzione delle cadute di tensione cumulate in tutti i componenti del sistema attraverso i quali l'utente è alimentato, in relazione al prelievo di tale utente e anche ai simultanei prelievi di altri utenti.

È opportuno definire alcuni termini che saranno utilizzati di seguito.

- *Armonica*: una componente sinusoidale periodica avente frequenza che è un multiplo intero della frequenza della fondamentale. Ad esempio una componente con frequenza doppia rispetto alla frequenza fondamentale è chiamata 'seconda armonica'.
- *Convertitore*: Dispositivo che trasforma l'energia elettrica da una forma in un'altra. Un convertitore a semiconduttori è un convertitore che usa semiconduttori come elementi attivi nel processo di conversione.
- *Numero di impulsi in un convertitore*: Il numero totale di successive e non simultanee commutazioni che si verificano in un convertitore durante ogni ciclo quando opera senza controllo di fase.
- *Armonica Caratteristica*: Armoniche prodotte da convertitori a semiconduttori durante il loro normale funzionamento che hanno ordine  $h=kq\pm 1$ , con  $k$  = numero intero e  $q$  = numero di impulsi del convertitore. Ad esempio, in un convertitore esafase, le armoniche caratteristiche sono armoniche non triple dispari: 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup>, 13<sup>a</sup>, ecc.
- *Armoniche non caratteristiche*: Armoniche non prodotte da convertitori a semiconduttori durante il loro corretto funzionamento. Esse possono derivare da diverse cause: una demodulazione delle armoniche caratteristiche e della fondamentale o da una dissimmetria del sistema trifase di alimentazione.
- *Interarmonica*: Componente sinusoidale la cui frequenza non è un multiplo intero della fondamentale.

- *Segnale periodico*: segnale  $w$  reale funzione del tempo per cui esiste un intervallo temporale  $T$  tale che  $w(t) = w(t+T)$ .
- *Segnale quasi-periodico*: segnale reale  $w$  funzione del tempo per cui l'intervallo  $T$  tende all'infinito.
- *Compatibilità elettromagnetica*: è la capacità di un dispositivo di funzionare correttamente nell'ambiente elettromagnetico in cui è inserito senza disturbare l'ambiente stesso.
- *Livello di compatibilità*: è il livello di disturbo elettromagnetico massimo stabilito che può essere applicato ad un dispositivo, apparecchiatura o sistema funzionante in condizioni particolari.
- *Livello di immunità*: è il massimo livello che può raggiungere un dato disturbo elettromagnetico incidente su un particolare dispositivo, apparecchiatura o sistema in corrispondenza del quale essi restano capaci di funzionare a un richiesto livello di prestazioni.
- *Suscettibilità elettromagnetica*: è l'incapacità di un dispositivo, apparecchiatura o sistema di funzionare senza degradazione in presenza di un disturbo elettromagnetico.

## **1.4 Alcuni esempi di sorgenti di disturbi condotti**

In questa parte della tesi saranno brevemente descritti alcuni sistemi, tra quelli maggiormente utilizzati nell'ambito della conversione ed utilizzo della energia elettrica, che sono tra i maggiori responsabili della immissione di disturbi in rete. Sarà anche studiato un particolare problema di compatibilità elettromagnetica dovuto alle armoniche non caratteristiche prodotte da un convertitore esafase a diodi squilibrato, per mostrare come possono causare problemi di sicurezza nella trazione ferroviaria.

### *1.4.1 Forni ad Arco*

I forni ad arco elettrico a causa delle loro caratteristiche fortemente non lineari e tempovarianti assorbono una corrente aperiodica la cui distribuzione spettrale dipende dalla fase di fusione e varia aleatoriamente nel tempo. Lo spettro contiene frequenze che sono tipicamente comprese in intervalli di 0.1-30Hz attorno alle frequenze armoniche.

Ciò è particolarmente riscontrabile durante la prima fase di fusione del metallo in quanto il metallo, fondendosi, modifica costantemente ed aleatoriamente la sua posizione rispetto agli elettrodi. Durante la seconda fase di fusione si assiste ad una maggiore stabilità dell'arco e quindi ad una minore distorsione della corrente assorbita in quanto quasi tutto il metallo risulta fuso e la sua distanza dagli elettrodi rimane pressoché costante.

In figura 1.5 è rappresentato un tipico spettro della corrente assorbita da un arco elettrico durante la prima fase di fusione, in cui il metallo è ancora prevalentemente allo stato solido (caso 'a'), e durante la seconda fase, in cui ormai il metallo è quasi del tutto fuso (caso 'b').

Comunque si deve fare notare che lo spettro della corrente di un forno ad arco, riportato in figura 1.5 è del tutto indicativo in quanto la corrente varia in modo aleatorio durante il periodo di fusione. Per questo spesso sono forniti diagrammi che riportano andamenti statistici delle armoniche.

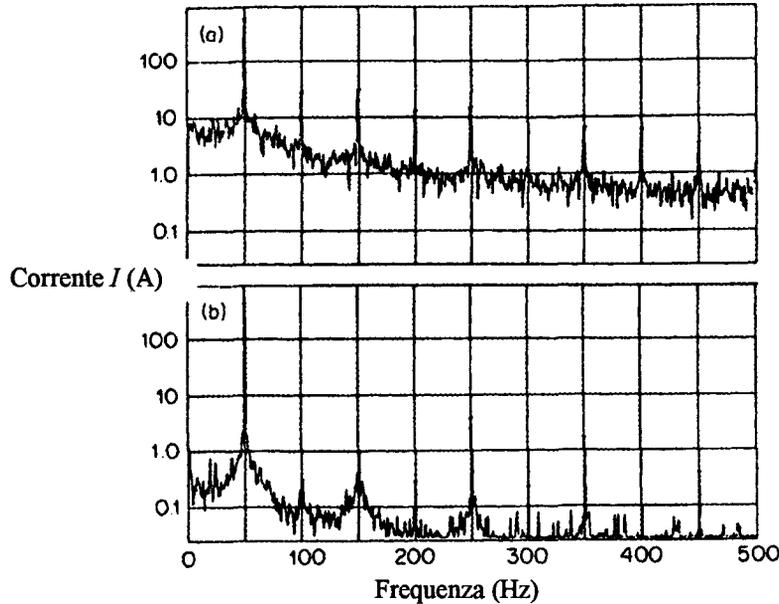


Figura 1.5 Spettro della corrente assorbita da un arco elettrico durante: a) la prima fase di fusione (metallo ancora prevalentemente solido) e, b) durante la seconda fase (metallo quasi del tutto fuso).

#### 1.4.2 Compensatori statici variabili

I reattori a tiristori controllati (TCR) sono stati usati soprattutto come compensatori statici 'shunt' per forni ad arco, sistemi di distribuzione dell'energia e altre applicazioni allo scopo di mantenere i livelli di tensione, ridurre il flicker, migliorare il fattore di potenza, migliorare la stabilità dei sistemi di potenza, ecc. La figura 1.6 rappresenta un sistema di distribuzione dell'energia elettrica con presente un TCR. La corrente nel reattore, che ha una componente attiva molto piccola (dovuta alle perdite nei componenti) è in anticipo sulla tensione di circa  $90^\circ$ . La corrente di conduzione è sinusoidale; per effetto del ritardo di accensione dei tiristori non solo riduce l'ampiezza della corrente, ma anche introduce inevitabilmente una distorsione. Le armoniche di corrente prodotte dalla parziale conduzione sono di ordine dispari se l'angolo<sup>\*</sup> di ritardo è il medesimo per ogni coppia di tiristori. Il valore efficace della generica armonica di ordine  $h$  è:

$$I_h = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V}{X} \left[ \frac{\text{sen}(h+1)\alpha}{2(h+1)} + \frac{\text{sen}(h-1)\alpha}{2(h-1)} - \cos\alpha \frac{\text{sen}(h\alpha)}{h} \right]$$

dove  $V$  è il valore efficace della tensione concatenata a frequenza fondamentale,  $X$  è la reattanza totale degli induttori in ogni fase e  $\alpha$  è l'angolo di ritardo.

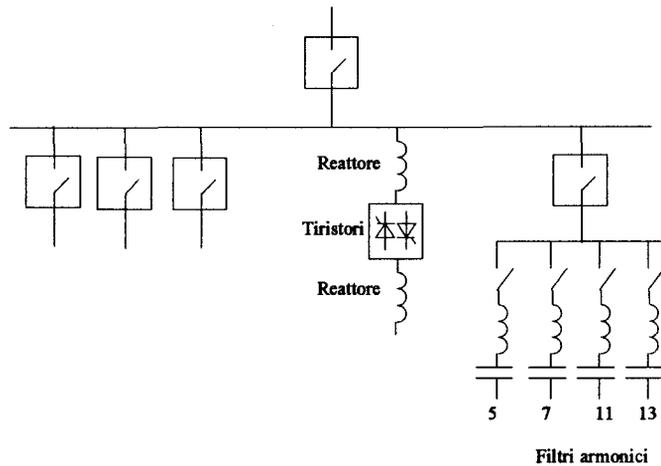


Figura 1.6 Compensatori statici di potenza reattiva usando reattori a tiristori controllati

La tabella 1.1 fornisce le ampiezza massime delle armoniche fino al 25° ordine. Si noti che i massimi non capitano per lo stesso angolo di ritardo. In condizioni di equilibrio dei carichi, i valori sono gli stessi sia per le corrente di fase che di linea.

Tabella 1.1 Ampiezza massima delle armoniche di corrente (espressa in percento della ampiezza della fondamentale in piena conduzione) in un TCR

Ordine di armonica		Ordine di armonica	
3	13.78	5	5.05
7	2.59	9	1.57
11	1.05	13	0.75
15	0.57	17	0.44
19	0.35	21	0.29
23	0.24	25	0.20

### 1.4.3 Inverters

La necessità di disporre di sorgenti di tensione alternata con caratteristiche di frequenza ed ampiezza diverse da quella di rete oppure ottenute da generatori di tensione continua, ha portato al progetto e realizzazione di diverse topologie di sistemi denominati *inverters* con uscita monofase o trifase. Tali sistemi risultano spesso dei forti ‘inquinatori’ della rete elettrica che li alimenta a causa delle correnti ricche di armoniche (caratteristiche e non) che essi assorbono dalla rete stessa.

Gli *inverters monofase*, che di solito arrivano fino a qualche decina di KW, tipicamente non causano problemi alla rete che li alimenta. Quando però un numero considerevole di tali sistemi

risulta collegato contemporaneamente alle stesse sbarre le caratteristiche della tensione possono essere fortemente degradate.

Gli *inverters trifase*, che generalmente vanno da circa 10kW fino ad 1MW, possono costituire delle grosse sorgenti di distorsione le cui caratteristiche dipendono da molti fattori, come il tipo di carico a cui essi sono collegati, le condizioni di temperatura in cui essi operano, i dispositivi attivi utilizzati, ecc.

#### 1.4.4 Alimentatori Switch

I moderni alimentatori con uscita una tensione continua utilizzano la tecnica cosiddetta switch per ottenere la tensione desiderata in uscita. Essi hanno il vantaggio di essere molto economici. Poiché il carico, visto dalla rete di alimentazione, risulta una capacità, la corrente verso la rete è fortemente discontinua e fluisce solo per una parte di ciascun semiperiodo, come si può osservare dalla figura 1.7. Il contenuto armonico di tale corrente è riportato nella tabella 1.3.

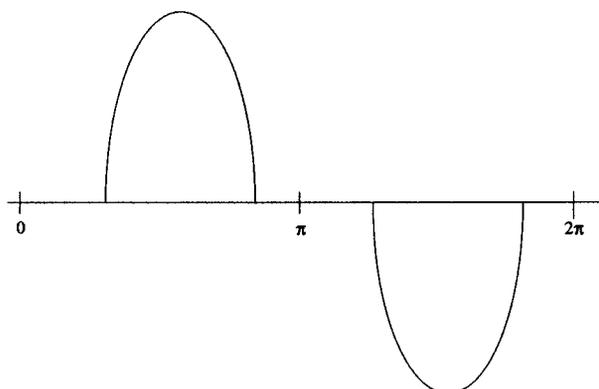


Figura 1.7 Forma d'onda della corrente in ingresso ad un alimentatore switch.

Tabella 1.3 Spettro della corrente assorbita da un alimentatore switch (valori in p.u. della fondamentale)

Ordine di armonica	Ampiezza	Ordine di armonica	Ampiezza
3	0.810	11	0.024
5	0.606	13	0.063
7	0.370	15	0.079
9	0.157		

## **1.5 Un particolare problema di compatibilità**

Il grado di distorsione della tensione di alimentazione che un carico è in grado di tollerare, senza compromettere il suo regolare funzionamento, dipende strettamente dal carico stesso. Ad esempio per una lampada ad incandescenza si può quasi dire che non esiste in pratica limite superiore per la distorsione della tensione che la alimenta in quanto essa non pregiudica affatto il suo regolare funzionamento. Anzi poiché anche l'energia associata alle armoniche della tensione è convertita in effetto Joule, si ottiene un aumento del flusso luminoso. Ma d'altra parte esistono sistemi, utilizzati per le comunicazioni o per la elaborazione dati, che devono essere alimentati da una tensione sinusoidale. Un tipo di carico che si può collocare a mezza via fra i due appena visti è costituito dai carichi rotanti; essi tollerano solo una moderata distorsione e una molto bassa dissimmetria della alimentazione. Il maggiore effetto che una tensione di alimentazione distorta può provocare su tali carichi è un aumento della temperatura dovuto alle perdite, alle varie frequenze, nel ferro e nel rame. Le componenti armoniche dunque influenzano il rendimento di tali macchine. Inoltre le correnti armoniche in un motore possono dare origine ad una maggiore emissione di rumore rispetto al caso di alimentazione sinusoidale. Possono aversi delle oscillazioni meccaniche, dovute ad una coppia oscillante, derivanti dalla interazione tra le armoniche di corrente ed il flusso a frequenza fondamentale. Analogamente, la dissimmetria dell'alimentazione può sostenere un campo controrotante che dà luogo a perdite e quindi a riscaldamento.

Una tensione di alimentazione distorta può causare malfunzionamenti nei casi in cui il corretto funzionamento di un sistema dipenda dalla determinazione dello zero della tensione o da altri parametri della forma d'onda della tensione. Ad esempio, una distorsione armonica produce uno spostamento dello zero di una tensione, rispetto al caso sinusoidale, o lo spostamento dell'istante in cui una tensione diventa maggiore di un'altra tensione.

I sistemi di segnalamento semaforico del traffico ferroviario e di comando delle barriere dei passaggi a livello, costituiscono esempi di come la distorsione della tensione di alimentazione possa causare problemi di sicurezza.

Tali sistemi utilizzano delle correnti a frequenza di rete trasportate dai binari, generalmente modulate a bassissima frequenza, di valore tale da evitare interferenze con le correnti di trazione provenienti dal locomotore.

Nelle reali condizioni operative, a valle del convertitore ac/dc presente in sottostazione, sono presenti sia le armoniche note dalla letteratura, che altre armoniche ed anche la frequenza di rete, la quale può causare interferenze con il segnalamento ferroviario.

Come mostra lo studio delle condizioni di squilibrio del ponte (vedi appendice), ciò è dovuto alle normali tolleranze dei parametri dei diodi rispetto alle specifiche di progetto. A valle del convertitore presente in sottostazione, e quindi sulla linea di alimentazione dei locomotori, sono presenti armoniche non caratteristiche tra le quali anche la frequenza di rete. In figura 1.8 è riportato, come risultato della indagine, il confronto fra la tensione a 50Hz in funzione della corrente assorbita (misurata sulla catenaria della linea ferroviaria adriatica [26]) e la tensione calcolata mediante il modello matematico ricavato per via analitica (e riportato in appendice).

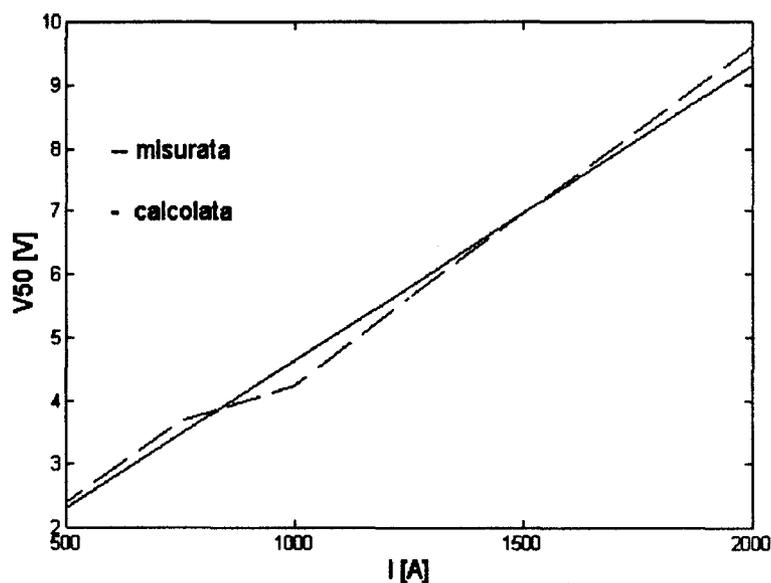


Figura 1.8 Confronto fra i valori di tensione a 50Hz misurati e calcolati con il modello matematico ottenuto per via analitica.

## 1.6 Appendice

Nelle considerazioni di seguito esposte si farà riferimento ad una generica sottostazione elettrica (SSE) composta da un trasformatore trifase, un convertitore a diodi per la trasformazione ac/dc collegato ad un carico generico tramite un filtro aperiodico secondo lo schema di principio riportato in figura A1.1.

Nella ipotesi semplificativa di considerare il sistema prossimo alle condizioni ideali si impongono le seguenti condizioni:

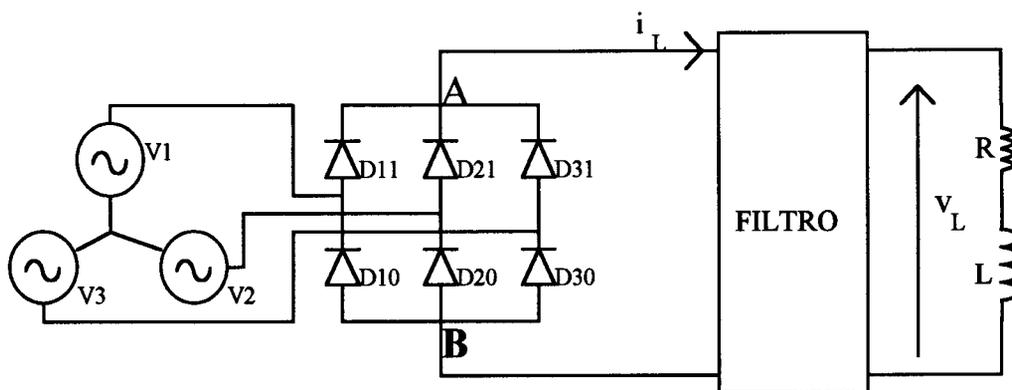


Figura A1.1 Schema semplificato di una alimentazione per trazione ferroviaria

- La potenza di cortocircuito della rete vista a monte del convertitore di valore estremamente elevato rispetto alla potenza assorbita a valle del convertitore [S.C.R (Short Circuit Ratio)  $\rightarrow \infty$ , angolo di overlap  $u \rightarrow 0$ ].
- Rapporto fra l'induttanza a valle del convertitore e l'induttanza vista a monte del convertitore elevato.
- Diodi con caratteristiche ideali ovvero senza caduta interna, tensione inversa estremamente elevata rispetto al valore massimo della tensione alternata di alimentazione e corrente inversa pressoché nulla.

Tuttavia, misure della tensione, effettuate mediante acquisizioni dei dati e successive elaborazioni numeriche in vari tratti di linea, hanno messo in evidenza, oltre alle armoniche caratteristiche, una costante presenza di un segnale in tensione alla frequenza di rete e di armoniche ad essa superiori. In base alla trattazione teorica relativa ad un generico convertitore esafase, l'ampiezza delle armoniche caratteristiche è data da:

$$n = \frac{V_{c0}}{\sqrt{2(n^2 - 1)}} \left\{ (n-1)^2 \cos^2 \left[ (n+1) \frac{u}{2} \right] + (n+1)^2 \cos^2 \left[ (n-1) \frac{u}{2} \right] - 2(n-1)(n+1) \cos \left[ (n+1) \frac{u}{2} \right] \cos \left[ (n-1) \frac{u}{2} \right] \cos(2\alpha + u) \right\}^{1/2} \quad (\text{A1.1})$$

essendo  $V_{c0} = 3E_m \sqrt{2}/\pi$  ed  $E_m$  il valore massimo della tensione di fase che, sotto la ipotesi 'a' ed angolo di accensione  $\alpha$  nullo, si riduce a:

$$n_0 = \sqrt{2} \frac{V_{c0}}{(n^2 - 1)} \quad n = 6, 12, 18, \dots$$

essendo  $n$  l'ordine di armonica.

Tra queste, ai fini della compatibilità con il segnalamento ferroviario, la più pericolosa è indubbiamente quella alla frequenza fondamentale; infatti, nel caso in cui il rotabile presenti una impedenza bassa alla stessa frequenza, potrebbe provocare la circolazione sui binari di una corrente, modulata in bassa frequenza, elettricamente simile a quella utilizzata per i circuiti di binario [x,y]. Nei casi peggiori, ovvero con una delle due rotaie difettose o interrotte, tali correnti indesiderate possono essere scambiate dai sistemi di ricezione dei codici di binario come segnali di circolazione veri e propri (di via libera, di binario occupato, ecc.) compromettendo così la sicurezza del sistema di trazione.

Di qui la necessità di affrontare il problema della ricerca della causa di tali disturbi e quindi della formulazione di soluzioni per eliminarli o attenuarli a valori ininfluenti.

#### 1.4.1. Analisi a valle del convertitore in assenza di overlap

Allo scopo di individuare le possibili cause di armoniche non caratteristiche delle grandezze elettriche a valle di un convertitore a diodi determinate dai dispositivi a semiconduttori impiegati, occorre considerare l'espressione della corrente, su tale lato, nel dominio dei tempi vista come somma delle correnti uscenti dai diodi stessi.

A tal proposito, con riferimento alla figura A1.1, la corrente  $i_L$  uscente dal nodo A può essere scritta come:

$$i_L(t) = i_{D11}(t) + i_{D21}(t) + i_{D31}(t).$$

Allo stesso modo la corrente entrante nel nodo B può essere scritta come:

$$i_L(t) = i_{D10}(t) + i_{D20}(t) + i_{D30}(t)$$

dove  $i_D$  è data dalla espressione:

$$i_{Dij}(t) = I_{sij} \left( e^{\frac{v_{dij}(t)}{n \cdot v_{ij}} - 1} \right)$$

essendo  $v_{dij}$ ,  $v_{ij}$ ,  $I_{sij}$ , rispettivamente le tensioni di giunzione, le tensioni termiche ed le correnti inverse di saturazione dei diodi.

Per procedere ora alla valutazione della tensione a valle di un convertitore ac/dc esafase occorre in primo luogo ricavare l'espressione della corrente sul tale lato, la quale, con ottima approssimazione, è indipendente dalle caratteristiche dei diodi.

La sua espressione è dedotta utilizzando dunque la forma d'onda della tensione a valle del convertitore in condizioni di simmetria dei dispositivi semiconduttori e sotto l'ipotesi 'a'.

L'espressione della tensione a valle del convertitore è data da [27]:

$$v_L(t) = E_m \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} \left( 1 - \sum_{n=6,12,\dots}^{\infty} \frac{V_n}{V_{c0}} \cos \frac{n\pi}{6} \cos n\omega t \right) \quad (\text{A1.2})$$

dove  $V_n$  è data dalla (A1.1) ponendo  $\alpha=0$ ,  $u=0$ .

Le componenti armoniche della corrente a valle del convertitore, nell'ipotesi realistica di carico ohmico-induttivo, sono date da:

$$I_{Ln} = \frac{V_n}{Z_n} = \frac{V_n}{R + jn\omega_0 L} = \frac{V_n}{(R^2 + n^2 \omega_0^2 L^2)} R - j \frac{V_n}{(R^2 + n^2 \omega_0^2 L^2)} \omega n L$$

da cui

$$i_L(t) = V_m \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{V_n}{(R^2 + n^2 \omega_0^2 L^2)} R \cos(n\omega t) - \frac{V_n}{(R^2 + n^2 \omega_0^2 L^2)} \omega n L \sin(n\omega t) \right) \quad (\text{A1.3})$$

Per ottenere l'espressione della tensione a valle del convertitore che tenga conto del tipo di carico e delle caratteristiche diodi, è necessario disporre delle tensioni ai loro capi quando questi sono in conduzione. A tal fine è opportuno ricordare che in ogni istante sono in conduzione due diodi soltanto: uno della terna superiore ed uno della terna inferiore come evidenziato nella figura A1.2 per i diodi  $D_{11}$  e  $D_{30}$ . Ciascuno è in conduzione per un periodo pari a  $(2\pi/3)$ , ma la coppia conduce invece per  $(\pi/3)$ .

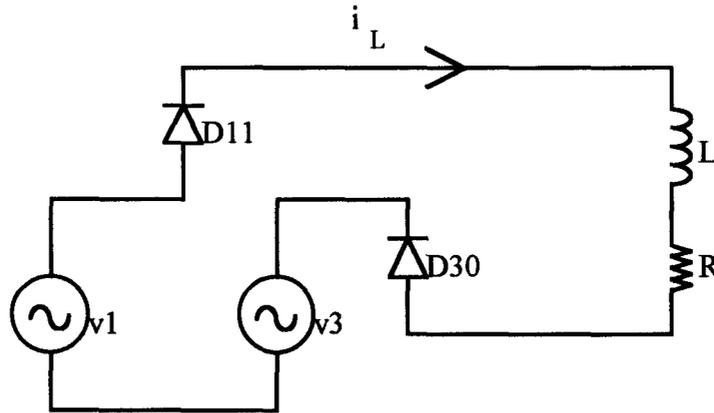


Figura A1.2 Schema del convertitore nel caso di conduzione dei diodi  $D_{11}$ ,  $D_{30}$ .

In tal caso le correnti uscenti dai diodi  $D_{11}$  e  $D_{30}$  sono date da:

$$i_{d11}(t) = i_L(t) + I_{s21} + I_{s31}$$

$$i_{d30}(t) = i_L(t) + I_{s10} + I_{s20}$$

La tensione ai capi del diodo  $D_{11}$  risulta quindi data da:

$$v_{d11}(t) = v_{t11} \ln \left( \frac{i_{d11}(t)}{I_{s11}} + 1 \right) + R_{S11} \cdot i_{d11}(t) \quad (A1.4)$$

essendo  $R_{S11}$  la resistenza di bulck del diodo  $D_{11}$ .

Analogamente

$$v_{d30}(t) = v_{t30} \ln \left( \frac{i_{d30}(t)}{I_{s30}} + 1 \right) + R_{S30} \cdot i_{d30}(t) \quad (A1.5)$$

La tensione  $v_L(t)$  risulta quindi, per  $\frac{2}{3}\pi \leq \omega t \leq \pi$  :

$$v_{L1}(t) = v_1(t) - v_{d11}(t) - v_{d30}(t) - v_3(t). \quad (\text{A1.6a})$$

Allo stesso modo si ricava l'espressione di  $v_L$  per gli altri periodi:

$$v_{L2}(t) = v_3(t) - v_{d30}(t) - v_{d21}(t) - v_2(t) \quad \text{per } \pi \leq \omega t \leq \frac{4}{3}\pi \quad (\text{A1.6b})$$

$$v_{L3}(t) = v_2(t) - v_{d21}(t) - v_{d10}(t) - v_1(t) \quad \text{per } \frac{4}{3}\pi \leq \omega t \leq \frac{5}{3}\pi \quad (\text{A1.6c})$$

$$v_{L4}(t) = v_1(t) - v_{d10}(t) - v_{d31}(t) - v_3(t) \quad \text{per } \frac{5}{3}\pi \leq \omega t \leq 2\pi \quad (\text{A1.6d})$$

$$v_{L5}(t) = v_3(t) - v_{d31}(t) - v_{d20}(t) - v_2(t) \quad \text{per } 0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3} \quad (\text{A1.6e})$$

$$v_{L6}(t) = v_2(t) - v_{d20}(t) - v_{d11}(t) - v_1(t) \quad \text{per } \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2}{3}\pi. \quad (\text{A1.6f})$$

In figura A1.3 è rappresentato lo spettro delle armoniche  $V_n$  nel caso in cui il valore del parametro  $R_S$  dei diodi  $D_{11}$ ,  $D_{20}$  e  $D_{30}$  sia 5 volte il valore tipico. La simulazione del modello matematico è stata condotta assumendo come dati caratteristici dei diodi quelli relativi al diodo BBC DSA-705, utilizzato per la realizzazione del doppio ponte a diodi (due ponti esafase in parallelo) su cui sono state effettuate le misure di grandezze armoniche riportate in [26]. Per le tensioni di fase si è utilizzato un valore di picco pari a 2.2 kV alla frequenza fondamentale, per la corrente assorbita un valore medio di 1000 Ampere, una variazione di  $R_{s11}$ ,  $R_{s20}$  ed  $R_{s30}$  pari al 500% rispetto al valore tipico ( $R_S$  uguale a  $175\mu\Omega$ ).

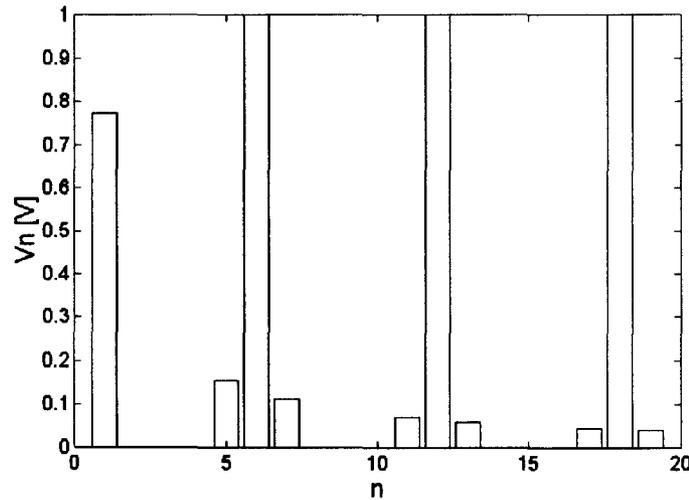


Figura A1.3 Spettro della tensione a valle del convertitore nel caso di ponte squilibrato.

### 1.4.2 Analisi a valle del convertitore in presenza di overlap

Nel caso di presenza di overlap, ovvero in condizioni di rete reale a monte del convertitore, si osservi la figura A1.4, sia la forma d'onda del ripple che il valore medio della tensione a valle del convertitore, si modificano (si trascurano per semplicità le resistenze equivalenti a monte del convertitore).

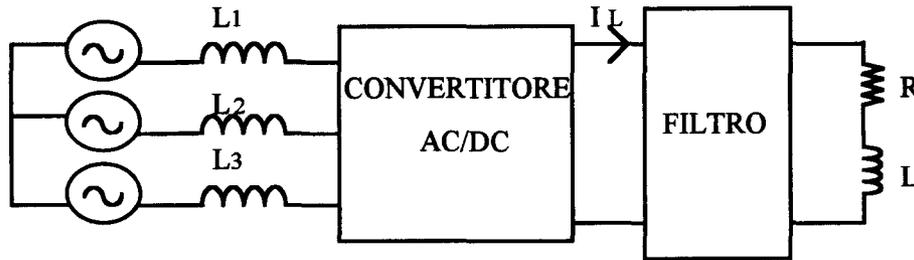


Figura A1.4 Schema del convertitore con le induttanze in serie ai generatori.

Per risalire alla espressione della tensione a valle del convertitore in funzione delle caratteristiche dei diodi semiconduttori, ancora una volta si parte dalla espressione della tensione su tale lato in condizioni di diodi ideali.

A tal proposito per ogni periodo pari a  $\pi/3$  la tensione può essere espressa come combinazione di due funzioni [27]:

$$\begin{cases} v_{L1}(t) = \sqrt{2}V_c \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{1}{2}\sqrt{2}\sin\omega t & \text{per } 0 < \omega t < u \\ v_{L2}(t) = \sqrt{2}V_c \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) & \text{per } u < \omega t < \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (\text{A1.7})$$

Dal sistema (A1.7), applicando l'analisi di Fourier si ottiene l'espressione del valore efficace della  $n$ -esima armonica di  $v_L$  data dalla (A1.1) ponendo  $\alpha=0$  ed  $u \neq 0$ .

Dalla (A1.3) si ottiene poi la espressione della corrente a valle del convertitore in funzione del carico.

Quindi, dalle (A1.4) (A1.5) in modo analogo ai criteri precedentemente utilizzati si giunge alla formulazione della tensione  $v_L$  (A1.6a-f) a valle del convertitore nel caso di rete di distribuzione reale.

In figura 1.4 è riportato il confronto fra la tensione a 50Hz in funzione della corrente assorbita (misurata sulla catenaria a valle del convertitore e riportata in [26]) e la tensione calcolata con il modello descritto. Il convertitore in esame è costituito da sei diodi in serie per ogni ramo del tipo precedentemente citato.