

ti con una frazione molto piccola della potenza nominale. Contemporaneamente, si impiegano avvolgimenti tali da garantire una riduzione drastica dei flussi dispersi rispetto a quello principale. Si cura inoltre che le resistenze degli avvolgimenti siano tali da provocare perdite di potenza attiva molto basse rispetto alla potenza nominale in ogni situazione prevista di carico.

In base a quanto detto risulta che in un trasformatore di potenza ben proporzionato, la tensione del generatore applicato al primario coincide con buona approssimazione con la caduta di tensione associata al flusso principale φ , cioè

$$V_g \approx N_1 \frac{d\varphi}{dt} \quad (7.1)$$

Ciò implica che, con sufficiente approssimazione, si può considerare φ ad andamento sinusoidale nel tempo e quindi, usando i fasori

$$\underline{V}_g = j\omega N_1 \underline{\Phi} \quad (7.2)$$

La (7.2) stabilisce che in un trasformatore di potenza il valore massimo del flusso e quindi dell'induzione sono costanti in quanto sono costanti l'ampiezza della tensione applicata e la frequenza, cioè

$$\varphi_{max} = \frac{|\underline{V}_g|}{2\pi f N_1} \quad (7.3)$$

Poiché l'induzione massima che interessa il materiale magnetico si può considerare costante, sono costanti le perdite dovute all'isteresi. Di tali perdite se ne può tenere conto con un induttore magnetico lineare, come detto nel par.5, tramite la (5.13). E' evidente quindi che in queste condizioni, con buona approssimazione, possiamo usare per rappresentare la parte magnetica del trasformatore di potenza lo schema mostrato nella parte (c) di fig.6.4. (con R_1 e R_2)

La forza magnetomotrice necessaria a far circolare il flusso φ in tale schema è sinusoidale nel tempo. Tale forza magnetomotrice non coincide con quella che è applicata in realtà al circuito magnetico, ma è soltanto l'armonica fondamentale del suo sviluppo in serie di Fourier. Infatti il le-

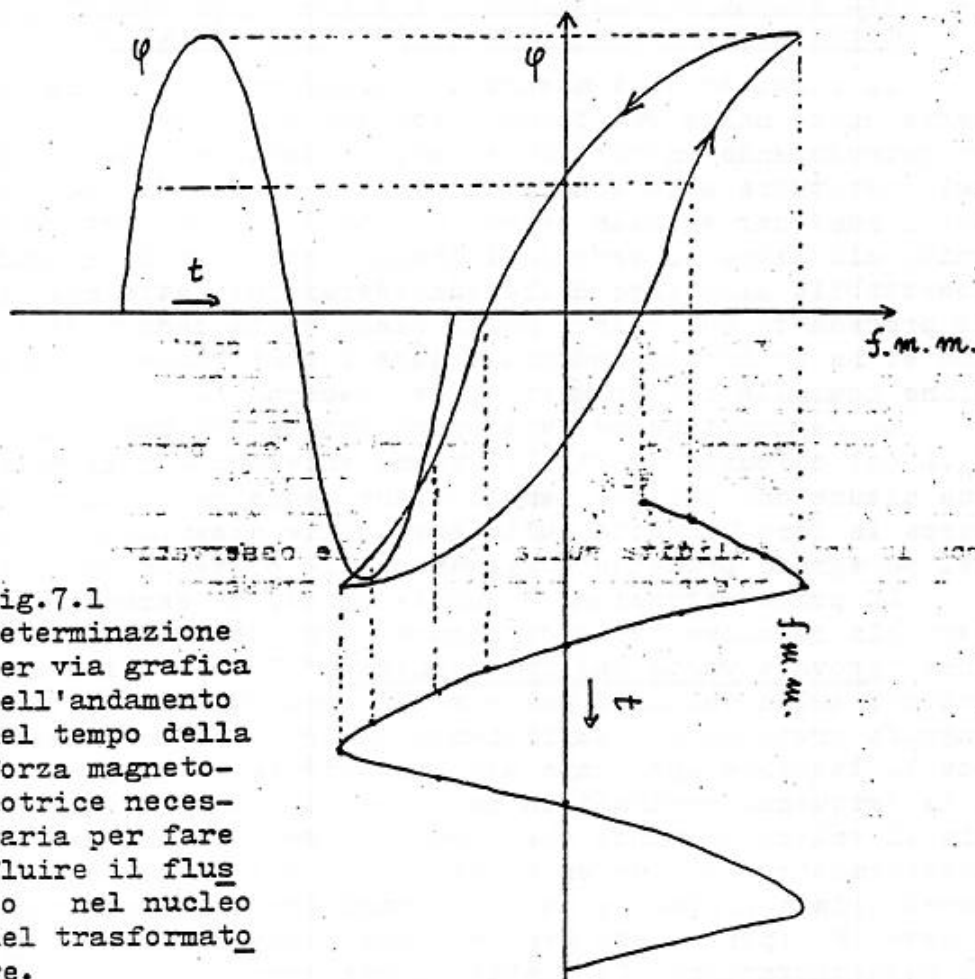


Fig.7.1
Determinazione
per via grafica
dell'andamento
nel tempo della
forza magneto-
motrice neces-
saria per fare
fluire il flus-
so nel nucleo
del trasformato-
re.

i_2 ha un andamento sinusoidale nel tempo poiché la tensione del secondario coincide con buona approssimazione con la derivata nel tempo del flusso φ , che ha andamento sinusoidale. Perciò dalla (7.5) risulta che i_1 è uguale alla somma di due termini di cui uno non sinusoidale (la corrente i_m) e l'altro sinusoidale ($N_2 i_2 / N_1$). L'ampiezza dell'armonica fondamentale del primo è molto piccola, dell'ordine del 5% dell'ampiezza della corrente nominale del primario. Quindi le armoniche di ordine superiore che accompagnano i_m sono di ampiezza estremamente piccola quando vengono confrontati con i valori nominali; questa è la ragione per cui vengono trascurate nell'analisi in regime permanente del trasformatore di potenza.

$$\cos \theta = \frac{2 P_{av}}{|V_{1n}| |I_{10}|} ; \quad L = \frac{1}{\omega} \frac{|V_{1n}|}{|I_{10}|} \frac{1}{\sin \theta} \quad (7.7)$$

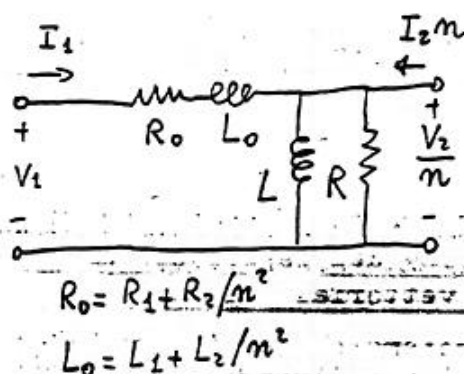


Fig.7.2

Circuito equivalente del trasformatore riportato al primario e semplificato come detto all'inizio di questo paragrafo.

La seconda situazione considerata è quella in cui il secondario è chiuso in corto-circuito; la relativa serie di misure prende il nome di "prova in corto-circuito del trasformatore". In questa situazione se si applicasse la tensione nominale al primario fluirebbe una corrente estremamente elevata, dell'ordine di 20-30 volte quella nominale, ciò che distruggerebbe il trasformatore. D'altra parte lo scopo di questa prova è quello di determinare i valori dei componenti serie dello schema di fig.7.2 in condizioni accettabili sia di misura sia di validità dei risultati. Esaminando la suddetta figura, si vede che per effetto del corto-circuito al secondario quello che si vede al primario è praticamente solo il ramo serie, in quanto quello parallelo è di impedenza molto più elevata. Ciò implica che in questa situazione non conta il nucleo magnetico e perciò non ci sono problemi per quanto riguarda la validità delle misure. Si tratta perciò di evitare danni al dispositivo e di garantire la massima precisione delle misure. Ciò si ottiene alimentando il primario a tensione ridotta e tale da far circolare una corrente di valore nominale. La tensione ridotta V_{1c} è usualmente dell'ordine del 4-10% di quella nominale. Dalla misura della potenza attiva assorbita P_{ac} in queste condizioni dal primario ricaviamo R_0 dello schema di fig.7.2, cioè

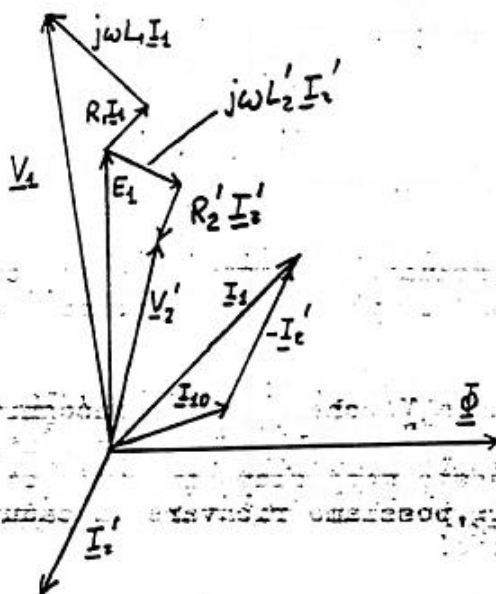


Fig.7.3
Diagramma vettoriale del trasformatore.

- frequenza: 50 Hz
- tensione nominale del primario: 2400 V
- tensione nominale del secondario: 240 V
- corrente nominale del primario: 20,8 A
- $R_0 + j\omega L_0 = 1,42 + j 1,82$ ohm
- $\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} = (0,324 - j 2,24) 10^{-2}$ mho

$$\frac{2400}{240} = 10$$

$$n = 1/10$$

nell'ipotesi che il primario sia alimentato da un generatore di tensione, di tensione uguale a quella nominale ed impedenza interna $(0,30 + j 1,60)$ ohm ed il carico assorba una corrente di ampiezza uguale a quella nominale e fattore di potenza uguale a 0,80 in ritardo.

Utilizziamo lo schema di fig.7.2. Poiché il carico assorbe la corrente nominale, risulta accettabile trascurare R ed L rispetto ad esso. Con questa approssimazione lo schema su cui effettuare i calcoli si riduce a quello di fig.7.4, in cui vengono indicati esplicitamente i dati riguardanti la corrente assorbita dal carico.

Tracciamo il diagramma vettoriale dei fasori delle grandezze che compaiono nello schema di fig.7.4. Conosciamo I_2'

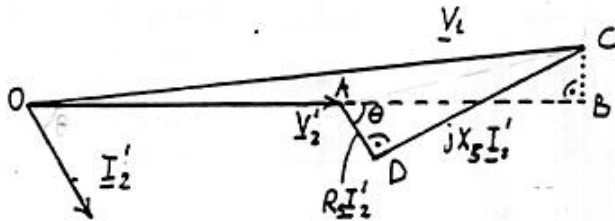


Fig.7.5
Diagramma delle tensioni del circuito di fig.7.4.

$$\underline{V}_2' = 2400 - 71,4 = 2329 \text{ V}$$

Perciò l'ampiezza della tensione sul carico vale 233 V.

7.4 Trasformatore di potenza trifase

Nella trasmissione ed utilizzazione dell'energia elettrica, quando sono in gioco potenze notevoli si utilizzano i sistemi trifase di tensioni e correnti. La conversione statica dell'energia in questo caso viene comunemente effettuata con un trasformatore trifase, costituito da un unico nucleo laminato opportunamente sagomato, sul quale sono avvolti gli avvolgimenti primari e secondari delle tre fasi. La proprietà fondamentale su cui si basa questo dispositivo è che la somma delle fasi di un sistema trifase di flussi è nulla. Tale proprietà giustifica la costruzione del circuito magnetico secondo tre percorsi identici connessi tra di loro in modo simmetrico. Una struttura magnetica completamente equilibrata è costituita da tre nuclei verticali con gli assi disposti secondo gli spigoli di un prisma triangolare equilatero, come mostrato in fig.7.6

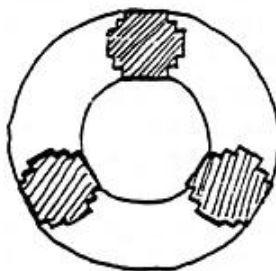


Fig.7.6
Struttura completamente equilibrata di un trasformatore trifase.

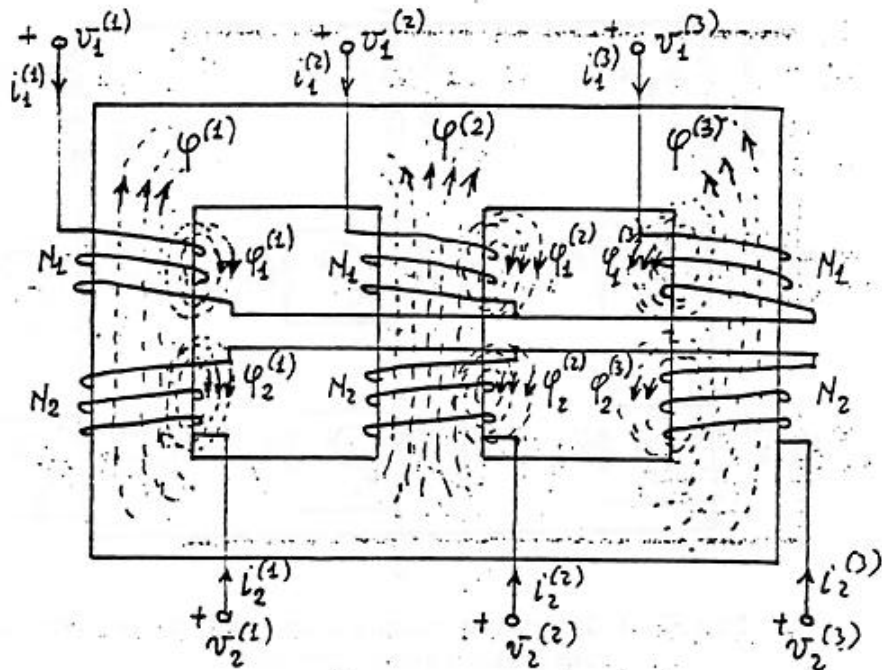


Fig.7.8 Schema di principio del trasformatore trifase con in evidenza le grandezze elettriche e magnetiche usate per la sua analisi.

tre fasi). Ciò implica per il circuito magnetico del trasformatore lo schema di fig.7.9. La tensione tra C e D di questo circuito è nulla in quanto le tensioni applicate ai tre rami in parallelo, che costituiscono il circuito, debbono formare un sistema trifase simmetrico. Di conseguenza ciascuno di questi rami può essere considerato separatamente in corto-circuito e coincide con lo schema della parte (c) di fig.6.4, in cui le grandezze magnetiche ed i parametri si riferiscono ad una fase. Ne risulta allora per le grandezze magnetiche di ciascuna fase le seguenti equazioni di equilibrio

$$\begin{aligned} N_1 \underline{I}_1^{(k)} + N_2 \underline{I}_2^{(k)} &= (\mathcal{R} + j\omega \mathcal{L}) \underline{\Phi}^{(k)} \\ N_1 \underline{I}_1^{(k)} &= \mathcal{R}_1 \underline{\Phi}_1^{(k)} \\ N_2 \underline{I}_2^{(k)} &= \mathcal{R}_2 \underline{\Phi}_2^{(k)} \end{aligned} \quad (7.10)$$

le fasi. Le grandezze elettriche e magnetiche delle altre fasi possono essere ottenute successivamente, tenendo conto della simmetria delle grandezze elettriche presenti nella struttura d'interesse".

8. Trasformatore telefonico

Il trasformatore telefonico costituisce un esempio particolare di applicazione del trasformatore in cui si richiedono prestazioni completamente diverse da quelle viste per il trasformatore di potenza. Ciò implica una diversa strutturazione del dispositivo, per effetto della quale sono del tutto trascurabili le perdite nel materiale ferromagnetico usato (ferrite). Potendo trascurare le perdite di questo tipo, il comportamento del dispositivo può considerarsi con ottima approssimazione come lineare ed il circuito equivalente è di conseguenza valido in un ampio spettro di frequenze.

La prestazione che interessa è quella della riproduzione fedele sul carico della tensione impressa dal generatore. Usualmente si considerano resistive sia l'impedenza di carico sia l'impedenza interna del generatore.

La prestazione precedente viene verificata nella sua formulazione nel dominio della frequenza. Precisamente occorre verificare che il rapporto tra le tensioni di uscita e di ingresso sia al variare della frequenza il più uniforme possibile in modulo ed abbia un argomento che sia il più possibile lineare. L'accertamento di questo comportamento viene effettuato mediante il circuito equivalente riportato al primario (fig. 6.8), semplificato nel senso che manca R per l'assenza delle perdite nel materiale magnetico. Tenendo conto delle chiusure di tipo usuale il circuito risultante è quello di fig. 8.1.

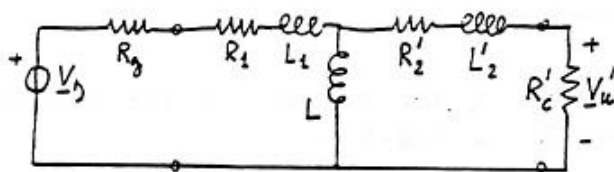


Fig. 8.1

Schema del trasformatore telefonico nel caso delle chiusure di tipo usuale e di riporto al primario.

$$\begin{aligned} R_2' &= R_2/n^2 & R_c' &= R_c/n^2 \\ L_2' &= L_2/n^2 & V_u' &= V_u/n \end{aligned}$$

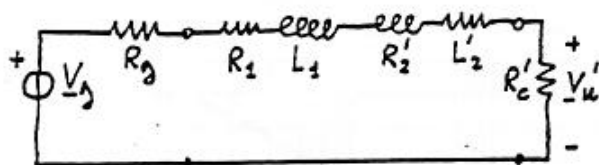


Fig. 8.4
Schema semplificato
in alta frequenza.

Utilizzando lo schema di fig. 8.3, si ha che

$$\frac{V_u'}{V_g} = \frac{T_m}{1 + \frac{R_t'}{j\omega L}} \quad (8.2)$$

con

$$R_t' = \frac{(R_g + R_1)(R_c' + R_2')}{R_g + R_1 + R_c' + R_2'}$$

Analogamente, utilizzando lo schema di fig. 8.4, si ottiene

$$\frac{V_u'}{V_g} = \frac{T_m}{1 + j\omega \frac{L_t}{R_t}} \quad (8.3)$$

con

$$L_t = L_1 + L_2'$$

$$R_t = R_g + R_1 + R_2' + R_c'$$

L'andamento del rapporto di trasferimento in tensione, quale si deduce dalle formule precedenti, può essere rappresentato in modo conveniente in una scala semilogaritmica, normalizzando in ampiezza rispetto al massimo, che si raggiunge nella banda intermedia delle frequenze ed in frequenza rispetto ad ω_m scelto come segue

$$\omega_m = R_t'/L \quad \text{per le frequenze basse}$$

$$\omega_m = R_t/L_t \quad \text{per le frequenze alte}$$

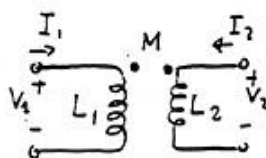
Il grafico risultante per l'ampiezza e per la fase è riportato in fig. 8.5.

lemento a cui si arriva, in quanto spesso i fenomeni accessori presenti nella struttura reale sono dovuti a leggi fisiche che risultano violate se essi vengono eliminati del tutto.

Il livello di idealizzazione può essere più o meno spinto a seconda di ciò che si trascura. In particolare nel caso del trasformatore, ad un primo livello di idealizzazione corrisponde l'elemento ideale "induttori accoppiati mutuamente" e ad un livello più spinto corrisponde il "trasformatore ideale". Esaminiamo in dettaglio i due casi, partendo dalla considerazione dello schema equivalente globale del trasformatore mostrato in fig. 6.4. Dall'esame di tale figura vediamo che sono fenomeni accessori quelli che provocano la presenza dei resistori nel circuito. Il primo livello di idealizzazione consiste nell'eliminarli, cioè nel trascurare tutti i fenomeni che sono causa di perdita nella struttura reale. In queste condizioni la matrice $[Z]$, ottenuta nel par. 6 per il dispositivo, diviene

$$[Z] = s \begin{bmatrix} \frac{N_1^2}{R_1} + \frac{N_1^2}{R} & \frac{N_1 N_2}{R} \\ \frac{N_1 N_2}{R} & \frac{N_2^2}{R_2} + \frac{N_2^2}{R} \end{bmatrix} \quad (9.1)$$

La (9.1) coincide con la relazione costitutiva degli "induttori accoppiati mutuamente". In particolare da essa risultano evidenti i vincoli tipici di questo elemento ideale riguardanti i valori dei parametri. Infatti dalla (9.1) si ha



$$L_1 = N_1^2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R} \right)$$

$$L_2 = N_2^2 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R} \right)$$

$$M = \frac{N_1 N_2}{R}$$

$$(9.2)$$

e si vede da queste formule che deve essere

$$N_1 I_1(s) + N_2 I_2(s) = 0 \quad (9.3)$$

a cui corrisponde

$$\frac{I_1}{I_2} = - \frac{N_2}{N_1} \quad (9.4)$$

Le due equazioni (9.2) e (9.4) costituiscono le relazioni costitutive del "trasformatore ideale". Da quanto detto si vede come questo elemento sia il risultato di un processo di idealizzazione molto spinto, che lo rende lontano dalla realtà. Per questa ragione tale elemento ideale deve essere usato con precauzione nel modellamento delle strutture reali, in modo da evitare assurdi fisici.