

TRASFORMATORI

1. PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

La figura 1.1 mostra lo schema di principio di un trasformatore monofase.

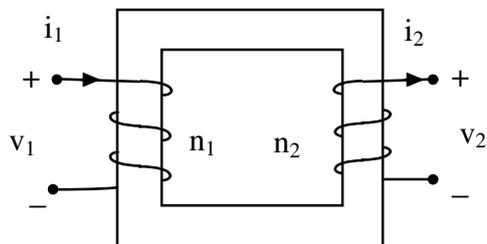


Figura 1.1. - Schema di principio di un trasformatore monofase

Il trasformatore è costituito da un nucleo di materiale ferromagnetico su cui sono avvolti due avvolgimenti: il “primario”, costituito da n_1 spire ed il “secondario” costituito da n_2 spire. Quando il primario è alimentato con una tensione v_1 (“tensione primaria”), alternata, ai capi dell’avvolgimento secondario si manifesta una tensione v_2 (“tensione secondaria”), isofrequenziale con la tensione primaria. Se il secondario è chiuso su di un carico elettrico, il primario assorbe la corrente i_1 (“corrente primaria”), ed il secondario eroga la corrente i_2 (“corrente secondaria”), entrambe le correnti sono alternate, isofrequenziali con le tensioni. Mediante il trasformatore è quindi possibile trasferire potenza elettrica dall’avvolgimento primario a quello secondario, senza fare ricorso ad alcun collegamento elettrico tra i due avvolgimenti; il trasferimento di potenza avviene invece attraverso il campo magnetico che è presente principalmente nel nucleo del trasformatore e che è in grado di scambiare energia con entrambi i circuiti.

2. CENNI COSTRUTTIVI

Il nucleo magnetico del trasformatore consiste normalmente in un pacco di lamierini di acciaio al silicio, che presenta due forme costruttive comuni mostrate nelle figure 2.1.a e 2.1.b.

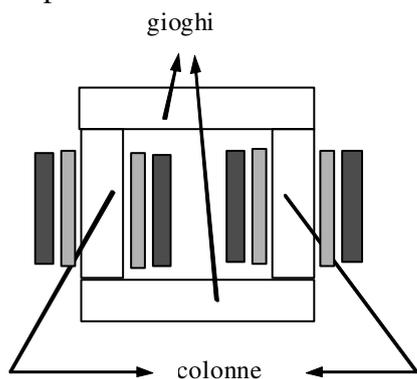


Figura 2.1.a.

Trasformatore con nucleo a colonne

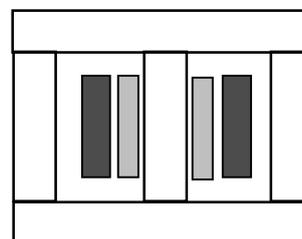


Figura 2.1.b

Trasformatore con nucleo a mantello

Nel tipo con nucleo a colonne ciascun avvolgimento è costituito da due bobine in serie, ciascuna avvolta su di una colonna del trasformatore. Nel tipo con nucleo a mantello, entrambi gli avvolgimenti sono avvolti sulla colonna centrale del nucleo. La configurazione a mantello

minimizza il flusso disperso, quella a colonne minimizza la quantità di lamierini utilizzati. Gli avvolgimenti primario e secondario possono essere:

- *concentrici* (figura 2.2.a): le colonne sono rivestite di materiale isolante; sul materiale isolante viene quindi posto l'avvolgimento a bassa tensione, che viene a sua volta rivestito di materiale isolante. Sul secondo strato di materiale isolante viene posto l'avvolgimento ad alta tensione. In un trasformatore monofase, ognuna delle due colonne porta metà delle spire. In un trasformatore trifase, ogni colonna porta una fase a bassa tensione e la fase ad alta tensione corrispondente.
- *a bobine alternate* (figura 2.2.b): sono ottenuti alternando gli avvolgimenti a bassa e ad alta tensione, che vengono separati mediante corone di materiale isolante.

Gli avvolgimenti a bobine alternate presentano un miglior accoppiamento magnetico; gli avvolgimenti concentrici consentono un miglior isolamento.

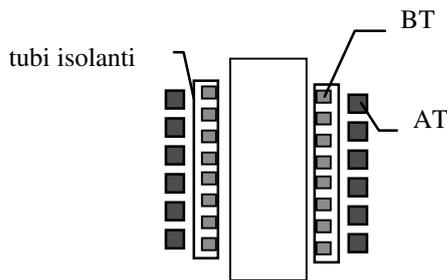


Figura 2.2.a. - Avvolgimenti concentrici

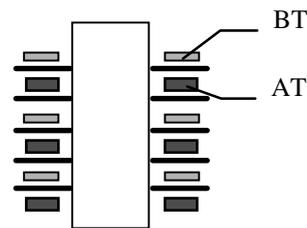


Figura 2.2.b. - Avvolgimenti a bobine alternate

La laminazione del nucleo magnetico si rende necessaria al fine di ridurre le perdite per correnti parassite (vedi capitolo successivo). I gioghi sono normalmente a sezione rettangolare, mentre per le colonne si preferisce una sezione a "gradini" in modo da ridurre la lunghezza degli avvolgimenti (figura 2.3).

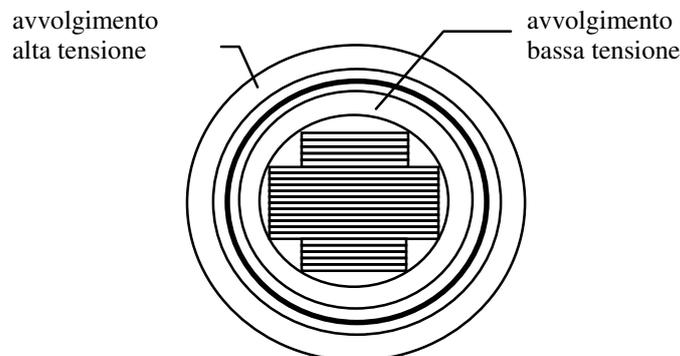


Figura 2.3. - sezione di una colonna del nucleo magnetico

3. FENOMENI DI PERDITA NEL FERRO

Un materiale ferromagnetico soggetto ad un flusso magnetico variabile nel tempo è sede di correnti parassite dette **correnti di Foucault**. Facendo riferimento alla figura 3.1 il fenomeno può essere spiegato intuitivamente: ogni sezione del materiale perpendicolare al campo magnetico può essere immaginata come una serie di circuiti elettrici concentrici, ai quali è concatenato un flusso magnetico variabile nel tempo. Ciascuno dei circuiti elementari è quindi sede di una forza elettromotrice indotta e quindi di una corrente. Tale corrente è dannosa per due motivi:

- genera un campo magnetico di reazione che si oppone al campo magnetico forzante,
- è inevitabilmente associata a delle perdite per effetto Joule.

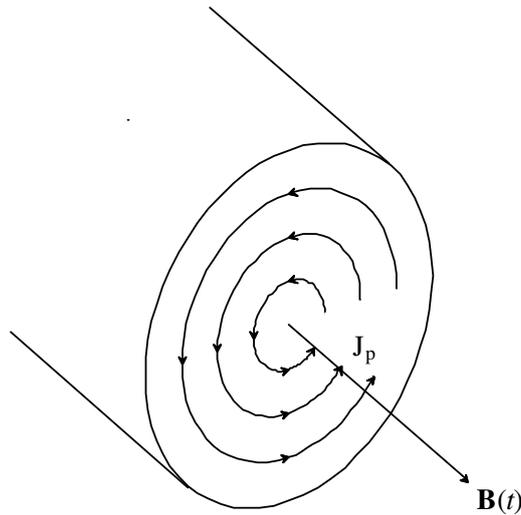


Figura 3.1. - Correnti indotte in un materiale ferromagnetico

Si consideri ora il lamierino di spessore δ di materiale ferromagnetico in figura 3.2, immerso in un campo magnetico uniforme diretto come l'asse z e variabile nel tempo con legge sinusoidale:

$$\mathbf{B}(x, y, z, t) = k B_M \cos(\omega t) \quad (3.1)$$

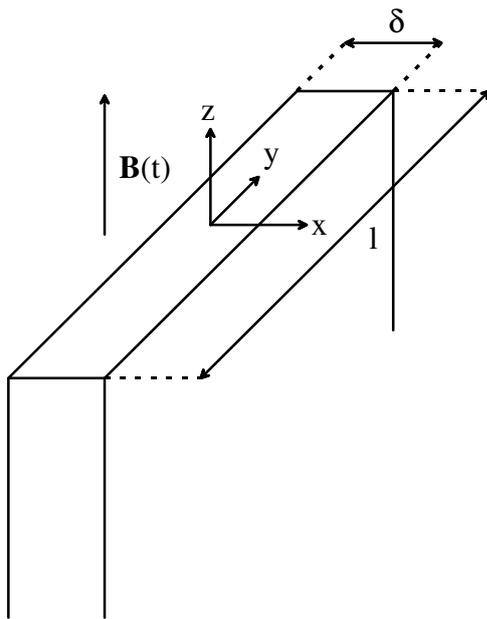


Figura 3.2.a

Lamierino in un circuito magnetico

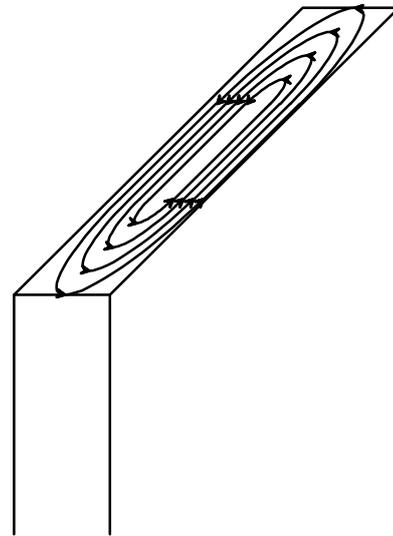


Figura 3.2.b

Distribuzione delle linee di corrente di Focault

Dalla legge della induzione elettromagnetica, supponendo che $l \gg \delta$ e trascurando gli effetti di bordo, (considerando cioè solo al zona centrale del rettangolo, si può dimostrare che risulta:

$$E_y = \omega B_M x \sin(\omega t) \quad (3.2)$$

$$J_y = \sigma E_y = \sigma \omega B_M x \sin(\omega t) \quad (3.3)$$

Alla densità di corrente parassita J_y corrisponde una densità di potenza dissipata pari a:

$$w_J(x, t) = \sigma [\omega B_M x \sin(\omega t)]^2$$

che mediata sullo spessore δ e sul periodo $T = 2\pi / \omega$ fornisce la densità di potenza media dissipata per correnti parassite:

$$w_{cp} = \frac{1}{\delta T} \int_{-\delta/2}^{\delta/2} \int_0^T w(x, t) dx dt = \sigma \frac{\omega^2 B_M^2 \delta^2}{24}, [\text{watt} / \text{m}^3] \quad (3.4)$$

Dalla (3.4) si deduce immediatamente che per ridurre le perdite per correnti parassite conviene utilizzare, per la costruzione del nucleo del trasformatore, lamiere magnetiche sottili ($\delta=0.3 \div 0.5$ mm), isolate l'una dall'altra da un foglio di materiale isolante (carte speciali, vernici sintetiche, film di silicato di sodio). Le lamiere sono costituite da ferro dolce con percentuali intorno al $3 \div 4\%$ di silicio: la presenza del silicio lascia pressoché inalterate le caratteristiche magnetiche del ferro, e ne diminuisce la conducibilità, riducendo ulteriormente le perdite per correnti parassite.

Alle perdite per effetto delle correnti parassite vanno aggiunte le **perdite per isteresi**. La formula di Steinmetz fornisce la densità di energia dissipata per isteresi nel nucleo magnetico (W_{ist}):

$$W_{ist} = k_{ist} B_M^{1.6}, [\text{joule} / \text{m}^3 \cdot \text{ciclo}] \quad (3.5)$$

dove B_M è il campo d'induzione magnetica massimo del ciclo. Introducendo la frequenza f si ottiene un'espressione per la densità di potenza dissipata per unità di tempo (P_{ist}):

$$P_{ist} = k_{ist} B_M^{1.6} f, [\text{watt} / \text{m}^3] \quad (3.6)$$

La densità di potenza dissipata nel materiale ferromagnetico soggetto ad un campo d'induzione sinusoidale è quindi dato dalla somma delle potenze dissipate per isteresi e per correnti parassite:

$$P_f = P_{ist} + P_{cp} = k_{ist} f B_M^{1.6} + k_{cp} \delta^2 f^2 B_M^2, [\text{watt} / \text{m}^3]. \quad (3.7)$$

E' possibile riferire le perdite all'unità di peso:

$$p_f = k'_{ist} f B_M^{1.6} + k'_{cp} \delta^2 f^2 B_M^2, [\text{watt} / \text{kg}] \quad (3.8)$$

con: $k'_{ist} = k_{ist} / \rho$, $k'_{cp} = k_{cp} / \rho$, ρ = densità del materiale ferromagnetico [m^3 / kg]

Commercialmente le lamiere in materiale ferromagnetico sono caratterizzate dalla **cifra di perdita**, definita come la potenza dissipata per kg di materiale con $B_M = 1$ T e $f = 50$ Hz. Dalla cifra di perdita, tramite la (3.8) è possibile ottenere un'indicazione delle perdite per qualsiasi induzione magnetica e frequenza.

4. EQUAZIONI INTERNE

La figura 4.1 riporta l'andamento qualitativo di alcune linee di campo della induzione magnetica.

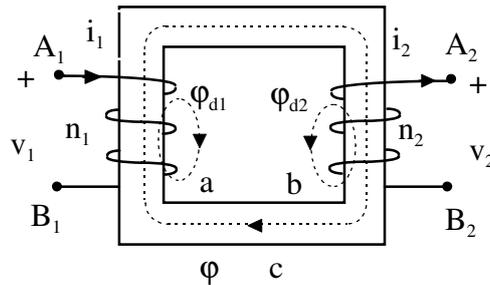


Figura 4.1. - Andamento qualitativo delle linee di campo della induzione magnetica in un trasformatore monofase

Una linea di campo della induzione magnetica è necessariamente chiusa e si concatena con almeno uno dei due avvolgimenti del trasformatore. Vi sono quindi linee che, a causa dell'elevato valore della permeabilità magnetica dei lamierini di cui è costituito il nucleo, si sviluppano completamente all'interno di quest'ultimo e si concatenano quindi con entrambi i circuiti (la linea c della figura), ed altre linee invece che si sviluppano in parte al di fuori del nucleo e perciò si concatenano solo con uno dei due avvolgimenti (le linee a e b della figura). Al flusso attraverso una sezione normale del nucleo magnetico, dovuto alle linee del tipo c, si dà il nome di flusso "principale" e nel seguito verrà indicato col simbolo φ ; con i simboli Φ_{d1} e Φ_{d2} si indicano i flussi "dispersi" concatenati con l'intero avvolgimento 1 e l'intero avvolgimento 2 rispettivamente, cioè i flussi dovuti alle linee di campo del tipo a e del tipo b. Per il flusso totale concatenato con l'avvolgimento 1 (Φ_1) ed il flusso totale concatenato con l'avvolgimento 2 (Φ_2), facendo riferimento ai versi positivi per le correnti e per i flussi mostrati nella figura, risulta:

$$\Phi_1 = n_1 \varphi + \Phi_{d1} \quad ; \quad \Phi_2 = -n_2 \varphi + \Phi_{d2} \quad (4.1)$$

Dato che gran parte dello sviluppo delle linee del tipo a e del tipo b avviene nell'aria al di fuori del nucleo è possibile esprimere con buona approssimazione i flussi dispersi, mediante dei coefficienti di autoinduzione di dispersione (L_{d1} , L_{d2}) che risultano indipendenti dalle correnti del trasformatore:

$$\Phi_{d1} = L_{d1} i_1 \quad ; \quad \Phi_{d2} = L_{d2} i_2 \quad (4.2)$$

Si consideri una curva chiusa che a partire dal terminale A_1 raggiunga il terminale B_1 lungo l'asse del conduttore dell'avvolgimento primario e quindi raggiunga nuovamente il terminale A_1 senza più concatenarsi col nucleo del trasformatore. Applicando la legge della circuitazione elettrica (dell'induzione elettromagnetica) a tale linea chiusa, indicando con R_1 la resistenza dell'avvolgimento primario, si ottiene:

$$v_1 = n_1 \frac{d\varphi}{dt} + L_{d1} \frac{di_1}{dt} + R_1 i_1 \quad (4.3)$$

Analogamente per il secondario si ottiene (R_2 = resistenza dell'avvolgimento secondario):

$$v_2 = n_2 \frac{d\varphi}{dt} - L_{d2} \frac{di_2}{dt} - R_2 i_2 \quad (4.4)$$

Una equazione di accoppiamento magnetico tra primario e secondario si ottiene mediante la legge di Hopkinson per il tubo di flusso principale; con riferimento ai versi positivi indicati nella figura ed indicando con \mathcal{R} la riluttanza del circuito magnetico principale si ottiene:

$$n_1 i_1 - n_2 i_2 = \mathcal{R} \phi \quad (4.5)$$

E' possibile tenere conto della presenza delle correnti parassite presenti nel nucleo del trasformatore considerando un terzo avvolgimento fittizio chiuso in corto circuito, come mostrato nella figura 4.2.

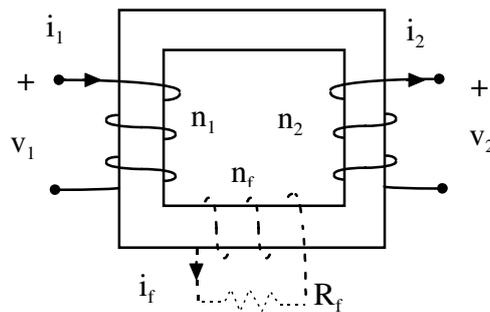


Figura 4.2. - Avvolgimento fittizio per simulare le correnti parassite nel nucleo magnetico

La (4.5) si modifica di conseguenza nel seguente modo:

$$n_1 i_1 - n_2 i_2 + n_f i_f = \mathcal{R} \phi \quad (4.6)$$

Analogamente alla (4.3), con riferimento all'avvolgimento fittizio, trascurando il coefficiente di autoinduzione di tale avvolgimento, si ottiene:

$$0 = n_f \frac{d\phi}{dt} + R_f i_f \quad (4.7)$$

Se è possibile considerare in prima approssimazione lineare il materiale ferromagnetico di cui è costituito il nucleo del trasformatore la riluttanza \mathcal{R} è una caratteristica del circuito magnetico indipendente dal valore del flusso presente nel circuito e quindi è costante nel tempo. In questo caso, supponendo che tutte le variabili (i_1 , i_2 , v_1 , v_2) siano funzioni sinusoidali isofrequenziali, applicando la trasformazione di Steinmetz alle equazioni (4.3) - (4.7) ed indicando sottolineati i fasori relativi alle grandezze indicate e con j l'unità immaginaria, si ottiene:

$$\begin{aligned} \underline{V}_1 &= j\omega n_1 \underline{\Phi} + j\omega L_{d1} \underline{I}_1 + R_1 \underline{I}_1 \\ \underline{V}_2 &= j\omega n_2 \underline{\Phi} - j\omega L_{d2} \underline{I}_2 - R_2 \underline{I}_2 \\ 0 &= j\omega n_f \underline{\Phi} + R_f \underline{I}_f \\ \mathcal{R} \underline{\Phi} &= n_1 \underline{I}_1 - n_2 \underline{I}_2 + n_f \underline{I}_f \end{aligned} \quad (4.8)$$

Le equazioni (4.8) costituiscono le *equazioni interne del trasformatore* mediante le quali è possibile descriverne il comportamento nella ipotesi di poter trascurare gli effetti dovuti alla non linearità del circuito magnetico.

5. EQUAZIONI DI CONNESSIONE CON L'ESTERNO

Le (4.8) costituiscono un sistema di quattro equazioni complesse nelle sei incognite complesse \underline{V}_1 , \underline{V}_2 , \underline{I}_1 , \underline{I}_2 , \underline{I}_f , $\underline{\Phi}$. Affinché il problema risulti chiuso e sia quindi possibile calcolare il valore delle incognite è necessario scrivere altre due equazioni complesse che descrivano l'accoppiamento elettrico del trasformatore col mondo esterno attraverso i morsetti del primario e del secondario. Nel caso in cui il primario sia alimentato da una rete a tensione assegnata ed il secondario sia chiuso su di una impedenza di carico (\underline{Z}_L), le equazioni di connessione con l'esterno, o *equazioni esterne del trasformatore*, hanno la seguente forma:

$$\begin{aligned}\underline{V}_1 &= \underline{E} \\ \underline{V}_2 &= \underline{Z}_L \underline{I}_2\end{aligned}\quad (5.1)$$

6. CIRCUITO EQUIVALENTE

Si consideri il doppio bipolo, rappresentato nella figura 6.1, a cui viene dato il nome di trasformatore ideale. Le equazioni costitutive del trasformatore ideale, con riferimento ai versi positivi delle tensioni e delle correnti indicati nella figura, sono le seguenti:

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{n_1}{n_2} \quad ; \quad \frac{i_1}{i_2} = \frac{n_2}{n_1}\quad (6.1)$$

Dalle (6.1) risulta evidente che la potenza assorbita a primario dal trasformatore ideale ($p_1 = v_1 i_1$) risulta in ogni istante uguale a quella erogata al secondario ($p_2 = v_2 i_2$). Con riferimento al regime sinusoidale di frequenza f dalle (6.1) risulta che la potenza complessa assorbita a primario dal trasformatore ideale $\underline{N}_1 = \underline{V}_1(\underline{I}_1)^*$ risulta uguale a quella erogata al secondario $\underline{N}_2 = \underline{V}_2(\underline{I}_2)^*$. Il trasformatore ideale cioè, non assorbe né potenza attiva né potenza reattiva, risultano però mutati i parametri (tensione e corrente) con cui la energia elettrica viene assorbita a primario ed erogata a secondario: la tensione viene ridotta (od aumentata) di un fattore pari al rapporto di trasformazione del trasformatore ($K = n_1 / n_2 =$ rapporto di trasformazione), mentre la corrente viene aumentata (o diminuita) dello stesso fattore.

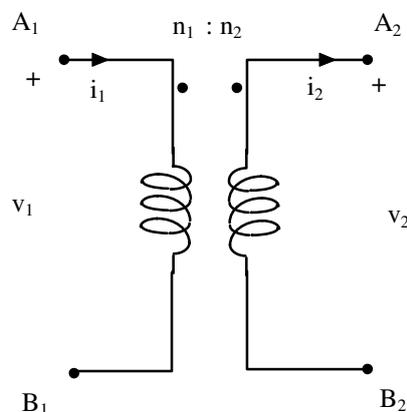


Figura 6.1 - Trasformatore ideale.

Si consideri il circuito elettrico rappresentato nella figura 6.2a, in cui il trasformatore ideale è collegato ad un carico di impedenza \underline{Z}_c .

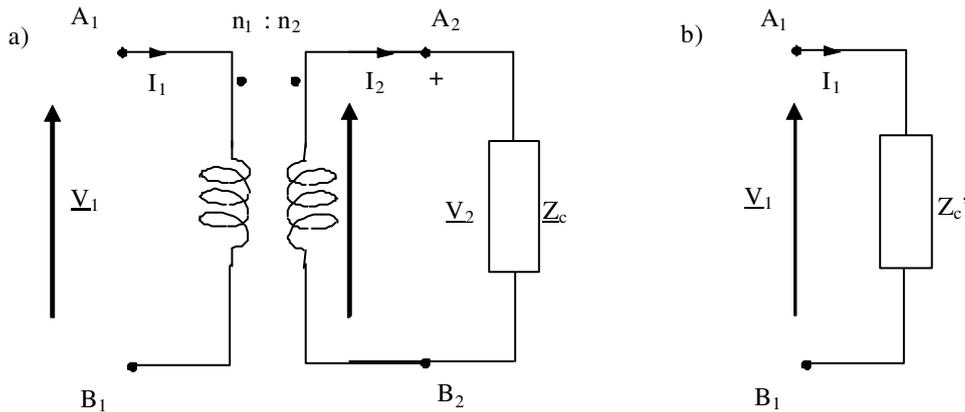


Figura 6.2. – Trasformatore ideale collegato ad un carico di impedenza Z_C .

Valgono le relazioni (6.1) riportate al dominio delle variabili complesse, nonché la relazione tra \underline{V}_2 e \underline{I}_2 determinata dalla impedenza Z_C :

$$\frac{\underline{V}_1}{\underline{V}_2} = \frac{n_1}{n_2} ; \quad \frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_2} = \frac{n_2}{n_1} ; \quad \underline{V}_2 = Z_C \underline{I}_2$$

da cui si può ricavare la seguente relazione tra \underline{V}_1 e \underline{I}_1 :

$$\underline{V}_1 = \frac{n_1}{n_2} \underline{V}_2 = \frac{n_1}{n_2} Z_C \underline{I}_2 = \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 Z_C \underline{I}_1 = Z_C' \underline{I}_1$$

Tale relazione evidenzia come sia possibile ‘riportare’ la impedenza di carico Z_C al primario moltiplicandola per il quadrato del rapporto spire, ottenendo una impedenza equivalente detta ‘impedenza vista al primario’ $Z_C' = \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 Z_C$ che rappresenta la relazione tra la tensione \underline{V}_1 e la

corrente \underline{I}_1 come se il circuito equivalente fosse quello mostrato in figura 6.2 b. Analogamente è possibile riportare una impedenza a valle di un trasformatore ideale, ottenendo la impedenza riportata a secondario, moltiplicando per l’inverso del quadrato del rapporto spire.

Si consideri il circuito elettrico rappresentato nella figura 6.3.

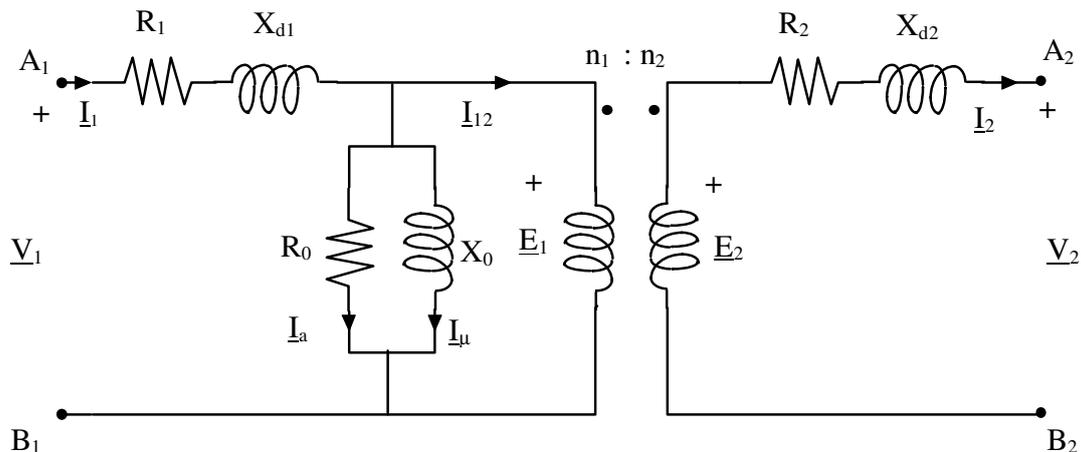


Figura 6.3. - Circuito equivalente del trasformatore.

Esso costituisce il circuito equivalente del trasformatore (alle basse frequenze). Le equazioni che descrivono il circuito in esame, unitamente alle (6.1) che descrivono il trasformatore ideale, coincidono con le (4.8), una volta fatte le posizioni (6.2) riportate di seguito.

Il circuito equivalente del trasformatore si riduce al solo trasformatore ideale quando vengano trascurati tutti i fenomeni di “perdita” presenti nel trasformatore “reale”. Tali fenomeni sono dovuti alla resistenza degli avvolgimenti (R_1, R_2), ai flussi dispersi (X_{d1}, X_{d2}), alle perdite nel ferro (I_a) ed alla riluttanza, piccola ma non nulla, del nucleo del trasformatore (I_μ). Il trasformatore “reale” è in grado di modificare i parametri della energia elettrica che lo attraversa, ma, a differenza del trasformatore ideale, assorbe sia potenza attiva che potenza reattiva. La potenza attiva viene dissipata (trasformata in calore) in parte negli avvolgimenti (per effetto Joule) ed in parte nel nucleo ferromagnetico (per effetto Joule e per isteresi). La potenza reattiva assorbita serve per sostenere i flussi dispersi ed il flusso principale. La presenza di flussi dispersi introduce uno sfasamento tra la tensione primaria e la tensione secondaria, mentre la riluttanza finita del nucleo comporta l’assorbimento a primario, anche nel funzionamento a vuoto, di una corrente magnetizzante che risulta in quadratura col flusso principale.

$$\begin{aligned}
 X_{d1} &= \omega L_{d1} && \text{reattanza di dispersione dell'avvolgimento primario} \\
 X_{d2} &= \omega L_{d2} && \text{reattanza di dispersione dell'avvolgimento secondario} \\
 X_0 &= \omega \frac{n_1^2}{\mathcal{R}} && \text{reattanza magnetizzante} \\
 R_0 &= R_f \left(\frac{n_1}{n_f} \right)^2 && \text{resistenza fittizia ridotta a primario} \\
 I_{-\mu} &= \frac{\mathcal{R}}{n_1} \Phi && \text{corrente magnetizzante} \\
 I_{-a} &= -I_{-f} \frac{n_f}{n_1} && \text{corrente attiva}
 \end{aligned}
 \tag{6.2}$$

E’ possibile spostare a sinistra del trasformatore ideale (verso il primario) l’impedenza secondaria ($R_2 + jX_{d2}$) moltiplicandola per il quadrato del rapporto di trasformazione; si ottiene quindi il circuito equivalente del trasformatore ridotto a primario illustrato nella figura 6.4.

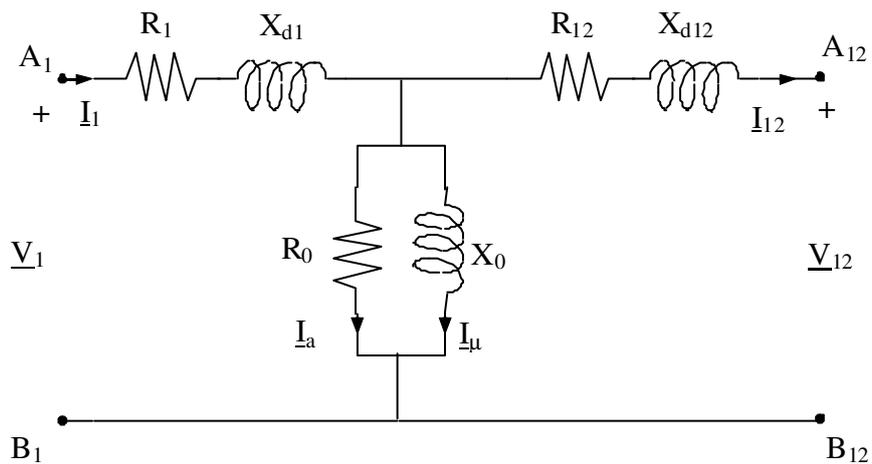


Figura 6.4. - circuito equivalente del trasformatore ridotto a primario

Risulta:

$$\begin{aligned}
 R_{12} &= R_2 \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 && \text{resistenza secondaria ridotta a primario} \\
 X_{d12} &= X_{d2} \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 && \text{reattanza di dispersione secondaria ridotta a primario} \\
 I_{12} &= I_2 \left(\frac{n_2}{n_1} \right) && \text{corrente secondaria ridotta a primario} \\
 V_{12} &= V_2 \left(\frac{n_1}{n_2} \right) && \text{tensione secondaria ridotta a primario}
 \end{aligned}
 \tag{6.3}$$

Analogamente è possibile considerare il circuito equivalente del trasformatore ridotto a secondario. I trasformatori sono costruiti in modo da ridurre il più possibile gli effetti di perdita; risulta quindi comprensibile come, normalmente, la caduta di tensioni ai capi della impedenza $R_1 + jX_{d1}$ risulti piccola (meno di qualche per mille) rispetto a quella ai capi del parallelo delle impedenze R_0 e jX_0 . Di conseguenza è possibile approssimare notevolmente la rete equivalente del trasformatore, senza introdurre un errore rilevante, applicando la tensione di alimentazione direttamente ai capi della reattanza magnetizzante come mostrato nella figura 6.5. In questo caso la corrente I_0 assorbita dal parallelo di R_0 e jX_0 non dipende dal carico del trasformatore, ma unicamente dalla tensione di alimentazione primaria e coincide con la corrente assorbita a primario dal trasformatore nel funzionamento a vuoto, quando cioè il secondario è aperto ($I_2 = 0$). Nell'ambito di tale approssimazione non è più necessario distinguere l'impedenza primaria ($R_1 + jX_{d1}$) da quella secondaria ($R_2 + jX_{d2}$). Trasportando una delle due impedenze, primaria o secondaria, dalla parte opposta del trasformatore ideale, avendo cura di effettuare la trasformazione corrispondente del suo valore, permette di considerare un'unica impedenza totale che può essere riferita a primario ($R_{1t} + jX_{1t}$) od a secondario ($R_{2t} + jX_{2t}$), come indicato nelle relazioni (6.4).

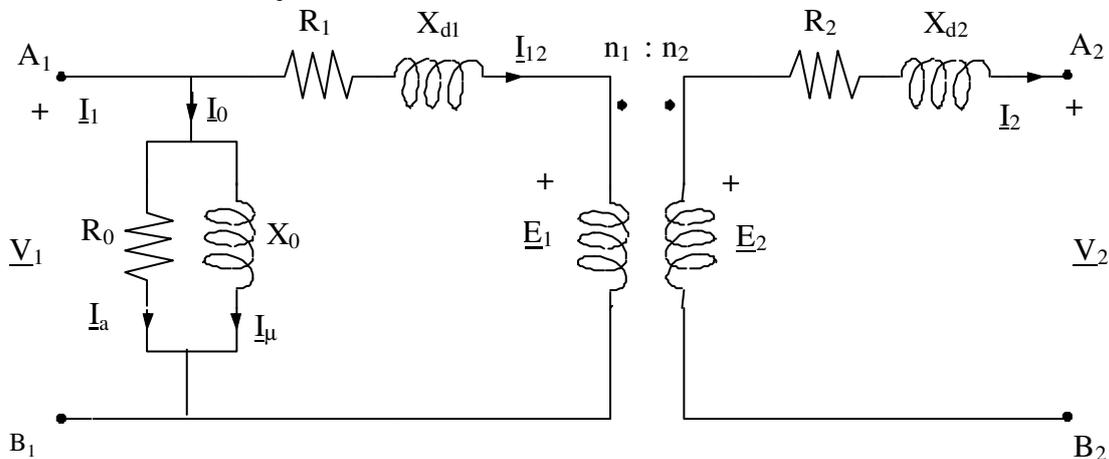


Figura 6.5. - Circuito equivalente semplificato del trasformatore.

$$\begin{aligned}
 R_{1t} &= R_1 + R_{12} && \text{resistenza totale ridotta a primario} \\
 X_{1t} &= X_{d1} + X_{d12} && \text{reattanza totale ridotta a primario} \\
 R_{2t} &= R_2 + R_{21} && \text{resistenza totale ridotta a primario} \\
 X_{2t} &= X_{d2} + X_{d21} && \text{reattanza totale ridotta a secondario}
 \end{aligned}
 \tag{6.4}$$

Un altro vantaggio del circuito equivalente semplificato della figura 6.5 è che i parametri che in esso compaiono (R_0 , X_0 , R_{1t} ed X_{1t}) possono essere determinati sperimentalmente mediante una prova a vuoto ed una prova in corto circuito.

PROVA A VUOTO

La prova a vuoto viene eseguita alimentando il primario con la sua tensione nominale e mantenendo il secondario in circuito aperto. Facendo riferimento alla rete equivalente semplificata di figura 6.4 risulta nulla la corrente I_{12} , di conseguenza risulta:

$$R_0 = \frac{V_{10}^2}{P_0} \quad , \quad X_0 = \frac{V_{10}^2}{\sqrt{(V_{10} I_{10})^2 - P_0^2}} \quad (6.5)$$

dove V_{10} è la tensione (valore efficace) primaria, I_{10} è la corrente (valore efficace) primaria e P_0 è la potenza attiva assorbita a primario durante la prova; tali grandezze possono essere misurate mediante l'inserzione a primario di un voltmetro, un amperometro ed un wattmetro.

PROVA IN CORTO CIRCUITO

La prova in cortocircuito viene effettuata alimentando il primario del trasformatore con il secondario chiuso su un amperometro. La bassa impedenza dell'amperometro permette di considerare il secondario chiuso in cortocircuito. La tensione primaria deve essere tale che la corrente erogata a secondario, che viene misurata dall'amperometro, sia pari alla corrente nominale (valore efficace). Tale valore della tensione viene chiamato tensione di cortocircuito (V_{1c}) e risulta essere pari ad un frazione ($< 10\%$) della tensione nominale primaria. Per i valori tipici dei parametri del trasformatore risulta $|(R_0)/(jX_0)| \gg |R_{1t} + jX_{1t}|$ e quindi, nel funzionamento in cortocircuito, è possibile considerare la rete equivalente semplificata del trasformatore che viene mostrata nella figura 6.6 e che prende il nome di rete di Kapp.

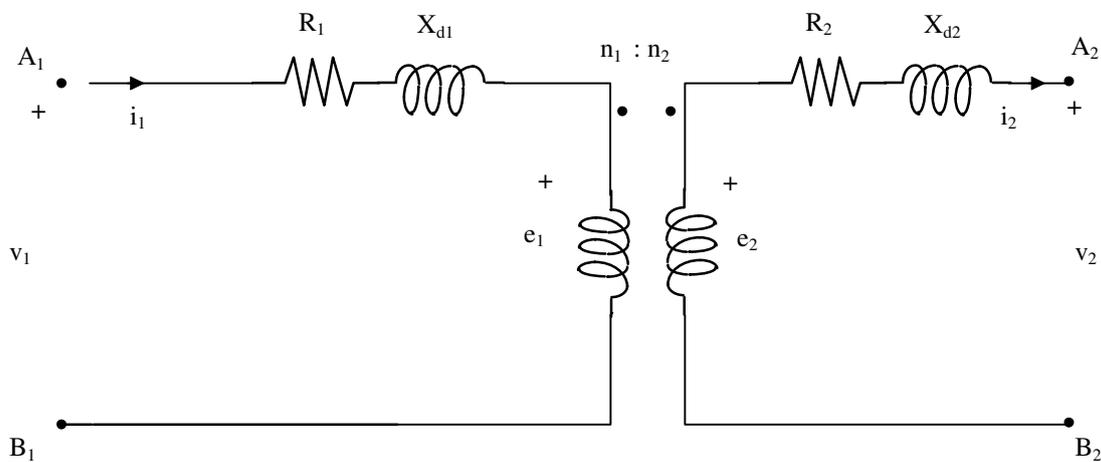


Figura 6.6. - Circuito equivalente semplificato del trasformatore, valido nel funzionamento in cortocircuito (rete di Kapp)

Con riferimento a tale semplificazione risulta quindi:

$$R_{1t} = \frac{P_c}{I_{1c}^2} \quad , \quad X_{1t} = \frac{\sqrt{(V_{1c} I_{1c})^2 - P_c^2}}{I_{1c}^2} \quad (6.6)$$

dove V_{1c} è la tensione (valore efficace) primaria, I_{1c} è la corrente (valore efficace) primaria e P_c è la potenza attiva assorbita a primario durante la prova; tali grandezze possono essere misurate mediante l'inserzione a primario di un voltmetro, un amperometro ed un wattmetro.

7. RENDIMENTO CONVENZIONALE DEL TRASFORMATORE

Il trasformatore assorbe potenza elettrica dal primario ed eroga potenza elettrica al secondario; tale trasformazione avviene in presenza di perdite negli avvolgimenti, per effetto Joule, e nel nucleo magnetico, a causa delle correnti parassite e la conseguente dissipazione per effetto Joule e della isteresi magnetica. Il rendimento del trasformatore (η) viene quindi definito come il rapporto tra la potenza attiva erogata a secondario (P_2) e la potenza attiva assorbita a primario (P_1); indicando con P_d la potenza dissipata (trasformata in calore) all'interno del trasformatore risulta:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + P_d} \quad (7.1)$$

La determinazione sperimentale di tale grandezza risulta difficoltosa per varie ragioni. In primo luogo, sarebbe necessario che il trasformatore operasse nelle sue condizioni nominali e quindi si renderebbe necessario poter disporre in laboratorio di un carico in grado di assorbire la potenza nominale del trasformatore che può risultare anche di parecchi MW. In secondo luogo, non essendo presenti parti rotanti nel trasformatore, il rendimento dello stesso è molto elevato (può essere superiore al 99.5) e piccoli errori nella misura delle potenze assorbite ed erogate possono produrre un errore notevole nella determinazione del rendimento. Per ovviare a tali inconvenienti viene definito un rendimento convenzionale del trasformatore (η_{conv}). Le norme stabiliscono dettagliatamente le modalità del calcolo del rendimento convenzionale a seconda del carico che il trasformatore deve alimentare; facendo riferimento ad un carico resistivo ($\cos \varphi = 1$) che assorbe la potenza nominale del trasformatore si ottiene:

$$\eta_{conv} = \frac{A_n}{A_n + P_{Cu} + P_{Fe}} \quad (7.2)$$

Nella (7.2) A_n è la potenza apparente nominale del trasformatore, che è indicata sui dati di targa del trasformatore stesso, P_{Cu} sono le perdite nel rame, valutate mediante la prova in cortocircuito, e P_{Fe} sono le perdite nel ferro, valutate mediante la prova a vuoto. Nella prova in cortocircuito, come già detto, le perdite per effetto Joule negli avvolgimenti, sono largamente predominanti rispetto a quelle nel ferro e quindi la potenza attiva assorbita durante tale prova rappresenta la potenza che viene dissipata nel rame, a parità di correnti negli avvolgimenti, quindi $P_{Cu} = P_c$. In realtà è necessario tenere conto della variazione della resistenza degli avvolgimenti al variare della temperatura degli stessi e quindi le norme fissano le modalità del calcolo di P_{Cu} a partire dalla misura di P_c . Nella prova a vuoto risultano invece trascurabili le perdite negli avvolgimenti, visto che il secondario non è percorso da corrente ed il primario è percorso solo dalla corrente a vuoto che come detto risulta una frazione abbastanza piccola della corrente nominale, per cui la potenza attiva assorbita durante la prova, eseguita alla tensione nominale, rappresenta la potenza dissipata nel ferro durante il funzionamento nominale ($P_{Fe} = P_0$)

8. TRASFORMATORI TRIFASE

Per trasferire energia elettrica tra due reti trifase a differenti tensioni, si può ricorrere a tre trasformatori monofase opportunamente collegati tra loro.

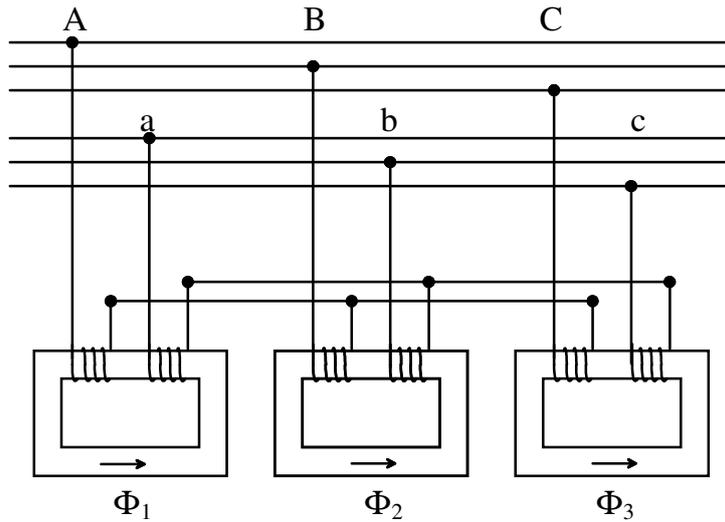


Figura 8.1. - Banco di tre trasformatori monofase

Nella figura 8.1 è mostrata una possibile disposizione dei tre trasformatori monofase. In questo caso, gli avvolgimenti primari sono collegati a stella, così come quelli secondari. I tre circuiti di figura 8.1 sono equivalenti ad un unico trasformatore ottenuto fondendo in un'unica colonna le tre colonne prive di avvolgimenti dei trasformatori monofase (figura 8.2).

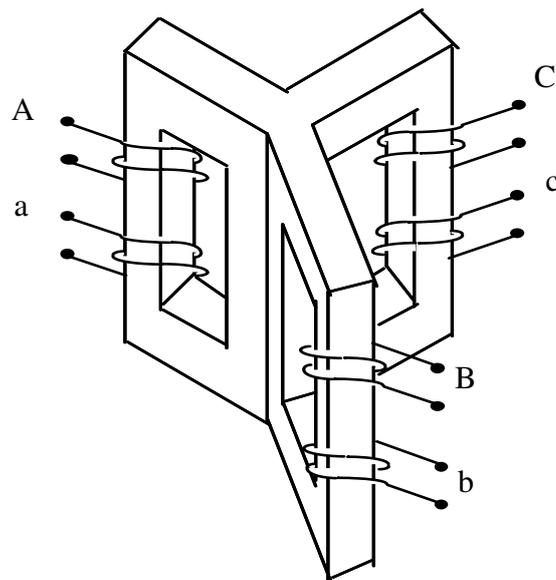


Figura 8.2. - Trasformatore trifase equivalente al banco di tre trasformatori monofase

La colonna centrale del circuito magnetico raffigurato in figura 8.2 è percorsa da un flusso di campo magnetico

$$\Phi' = \Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3$$

dove Φ_1 , Φ_2 e Φ_3 sono i flussi relativi a ciascun trasformatore. Se poi tali flussi costituiscono una terna simmetrica ed equilibrata, la loro somma è nulla, e la colonna centrale può venire soppressa (figura 8.3).

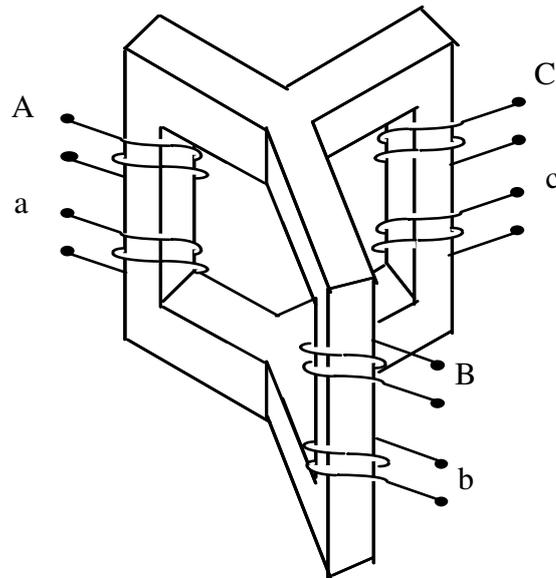


Figura 8.3. - Trasformatore trifase con nucleo simmetrico

La configurazione illustrata nella figura 8.3 presenta delle difficoltà costruttive ed un ingombro tale che si preferisce adottare un nucleo complanare (figura 8.4). Utilizzando tale disposizione si introduce nella terna dei flussi magnetici una dissimmetria che peraltro risulta di norma trascurabile.

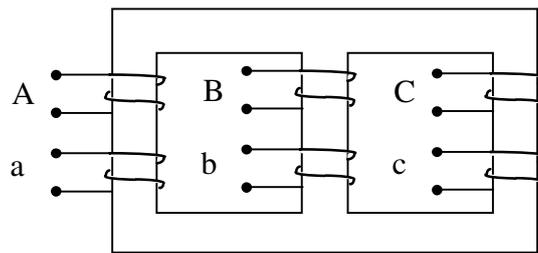


Figura 8.4. - Trasformatore trifase con nucleo complanare

9. ISOLAMENTO E RAFFREDDAMENTO

Se il trasformatore è destinato a funzionare con tensioni nominali relativamente basse, non è necessario adottare alcun accorgimento per isolare le fasi del trasformatore stesso. Un trasformatore di questo tipo si dice **trasformatore in aria** o **trasformatore a secco**. Per tensioni concatenate elevate è necessario isolare le fasi del trasformatore mediante un materiale caratterizzato da una rigidità dielettrica più elevata di quella dell'aria. Si possono quindi inglobare gli avvolgimenti in un involucro di resina sintetica, o porre l'intero trasformatore in un contenitore ripieno d'olio. Viene utilizzato olio minerale isolante, che deve essere molto fluido, esente da acidità e da tracce di umidità ed i cui vapori non devono infiammarsi a temperature minori di 140° C.

Il trasformatore in resina sintetica presenta una maggiore semplicità di installazione e una maggiore economicità di esercizio. Il trasformatore in bagno d'olio consente invece un più efficace smaltimento del calore generato per effetto Joule. In un trasformatore in bagno d'olio il raffreddamento può avvenire per circolazione naturale o forzata. Per aumentare la superficie di scambio termico con l'esterno del cassone contenente il trasformatore, questo viene dotato di fasci tubieri esterni, che possono essere raffreddati da una soffiante o immersi in acqua.