

1. TRANSFORMATORUL ELECTRIC

1.1 INTRODUCERE

Importanța producerii și utilizării transformatoarelor electrice rezultă din schema de principiu a unui sistem electroenergetic (figura 1.1), în care o reprezintă generatoarele electrice, T_1 sunt transformatoare de putere ridicătoare de tensiune (pentru a permite transportul eficient al energiei electrice la distanță), T_2 sunt transformatoarele coborâtore, iar T_3 sunt transformatoarele de distribuție către diverse receptoare: motoarele electrice (M), instalațiile de iluminat (L), cuptoarele electrice (C) ș.a.

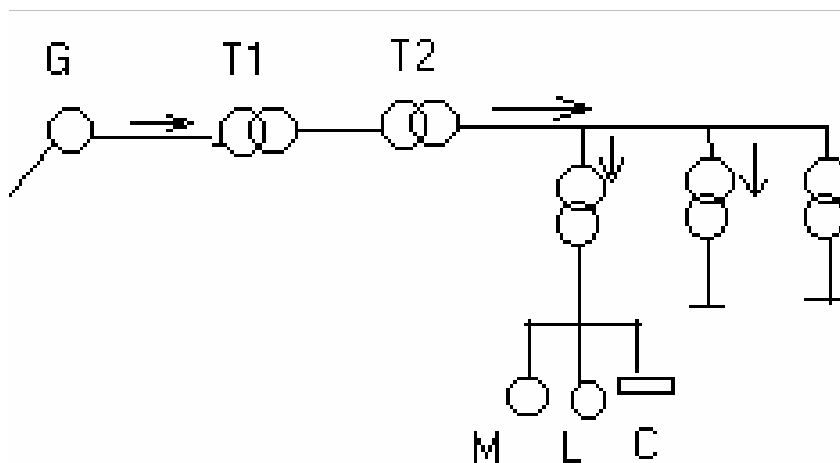


Fig.1.1.

Transformatorul electric este un dispozitiv static, având două sau mai multe înfășurări cuplate magnetic, în care se transformă - în baza legii inducției electromagnetice - parametrii electrici (tensiunea, curentul, numărul de faze) și puterii electrice în curent alternativ, frecvența rămânând neschimbată. Pentru realizarea unui cuplaj magnetic cât mai strâns, la frecvențe industriale, înfășurările sunt dispuse pe un miez feromagnetic.

1.1.1 ELEMENTE CONSTRUCTIVE DE BAZĂ

Transformatorul electric este construit din următoarele elemente constructive de bază :

Miezul feromagnetic, care realizează un cuplaj magnetic strâns între circuitele electrice ale înfășurărilor, este construit din tablă electrotehnică cu grosime de 0,3 și 0,33 mm. În prezent pentru transformatoarele de putere se utilizează numai tablă laminată la rece cu cristale orientate (texturată), cu pierderi specifice de 0,45-0,6 W/Kg, la $B=1$ T și $f=50$ Hz. Tabla electrotehnică, tăiată convenabil în fâșii numite țole, se împachetează formând miezul feromagnetic. Tolele sunt izolate între ele cu lacuri sau oxizi (la tabla texturată). Consolidarea miezului se asigură prin diferite sisteme, alcătuind așa zisă „schelă” a transformatorului, care depinde de mărimea și tipul produsului. În figura 1.2 se indică scheme de miezuri pentru transformatoare monofazate, iar în figura 1.3 scheme pentru cele trifazate. Cu litera a au fost notate miezurile cu colane, iar cu b miezurile cu

CAPITOLUL I TRANSFORMATORUL

a) coloane, în manta. Pentru clarificarea utilizării acestor tipuri de miezuri, sunt indicate sensurile fluxurilor magnetice la un moment dat și, prin cercuri, coloanele pe care se montează înfășurări.

Partea miezului feromagnetic pe care se dispun înfășurările poartă denumirea de coloană, iar părțile care unesc coloanele între ele se numesc juguri.

Deoarece înfășurările se execută în sfera miezului și se montează ulterior pe coloanele transformatorului miezul feromagnetic se construiește cu jugul superior demontabil, de tip suprapus (fig. 1.4,a) sau de tip țesut (fig.1.4,b,c și d). Tăierea tolelor se execută la 90° sau la construcțiile mai noi, la 45° sau la 30° și 60° .

b) Sistemul de înfășurări este construit din spire realizate din conductoare de cupru sau de aluminiu, dispuse pe miezul feromagnetic, după ce în prealabil nu au fost izolate corespunzător

Transformatoarele cu două sau mai multe înfășurări distincte pentru fiecare transformatorului. Pentru realizarea unui cuplaj magnetic cât mai strâns între înfășurările distincte, acestea se dispun – de regulă – pe aceeași coloană a transformatorului.

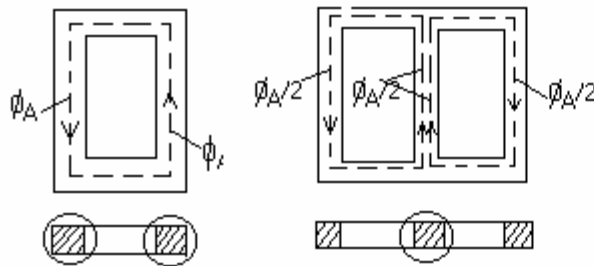


Fig.1.2

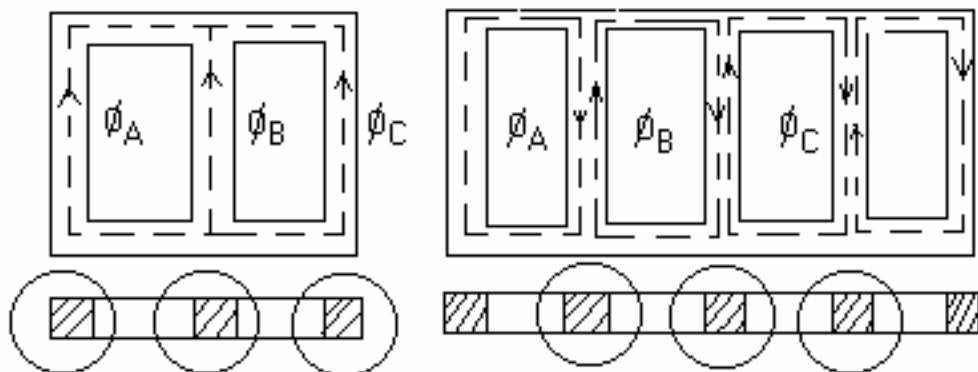


Fig.1.3

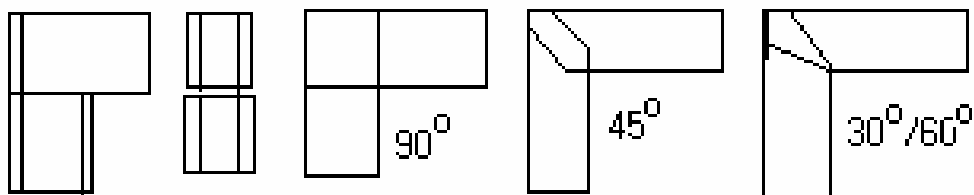


Fig.1.4

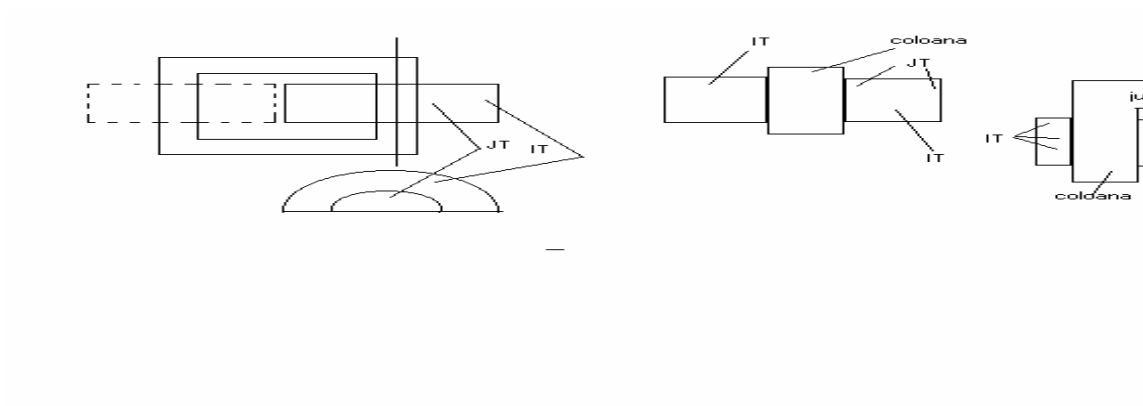


Fig.1.5

În tehnica măsurătorilor se utilizează transformatoarele de măsură; transformatoarele de tensiune și transformatoare de curent. În automatică și electronică își găsesc o largă întrebuințare transformatoarele de foarte mică putere, cu construcții și tehnologii speciale.

După modul de răcire se deosebesc transformatoare uscate și transformatoare în ulei. Transformatoarele uscate au miezul și înfășurările așezate în aer, sau înglobate în rășini sintetice; în această categorie ce execută unități cu puteri până la ordinul sutelor de kVA. La transformatoarele în ulei, miezul și înfășurările sunt așezate într-o cuvă umplută cu ulei; această construcție caracterizează unitățile de puteri mari și foarte mari.

Fig.1.6

1 -miezul feromagnetic; 2 - înfășurare de joasă tensiune; 3 -înfășurare de înaltă tensiune;4 –comutatorul de prize; 5 –consola de fixare a jugurilor; 6 –tirași; 7 –capacul cuvei; 8 –izolator de joasă tensiune; 9 –izolator de înaltă tensiune; 10 –conservatorul de ulei; 11 –cuva

1.1.2. MĂRIMI NOMINALE ȘI MARCAREA BORNELOR

Pentru transformatoarele de putere cu răcire în ulei funcționarea în regim nominal este definită de următoarele mărimi nominale: puterea, tensiunile și deci raportul de transformare, curenții, tensiunea de scurtcircuit și frecvența. La transformatoarele cu prize de reglare a tensiunii, regimul nominal este cel corespunzător prizei cu tensiunea nominală.

Puterea nominală a transformatorului este puterea aparentă la bornele circuitului secundar, exprimată în kVA, pentru care nu sunt depășite limitele de încălzire.

Tensiunea nominală primară este tensiunea care trebuie aplicată la bornele de alimentare ale înfășurării primare a transformatorului în regimul său nominal de funcționare.

Tensiunea nominală secundară, la transformatoarele cu puteri peste 10 kVA, este tensiunea care rezultă la bornele înfășurării secundare atunci când transformatorul funcționează în gol și se aplică primarului tensiunea nominală primară, comutatorul de prize al transformatorului fiind pus pe priza nominală. La transformatoarele mici, cu puteri sub 10 kVA, tensiunea nominală este cea corespunzătoare curentului secundar nominal.

Raportul nominal de transformare este dat de raportul dintre tensiunea nominală și cea secundară, la mersul în gol.

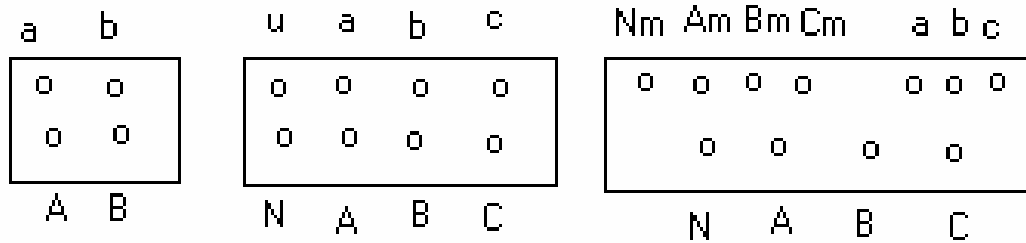
Curenții nominali, primari și secundari, sunt curenții de linie care rezultă din valorile nominale ale puterii și ale tensiunilor, definite mai sus.

Tensiunea de scurtcircuit nominală este tensiunea care trebuie aplicată circuitului de înaltă tensiune al transformatorului pentru ca acest circuit să fie parcurs de curentul nominal atunci când circuitul de joasă tensiune este legat în scurtcircuit, transformatorul fiind pe priza nominală și temperatura înfășurărilor fiind egală cu temperatura convențională de lucru (75° pentru clasele de izolație A, E, B și 115° pentru clasele F și H).

Frecvența nominală a transformatorului, în condiții normale, se consideră frecvența de 50 Hz. În cazuri speciale, frecvența se specifică prin caiete de sarcină cu mărime nominală de bază.

Marcarea bornelor, stabilește următoarele reguli: La înfășurările de înaltă tensiune ale transformatoarelor se prescriu literele A, B, și C pentru începuturile lor și X, Y, Z pentru sfârșiturile acestora; la bornele înfășurărilor de joasă tensiune se utilizează literele a, b, c respectiv x, y, z. La transformatoarele cu trei înfășurări pentru înfășurarea de medie tensiune se prescriu literele Am, Bm, Cm și Xm, Ym, Zm. Punctul neutru al înfășurărilor, dacă este scos la borne, pe capac, se notează cu literele N, n și Nm.

Așezarea bornelor pe capac se face în așa fel, încât privind transformatorul de sus și din partea bornelor de înaltă tensiune, dispunerea bornelor trebuie să fie în ordinea NABC, n, a, b, c, Nm Am Bm Cm, cum este arătat în figura 1.7 pentru diferite tipuri de transformatoare



a – transformator monofazat; b – transformator trifazat cu două înfășurări; c – transformator trifazat cu trei înfășurări

Fig. 1.7

Trebuie subliniat faptul că atât partea de înaltă tensiune, cât și pe partea de joasă tensiune, succesiunea alfabetică a literelor coincide cu succesiunea fazelor în timp, bobinele înfășurărilor considerându-se că au același sens de înfășurare.

1.1.3. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE AL TRANSFORMATORULUI ELECTRIC

Se consideră un transformator monofazat având înfășurarea primară, cu w_1 spire, alimentată de la o sursă de curent alternativ de tensiune u_1 ; înfășurarea secundară se presupune mai întâi deschisă (transformatorul funcționează în gol). În această situație (fig. 1.8), transformatorul se comportă ca o bobină de reactanță cu miez de fier. Înfășurarea primară este parcursă de un curent alternativ i_{1e} relativ mic (2-8% din I_{1n}), datorită reactanței mari a circuitului la funcționarea în gol. Solenația înfășurării primare $\theta_1 = w_1 i_{1e}$ excită prin miezul feromagnetic fluxul φ , variabil în timp. Aplicând legea inducției electromagnetice pe un contur închis Γ care străbate cele w_1 spire ale înfășurării primare în sensul pozitiv al curentului i_{1e} și se închide prin aer pe o linie a tensiunii la borne și presupunând că fluxul magnetic se închide numai prin miez, se poate scrie ecuația:

$$e_1 = -w_1 \frac{d\varphi}{dt} = R_1 i_{1e} - u_1 \quad (1.1)$$

în care R_1 este rezistența înfășurării primare și s-a ținut seama de sensul ales pozitiv pentru tensiunea la borne u_1 , circuitul fiind considerat receptor. Căderea chimică de tensiune $R_1 \cdot i_{1e}$ este mică în raport cu tensiunea de alimentare și se poate neglija, ecuația, (1.1)

devenind:

$$u_1 = w_1 \cdot \frac{d\varphi}{dt} \quad (1.2)$$

În înfășurarea secundară cu w_2 spire, care înlănțuie practic același flux magnetic φ , se induce o tensiune electromotoare de transformare, de aceeași frecvență ca și tensiunea u_1 având expresia:

$$0 - u_2 = e_2 = -w_2 \frac{d\varphi}{dt} \quad (1.3)$$

Raportul tensiunilor la bornele celor două înfășurări, notat cu k_u are valoarea:

$$k_u = \frac{u_1}{u_2} = \frac{w_1}{w_2} \quad (1.4)$$

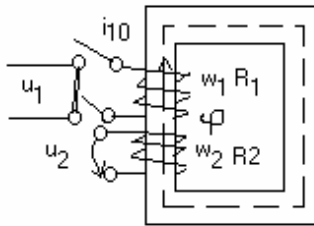
și este denumit raport de transformare. În regim armonic raportul valorilor instantanee ale tensiunilor instantanee este egal cu raportul valorilor efective, deci:

$$k_u = \frac{U_1}{U_2} = \frac{w_1}{w_2} \quad (1.5)$$

Dacă se conectează la bornele înfășurării secundare un receptor, circuitul înfășurării este parcurs de curentul i_2 , determinat de tensiunea la bornele secundare la funcționarea în sarcină a transformatorului și de impedanța receptorului (fig.1.10). Curentul i_1 din înfășurarea primară se modifică potrivit sarcinii transformatorului. Fluxul magnetic φ este produs de solenația rezultantă a ambelor înfășurări:

$$\theta_\mu = w_1 i_1 + w_2 i_2 \quad (1.6)$$

care este în acest caz solenația de magnetizare.



Relația (1.6) exprimă fenomenul de reacție a indusului la un transformator: $w_1 i_1$ reprezintă solenația primară instantanee care determină un câmp magnetic de excitație; $w_2 i_2$ este solenația secundară instantanee, care produce, când transformatorul funcționează în sarcină, un câmp magnetic, de reacție. Cele două câmpuri magnetice, de excitație și de reacție se compun și

determină un câmp rezultat creat, evident

Fig.1.8.

de solenația rezultantă instantanee care rezultă din aplicarea legii circuitului magnetic pe conturul închis Γ .

Fluxul magnetic φ este dictat practic ca variație în timp și ca valoare instantanee de tensiunea u_1 aplicată la bornele înfășurării primare, considerând regimuri staționare:

$$u_1 = U_1 \sqrt{2} \sin \omega t \approx w_1 \frac{d\varphi}{dt} \quad (1.7)$$

și deci:

$$\varphi = \int \frac{U_1 \sqrt{2}}{w_1} \sin \omega t = \frac{U_1 \sqrt{2}}{\omega \cdot w_1} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (1.8)$$

adică fluxul φ este sinusoidal, defazat cu $\frac{\pi}{2}$ în urma tensiunii u_1 și este practic același fie

că transformatorul funcționează în gol sau în sarcină.

Cum solenația de magnetizare este mică în raport cu solenațiile înfășurărilor, se poate scrie:

$$\frac{i_1}{i_2} \approx \frac{w_2}{w_1} = \frac{1}{k_u} = \frac{I_1}{I_2} \quad (1.9)$$

considerând și de astă dată un regim armonic. Prin urmare la creșterea solenației înfășurării secundare (creșterea curentului I_2) trebuie să crească și solenația înfășurării primare, astfel încât solenația de magnetizare θ_μ să rămână practic constantă.

Dacă se neglijează pierderile (transformator ideal) se poate scrie:

$$U_1 I_1 \cos \varphi_1 \approx U_2 I_2 \cos \varphi_2$$

sau:

$$\frac{U_1}{U_2} \cdot \frac{I_1}{I_2} = \frac{\cos \varphi_2}{\cos \varphi_1}; \quad K_u \cdot \frac{1}{k_u} = \frac{\cos \varphi_2}{\cos \varphi_1} \quad \cos \varphi_1 \approx \cos \varphi_2 \quad (1.10)$$

adică sarcina din secundar cu un anumit factor de putere se reflectă în primar aproximativ cu același factor de putere. Oricum, chiar la un transformator real cu pierdere nu se schimbă în limite mari defazajul dintre ($\underline{U}_1 \underline{I}_1$) în raport cu defazajul dintre ($\underline{U}_2 \underline{I}_2$), la încărcări în jurul valorilor nominale.

Puterea instantanee p_1 primită de transformator pe la bornele înfășurării primare de regaseste în parte în pierderile prin efect Joule în cele două înfășurări, în pierderile în miezul feromagnetic, o parte reprezintă variația în unitatea de timp a energiei localizate în câmpul de dispersie a înfășurărilor și în miezul magnetic, iar cea mai mare parte se transmite pe la bornele înfășurării secundare – sub forma puterii instantanee p_2 – receptorului:

$$p_1 = p_j + p_{Fe} + p_{f_2} + p_m + p_2 \quad (1.11)$$

La funcționarea în sarcină a transformatorului se produc căderi de tensiune în înfășurări datorită rezistenței de dispersie a acestora; tensiunea la bornele secundarului variază de la funcționarea în gol la funcționarea în sarcină în funcție de căderile de tensiune din înfășurări și din defazajul curentului din secundar față de tensiunea la bornele respective.

1.1.5 INDUCTIVITĂȚILE CIRCUITELOR CUPLATE MAGNETIC ȘI COEFICIENȚII DE DISPERSIE

Se spune că două circuite electrice, unul cu w_1 spire și altul cu w_2 spire, sunt cuplate magnetic dacă liniile câmpului magnetic produs de curentul care parcurge unul din circuite se închid în parte prin cel de-al doilea circuit. În fig.1.9 s-a considerat că primul circuit cu w_1 spire alimentat de la tensiunea u_1 este parcurs de curentul i_1 , iar cel de-al doilea circuit este deschis; câmpul magnetic produs de curentul din primul circuit înlănțuie, în parte, cea de a doua înfășurare. În această situație comportarea celor două circuite, sub aspectul cuplajului magnetic dintre ele este descrisă cu ajutorul inductivităților și a coeficienților de dispersie.

a. Inductivitățile proprii și inductivitățile mutuale

Notând cu φ_{11} fluxul magnetic mediu al înfășurării (1), produs de curentul i_1 care înlănțuie spiralele acestora, inductivitatea proprie a înfășurării 1 este, prin definiție raportul dintre fluxul total al înfășurării 1 și curentul i_1 :

$$L_{11} = \frac{w_1 \varphi_{11}}{i_1} \quad (1.12)$$

Notând cu φ_{12} fluxul magnetic al înfășurării (2), produs de curentul i_1 , inductivitatea mutuală dintre înfășurarea (2) și înfășurarea (1) este:

$$L_{12} = \frac{w_2 \varphi_{12}}{i_1} \quad (1.13)$$

În mod analog se definesc inductivitatea proprie a circuitului (2):

$$L_{22} = \frac{w_2 \varphi_{22}}{i_2} \quad (1.14)$$

și inductivitatea mutuală a

înfășurării (1) față de înfășurarea (2):

$$L_{21} = \frac{w_1 \varphi_{21}}{i_2} \quad (1.15)$$

cu condiția ca înfășurarea (2) să fie parcursă de curentul i_2 iar circuitul (1) să fie deschis.

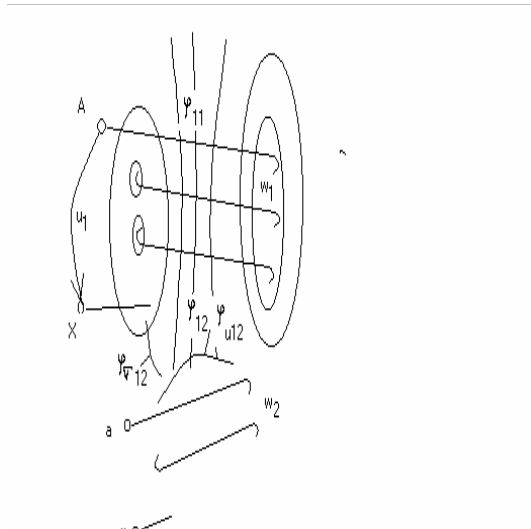


Fig. 1.9

Se știe că în cazul circuitelor filiforme:

$$L_{12} = L_{21} \quad (1.16)$$

Inductivitatea proprie a unei înfășurări depinde numai de spirele proprii, pe când inductivitatea mutuală depinde atât de numărul de spire propriu al înfășurării la care se referă, cât și de numărul de spire al înfășurării cu care este cuplată magnetic.

b. Inductivitățile de dispersie se definesc pentru a putea aprecia direct cuplajul magnetic dintre două circuite cu numere diferite de spire.

Se introduc, mai întâi noțiunile de fluxuri utile și fluxuri de scăpări (de dispersie). De exemplu pentru înfășurarea 1:

- fluxul util φ_{u12} este egal cu fluxul mutual φ_{12} : $\varphi_{u12} = \varphi_{12}$ (1.17)

- fluxul de scăpări $\varphi_{\sigma_{12}}$ este fluxul magnetic mediu care înlanțuie numai spirele bobinei 1, fără să înlanțuie spirele bobinei 2:

$$\varphi_{\sigma_{12}} = \varphi_{11} - \varphi_{12} \quad (1.18)$$

Inductivitatea utilă a înfășurării 1, în raport cu înfășurarea 2 este:

$$L_{u_{12}} = \frac{w_1 \varphi_{12}}{i_1} \quad (1.19)$$

Inductivitatea de dispersie (de scăpări) a înfășurării 1 în raport cu înfășurarea 2 este:

$$L_{\sigma_{12}} = \frac{w_1 \varphi_{\sigma_{12}}}{i_1} \quad (1.20)$$

În mod analog se definesc inductivitățile înfășurării 2, în raport cu înfășurarea 1:

- inductivitatea utilă:
$$L_{u_{21}} = \frac{w_2 \varphi_{21}}{i_2} \quad (1.21)$$

- inductivitatea de dispersie:
$$L_{\sigma_{21}} = \frac{w_2 \varphi_{\sigma_{21}}}{i_2} \quad (1.22)$$

Relațiile 1.12 - 1.15 și 1.19 - 1.22 permit stabilirea unei legături între inductivitățile proprii, respectiv mutuale și inductivitățile utile și de scăpări. Cu inductivitățile proprii și mutuale se operează în cadrul „teoriei fizice”, iar cu inductivitățile utile și de scăpări în cadrul „teoriei tehnice” a transformatorului.

Cuplajul magnetic dintre două circuite poate fi caracterizat și prin coeficienții de dispersie care exprimă raportul dintre fluxul de dispersie în anumite condiții date, și fluxul util.

Coeficientul parțial de dispersie δ_{12} al unei înfășurări este raportul dintre fluxul de dispersie și fluxul util al acelei înfășurări, definite în raport cu o înfășurare deschisă:

$$\sigma_{12} = \frac{\varphi_{\sigma_{12}}}{\varphi_{u_{12}}} = \frac{L_{\sigma_{12}}}{L_{u_{12}}} \quad (1.23)$$

În mod analog se definește coeficientul parțial de dispersie σ_{21} pentru cealaltă înfășurare:

$$\sigma_{21} = \frac{\varphi_{\sigma_{21}}}{\varphi_{u_{21}}} = \frac{L_{\sigma_{21}}}{L_{u_{21}}} \quad (1.24)$$

Coeficientul total de dispersie σ este raportul dintre fluxul de dispersie $\sigma_{1_{sc}}$ al transformatorului când o înfășurare este parcursă de curentul i_1 iar cealaltă înfășurare este legată în scurtcircuit și fluxul propriu σ_{10} al înfășurării primare la funcționarea în gol a transformatorului, prin înfășurarea primară trecând același curent i_1 :

$$\sigma = \frac{\varphi_{1_{sc}}}{\varphi_{10}} \quad (1.25)$$

Se poate demonstra că între coeficientul total de dispersie și coeficienții parțiali există relația:

$$\sigma = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_{12})(1 + \sigma_{21})} \quad (1.26)$$

Coeficientul total de dispersie este, prin urmare, independent de alegerea înfășurării primare și caracterizează în ansamblu cuplajul magnetic dintre circuite.

1.2 Transformatorul monofazat

1.2.1 Probleme generale și ipoteza privind teoria transformatorului monofazat

Întrucât teoria transformatorului polifazat - și, deci, a celui trifazat, cu cea mai largă utilizare - poate fi redusă la teoria transformatorului monofazat, se va studia, pentru început, transformatorul monofazat.

Studiul transformatorului poate fi efectuat prin două metode utilizând:

- a) teoria fizică a transformatorului idealizat, în baza unor ipoteze simplificatoare (în principal neglijarea saturației miezului magnetic și a pierderilor în fier);
- b) teoria tehnică a transformatorului real, cu luarea în considerație a principalelor fenomene care intervin în funcționarea transformatoarelor de putere.

În cele ce urmează se vor prezenta succint considerațiile și ecuațiile teoriei fizice, urmând a se dezvolta teoria tehnică a transformatorului monofazat.

1.2.2 Teoria fizică a transformatorului monofazat

În teoria fizică se acceptă următoarele ipoteze simplificatoare:

- a. Se neglijează pierderile prin curenții turbionari și histerezia din miezul feromagnetic.
- b. Se neglijează reacția curenților turbionari asupra fluxului inductor.
- c. Se consideră problema liniară a circuitului magnetic neglijându-se saturația.
- d. Se consideră că înfășurările au parametri concentrați și constanți.

Ca metode de lucru, se operează cu inductivități proprii și mutuale, aplicând principiul suprapunerii efectelor. Se consideră regimul cvasistaționar; curenții de deplasare dintre spire, între înfășurări și miezul feromagnetic se neglijează (nu sunt neglijați curenții de deplasare din circuitele electrice ale receptoarelor).

Fie un transformator monofazat cu două înfășurări (fig. 1.10). Înfășurarea primară cu w_1 spire și rezistența R_1 este alimentată de la o sursă de curent alternativ cu tensiunea u_1 , iar înfășurarea secundară cu w_2 spire și rezistența R_2 este conectată la un receptor RLC serie.

Respectând convențiile de sensuri pozitive privind mărimile electrice pentru înfășurarea primară (receptor) și pentru înfășurarea secundară (generator), prin aplicarea legii inducției electromagnetice celor două circuite ale transformatorului rezultă ecuațiile:

$$R_1 i_1 - u_1 = -w_1 \frac{d(\varphi_{11} + \varphi_{21})}{dt} \qquad R_2 i_2 + u_2 = -w_2 \frac{d(\varphi_{22} + \varphi_{12})}{dt}$$

Dacă se exprimă fluxurile proprii și fluxurile mutuale în funcție de inductivități și curenți (relațiile 1.12 - 1.15), ecuațiile de mai sus devin:

$$\begin{cases} R_1 i_1 - u_1 = -L_{11} \frac{di_1}{dt} - L_{21} \frac{di_2}{dt} \\ R_2 i_2 + u_2 = -L_{22} \frac{di_2}{dt} - L_{12} \frac{di_1}{dt} \end{cases} \quad (1.29)$$

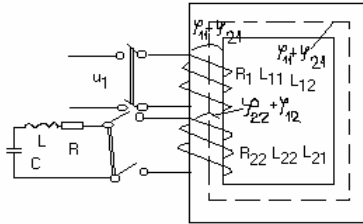


Fig.1.10

Aplicând legea inducției electromagnetice circuitului receptor, considerat de asemenea cu parametrii constanți, se obține ecuația:

$$u_2 = R i_2 + L \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{c} \int i_2 dt \quad (1.30)$$

Ordonând altfel termenii ecuațiile 1.29 - 1.30 pot fi scrise:

$$\begin{cases} u_1 = R_1 i_1 + L_{11} \frac{di_1}{dt} + L_{21} \frac{di_2}{dt} \\ -u_2 = R_2 i_2 + L_{22} \frac{di_2}{dt} + L_{12} \frac{di_1}{dt} \\ u_2 = R i_2 + L \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{c} \int i_2 dt \end{cases} \quad (1.31)$$

Necunoscutele sistemului sunt u_2 , i_1 și i_2 , ceilalți parametrii care intervin în ecuații având valori date.

Teoria fizică poate fi aplicată ca atare la unele transformatoare speciale cu caracteristică de magnetizare liniară, la care corespund - cu aproximații acceptabile - și celelalte ipoteze în care au fost scrise ecuațiile sistemului (1.31).

1.2.3 Teoria tehnică a transformatorului monofazat

Spre deosebire de teoria fizică, teoria tehnică a transformatorului își propune să țină seama de efectul saturației magnetice și de pierderile în fier.

Ca metode, teoria tehnică are în vedere următoarele:

- a) Suprapunerea efectelor, pe care se bazează teoria fizică (fiecare înfășurare tratată distinct, apoi însumarea efectelor) nu mai este posibilă din cauza saturației.
- b) În locul inductivităților proprii și mutuale se operează cu fluxul util, fluxul de dispersie și fluxul total, respectiv cu inductivitățile utile și de dispersie.

c) Se consideră că înfășurările au parametri concentrați și constanți, iar regimul este cvasistaționar.

Într-o primă etapă se va ține seama de saturația magnetică, neglijându-se pierderile în fier, apoi vor fi luate în considerație și acestea.

A. Teoria tehnică ținând seama de saturația magnetică

Fie un transformator monofazat, cu înfășurările dispuse concentric pe una din coloane, așa

cum este cazul real la majoritatea construcțiilor, înfășurarea de joasă tensiune fiind plasată în interior (fig.6.11). Dacă w_1 este numărul de spire al înfășurării primare atunci solenația primară instantanee care produce câmpul magnetic de excitație este:

$$\theta = w_1 i_1 \tag{1.32}$$

Dacă w_2 este numărul de spire al înfășurării secundare și se presupune că înfășurarea secundară este parcursă de curentul i_2 (transformatorul funcționează în sarcină), solenația secundară instantanee

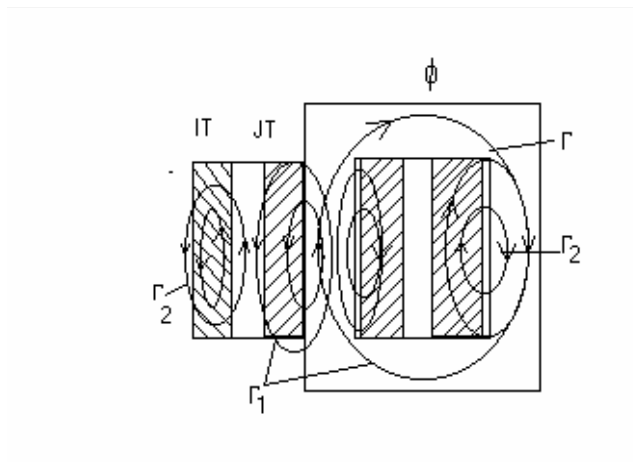


Fig. 1.11

are valoarea: $\theta_2 = w_2 i_2$ (1.33)

Cele două câmpuri magnetice alternative, de aceeași pulsație, se compun într-un câmp magnetic rezultat, produs evident de solenația rezultantă (solenația de magnetizare):

$$\theta_u = w_1 i_1 + w_2 i_2 \tag{1.33}$$

Din cauza saturației magnetice nu se poate ști în ce proporție contribuie cele două solenații θ_1 și θ_2 la stabilirea inducției magnetice într-un punct oarecare al câmpului rezultat, fiindcă suprapunerea efectelor este posibilă.

Considerând liniile unitare ale câmpului magnetic rezultat, se observă (fig.1.11) că liniile de câmp pot fi împărțite în trei categorii:

a) liniile de câmp care se închid după conturul Γ , cuprinse în întregime în miezul magnetic și care se înlanțuie cu ambele înfășurări (vor fi denumite linii ale câmpului magnetic util);

b) liniile de câmp care se închid după conturul Γ_1 , împarte prin miezul magnetic, dar și prin aer - și care se înlanțuie numai cu spirele înfășurării primare, constituind linii ale câmpului magnetic de dispersie a înfășurării primare în raport cu înfășurarea secundară;

c) liniile de câmp care se închid după conturul Γ_2 , parte prin miezul magnetic, parte prin aer, care se înlanțuie numai cu spirele înfășurării secundare constituind linii ale câmpului magnetic de dispersie a înfășurării secundare în raport cu înfășurarea primară.

Liniile câmpului util dau prin secțiunea transversală a circuitului magnetic fluxul mediu fascicular φ_u . Acest flux se înlanțuie cu cele w_1 spire ale înfășurării primare și cu cele w_2 spire ale înfășurării secundare rezultând fluxurile totale utile:

$$\begin{cases} \psi_{u_1} = w_1 \varphi_u \\ \psi_{u_2} = w_2 \varphi_u \end{cases} \quad (135)$$

Evident liniile câmpului util sunt produse de solenația rezultantă: $\theta_u = w_1 i_1 + w_2 i_2$, așa cum rezultă din aplicarea legii circuitului magnetic de-a lungul unei linii Γ a câmpului util. Din cauza saturației miezului magnetic, fluxul φ_u și fluxurile ψ_{u_1}, ψ_{u_2} nu sunt funcții liniare de solenația θ_u care le produce, ci se pot reprezenta în figura 1.2, sub forma unor curbe cu alura caracteristicilor de magnetizare a materialelor feromagnetice.

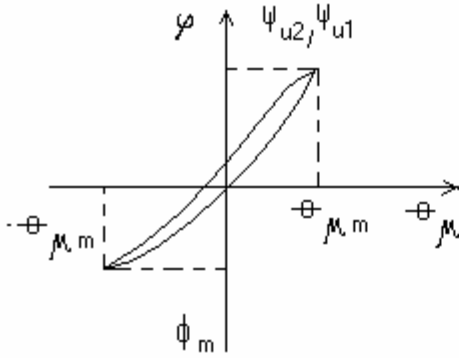


Fig. 112

$L_{\sigma_{12}}$ a înfășurării primare în raport cu înfășurare secundară, conform relației:

$$\psi_{\sigma_{21}} = L_{\sigma_{12}} \cdot i_1 \quad (136)$$

și respectiv o inductivitate de dispersie $L_{\sigma_{21}}$ a înfășurării secundare în raport cu primarul, conform relației:

$$\psi_{\sigma_{21}} = L_{\sigma_{21}} \cdot i_2 \quad (137)$$

Evident fluxurile de dispersie (de scăpări) $\psi_{\sigma_{12}}$ și $\psi_{\sigma_{21}}$ sunt relativ mici în raport cu fluxurile utile ψ_{u_1} și ψ_{u_2} , fiindcă primele se închid și prin aer pe când ultimele se închid numai prin miezul feromagnetic cu o permeabilitate mult mai ridicată.

Așadar, înfășurarea primară este străbătută de un flux total:

$$\psi_1 = \psi_{u_1} + \psi_{\sigma_{12}} = w_1 \varphi_u + L_{\sigma_{12}} \cdot i_1 \quad (138)$$

iar înfășurarea secundară de fluxul total:

$$\psi_2 = \psi_{u_2} + \psi_{\sigma_{21}} = w_2 \varphi_u + L_{\sigma_{21}} \cdot i_2 \quad (139)$$

Aplicând legea inducției electromagnetice circuitelor primare și secundare, se obțin relațiile:

În ceea ce privește liniile câmpurilor de dispersie, acestea se închid parte prin aer, parte prin miezul magnetic. Cum reluctanța miezului este mică în raport cu reluctanța porțiunii de aer, (chiar la saturația miezului), se ia în considerație numai reluctanța porțiunii de aer, care nu este afectată de saturația miezului magnetic. Aceasta permite afirmația căm fluxurile de dispersie depind liniar de solenațiile care le produc. Se pot defini, prin urmare, o inductivitate de dispersie

$$\begin{cases} R_1 i_1 - u_1 = -\frac{d}{dt}(w_1 \varphi_u + L_{\sigma_{12}} i_1) \\ R_2 i_2 + u_2 = -\frac{d}{dt}(w_2 \varphi_u + L_{\sigma_{21}} i_2) \end{cases} \quad (140)$$

sau ordonând termenii în alt mod:

$$\begin{cases} u_1 = R_1 i_1 + L_{\sigma_{12}} \frac{di_1}{dt} + w_1 \frac{d\varphi_u}{dt} \\ -u_2 = R_2 i_2 + L_{\sigma_{21}} \frac{di_2}{dt} + w_2 \frac{d\varphi_u}{dt} \end{cases} \quad (141)$$

La acest sistem de ecuații mai trebuie adăugate:

a) relația neliniară dintre fluxul φ_u și solenația de magnetizare:

$$\varphi_u = \frac{L_u}{w_1 w_2} \theta_u \quad (142)$$

în care L_u este inductivitatea corespunzătoare fluxului util.

b) relația de definiție a solenației rezultante:

$$\theta_u = w_1 i_1 + w_2 i_2 \quad (143)$$

c) relația caracteristică a sarcinii din secundar:

$$u_2 = R i_2 + L \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{c} \int i_2 dt \quad (144)$$

În sistemul de ecuații 141 – 1.44 toți coeficienții sunt constanți, cu excepția lui L_u , fapt care nu mai permite rezolvarea sistemului aplicând metoda de reprezentare în complex.

Totuși metoda poate fi aplicată din următoarele considerente tehnice:

- a. R_1 și deci $R_1 i_1$ sunt foarte mici ($R_1 i_1 \approx 0,0.1 \cdot u_1$);
- b. $\psi_{\sigma_{12}} \ll w_1 \varphi_u$, (între 3-10%), deci $L_{\sigma_{12}} \frac{di_1}{dt} \ll w_1 \frac{d\varphi_u}{dt}$.

Înseamnă că din prima ecuație a sistemului 1.40 mai rămâne:

$$u_1 \approx w_1 \frac{d\varphi_u}{dt} \quad (1.45)$$

adică fluxul mediu fascicular φ_u este dictat practic, ca variație în timp și ca valoare instantanee de tensiune u_1 aplicată la bornele înfășurării primare. Așa cum s-a arătat, dacă u_1 este sinusoidală, de forma:

$$u_1 = U_1 \sqrt{2} \sin \omega t$$

atunci fluxul φ_u are expresia:

$$\varphi_u \approx \frac{U_1 \sqrt{2}}{\omega \cdot w_1} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (1.46)$$

având amplitudinea: $\phi_m \approx \frac{U_1 \sqrt{2}}{\omega \cdot w_1}$ (1.47)

Rezultă că în condițiile date O_μ nu este practic influențat de curenții de sarcină i_1 și i_2 , adică este practic același indiferent că transformatorul merge în gol sau în sarcină, la $U_1 = \text{const.}$

Dacă dependența $\varphi_u = f(\phi_u)$ ar fi liniară între limitele $+\phi_m$ și $-\phi_m$ (linia punctată din fig. 1.12), atunci variației sinusoidale în timp a solenației ϕ_μ i-ar corespunde o variație sinusoidală în timp a fluxului φ_u . În această situație s-ar putea defini o inductivitate L_u , corespunzătoare fluxului util, perfect constantă, independentă de solenația ϕ_μ și sistemul de ecuații care descriu funcționarea transformatorului s-ar transforma într-un sistem cu toți coeficienții constanți, care permite aplicarea metodei de reprezentare în complex:

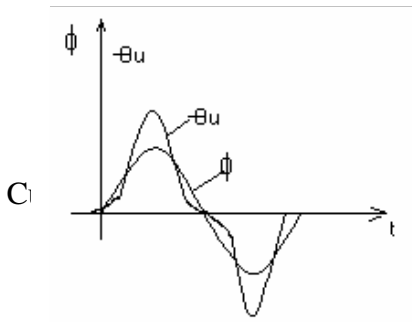
$$\begin{cases} \underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + j\omega L_{\sigma_{12}} \underline{I}_1 + j\omega w_1 \underline{\phi} \\ -\underline{U}_2 = R_2 \underline{I}_2 + j\omega L_{\sigma_{21}} \underline{I}_2 + j\omega w_2 \underline{\phi} \\ \underline{\phi} = \frac{L_\mu}{w_1 \cdot w_2} \underline{\phi}_\mu \\ \underline{\theta}_\mu = w_1 \underline{I}_1 + w_2 \underline{I}_2 \\ \underline{U}_2 = R_2 \underline{I}_2 + j\omega L \underline{I}_2 + \frac{1}{j\omega C} \underline{I}_2 \end{cases} \quad (1.48)$$

În realitate dependența $\phi = f(\theta_\mu)$ nu este liniară. Din acest motiv L_u nu mai este constantă, ci variază cu fluxul, iar solenația θ_u nu mai este o sinusoidă în timp, conținând pe lângă fundamentală și armonici de ordin impar (fig.1.13). Se poate lua însă în considerație numai armonica fundamentală a solenației θ_u și în consecință se poate lucra cu sistemul de ecuații (1.48).

Starea de saturație a miezului feromagnetic se reflectă în inductivitatea L_u . Aceasta se poate calcula cunoscând perechile de valori ϕ_m și $\theta_{\mu m}$ de pe curba $\phi = f(\theta_\mu)$ cu relația:

$$L_u = \frac{w_1 \cdot w_2 \phi_m}{\theta_{\mu m}} \quad (1.49)$$

Deci la o tensiune U_1 dată a rețelei de alimentare, solenația rezultantă θ_μ variază



între limitele bine precizate $+\theta_{\mu m}$ și $-\theta_{\mu m}$ (fig.1.12) practic independentă de curenții i_1 și i_2 .
 ită efectivă este practic independentă de valorile efective ale curenților din înfășurări. În relația $\underline{\theta}_\mu = w_1 \underline{I}_1 + w_2 \underline{I}_2$, mărimea θ_μ fiind practic o constantă, înseamnă că la un curent de sarcină

Fig. 1.13

I_2 variabil cu mărime, curentul I_1 absorbit de la rețeaua de alimentare ia întotdeauna o astfel de valoare încât solenația rezultantă de magnetizare să rămână practic constantă.

În aceste condiții se poate scrie:

$$\underline{\theta}_\mu = w_1 \underline{L}_1 + w_2 \underline{L}_2 = w_1 \underline{L}_{10} \quad (1.50)$$

adică θ_μ reprezintă solenația înfășurării primare la regimul de mers în gol. Cum pierderile în fier nu au fost luate până acum în considerație, curentul din înfășurarea primară la mersul în gol este egal cu curentul de magnetizare I_μ .

În sistemul de ecuații (1.48) se pot introduce notațiile:

$$\underline{E}_1 = -j\omega w_1 \underline{\phi} \quad ; \quad \underline{E}_2 = -j\omega w_2 \underline{\phi} \quad (1.51)$$

ca fiind t.e.m. utile primară, respectiv secundară. Valorile efective ale t.e.m. E_1 și E_2 sunt:

$$\begin{cases} E_1 = \frac{2\Pi}{\sqrt{2}} f w_1 \phi_m \\ E_2 = \frac{2\Pi}{\sqrt{2}} f w_2 \phi_m \end{cases} \quad (1.52)$$

și evident:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2} \quad (1.53)$$

În acest fel primele două ecuații din sistemul (1.48) devin:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_1 \underline{I}_1 + jX_{\sigma_{12}} \underline{I}_1 - \underline{E}_1 \\ -\underline{U}_2 &= R_2 \underline{I}_2 + jX_{\sigma_{21}} \underline{I}_2 - \underline{E}_2 \end{aligned} \quad (1.54)$$

unde:

$$\begin{aligned} X_{\sigma_{12}} &= \omega \cdot L_{\sigma_{12}} \\ X_{\sigma_{21}} &= \omega \cdot L_{\sigma_{21}} \end{aligned} \quad (1.55)$$

reprezintă reactanțele de scăpări ale celor două înfășurări.

O formă finală a ecuațiilor care descriu comportarea transformatorului se obține prin raportarea mărimilor unei înfășurări la cealaltă înfășurare; de regulă se raportează mărimile înfășurării secundare la primar, dar se poate proceda și invers. Scopul raportării constă în obținerea unor parametri comparabili pentru cele două înfășurări, cu posibilitatea reprezentării ecuațiilor transformatorului în diagrame fazoriale cu fazari comparabili ca mărime (pentru tensiuni, curenți, căderi de tensiune) sau într-o schemă echivalentă unică, cu circuitele corespunzătoare celor două înfășurări cuplate galvanic.

Criteriul raportării este energetic: Fie că se operează cu mărimi neraportate, fie că se operează cu mărimile raportate, trebuie să se conserve puterea aparentă respectiv pierderile în înfășurarea raportată.

Expresiile mărimilor raportate ale înfășurării secundare se obțin înmulțind a doua din sistemul (1.48) cu $\frac{w_1}{w_2}$ și folosind un artificiu de calcul:

$$-\underline{U}_2 \frac{w_1}{w_2} = R_2 \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 \cdot \underline{I}_2 \cdot \frac{w_2}{w_1} + jX_{\sigma_{21}} \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 \cdot \underline{I}_2 \cdot \frac{w_2}{w_1} - \underline{E}_2 \frac{w_1}{w_2} \quad (1.56)$$

sau:

$$-\underline{U}'_2 = R'_2 \underline{I}'_2 + jX'_{\sigma_{21}} \cdot \underline{I}'_2 \underline{E}'_2 \quad (1.57)$$

de unde rezultă:

$$\begin{cases} -\underline{U}'_2 = U_2 \frac{w_1}{w_2} & R'_2 = R_2 \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 \\ \underline{E}'_2 = E_2 \frac{w_1}{w_2} = E_1 & X'_{\sigma_{21}} = X_{\sigma_{21}} \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 \\ \underline{I}'_2 = I_2 \frac{w_2}{w_1} & Z'_2 = Z_2 \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 \end{cases} \quad (1.58)$$

În final se obține următorul sistem de ecuații:

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + jX_{\sigma_{12}} \underline{I}_1 - \underline{E}_1 \\ -\underline{U}'_2 = R'_2 \underline{I}'_2 + jX'_{\sigma_{21}} \underline{I}'_2 - \underline{E}'_2 \\ \underline{E}_1 = \underline{E}'_2 \\ \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 = \underline{I}_{10} = \underline{I}_\mu \\ \underline{U}'_2 = R' \cdot \underline{I}'_2 + jX' \cdot \underline{I}'_2 \end{cases} \quad (1.59)$$

cu impedanța de sarcină formată din:

$$R' = R \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 \quad \text{și} \quad X' = \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2$$

Acestui sistem îi corespunde diagrame de fazori din fig. 1.14 în care s-a luat ca mărime de referință fluxul $\underline{\phi}$. Tensiunile electromotoare sunt defazate în urma fluxului cu $\frac{\pi}{2}$. Deoarece $I_{10} = I_\mu$ reprezintă doar (2-8)% din I_{1n} rezultă că \underline{I}_1 și \underline{I}'_2 sunt aproape în opoziție de fază. Același lucru se poate spune și despre tensiunile \underline{U}_1 și \underline{U}'_2 .

În diagrama de fazori succesiunea înscrierii fazorilor este marcată prin cifre; s-a construit mai întâi diagrama corespunzătoare primei ecuații, apoi diagrama corespunzătoare celei de a

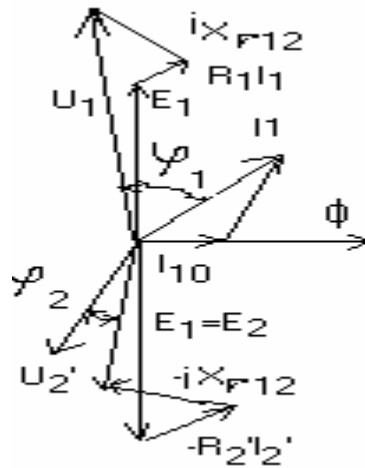


Fig.1.14

a doua ecuații din sistemul (1.59).

B. Teorie tehnică a transformatorului ținând seama de pierderile în fier.

Fluxul magnetic prin miezul transformatorului variind periodic în funcție de timp, în miezul feromagnetic se produc pierderi prin histerezis și pierderi datorate curenților turbionari induși în tole. În consecință în diagrama fazorială ar trebui să apară o componentă a curentului de mers în gol în fază cu E_1 , care să reflecte existența pierderilor în fier.

a) Pierderile prin histerezis pot fi exprimate prin relația:

$$\rho_H = \sigma_H \cdot f \cdot B^2$$

(1.60)

și se iau în considerație defazând curentul I_{10} absorbit din rețea, la mersul în gol, la unghiul α de avans histerezis înaintea fluxului ϕ (fig. 6.15), valoarea lui α fiind dată de relația:

$$\sin \alpha = \frac{\rho_H}{E_1 I_{10}} \tag{1.61}$$

Dacă $U_1 = const.$ și α este constant. Relațiile (6.59) se păstrează dar curentul de mers în gol are două componente:

$$I_{10} = I_{\mu} + I_H$$

(1.62)

Componenta I_{μ} este componenta de magnetizare și este în fază cu fluxul ϕ ; ea este aceea care produce fluxul util. Componenta I_H corespunde pierderilor histerezis și este definită prin relația:

$$I_H = I_{10} \sin \alpha = \frac{\rho_H}{E_1} \quad (1.63)$$

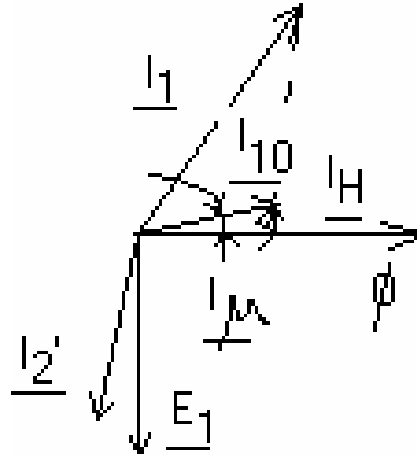
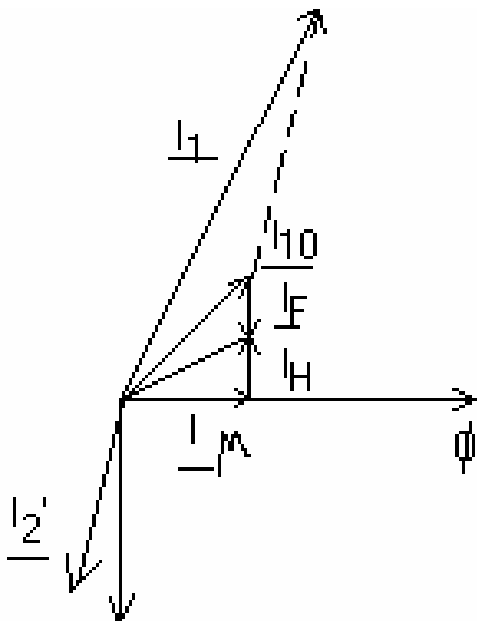


Fig.1.15

și este în fază cu t.e.m. $-E_1$, adică în cuadratură cu fluxul ϕ .

b) Pierderile prin curenți turbionari se au în vedere considerând că înfășurarea primară și curenții turbionari din fierul miezul magnetic formează un transformator cu



secundarul în scurtcircuit. Tensiunile electromotoare care întrețin acești curenți turbionari sunt stabilite în principal tot de fluxul util ϕ , astfel că sunt defazate cu $\frac{\pi}{2}$ în urma lui, adică sunt în fază cu

E_1 sau E_1' sau E_2' . Fie I_F curentul echivalent, raportat la primar, al curenților turbionari. Cum t.e.m. corespunzătoare circuitelor curenților turbionari raportată la primar este evident E_1 , înseamnă că I_F și E_1 sunt în fază (fig.1.16). Valoarea curentului I_F este dată de relația:

$$I_F = \frac{\rho_F}{E_1}$$

Fig.1.16

Și în cazul considerării pierderilor în fier se păstrează valabilitatea ecuațiilor (1.59), dar curentul de mers în gol are trei componente:

$$\underline{I}_{10} = \underline{I}_{\mu} + \underline{I}_H - \underline{I}_F \quad (1.65)$$

De obicei componentele de pierderi \underline{I}_H și $-\underline{I}_F$, având aceeași fază, se însumează într-o singură componentă, denumită componenta watată a curentului de mers în gol, adică:

$$\underline{I}_{10} = \underline{I}_{1\mu} + \underline{I}_{1w} \quad (1.66)$$

Conform acestei ultime relații curentul I_{10} este în avans față de fluxul $\underline{\phi}$ cu unghiul β , definit prin relația :

$$\sin \beta = \frac{\rho_f + \rho_h}{E_1 I_{10}} = \frac{\rho_{Fe}}{E_1 I_{10}} \quad (1.67)$$

Componenta I_w este redusă în comparație cu I_{μ} astfel încât \underline{I}_{10} este defazat cu aproape 90° față de \underline{U}_1 , de unde rezultă că la mersul în gol transformatoarele funcționează cu un factor de putere redus.

Diagrama de fazori din figura 1.14 nu se modifică decât sub aspectul compunerii curenților.

Primele două ecuații ale sistemului (1.59) împreună cu relația (1.66) pot fi interpretate ca ecuațiile unui cuadripol în T (fig.1.17).

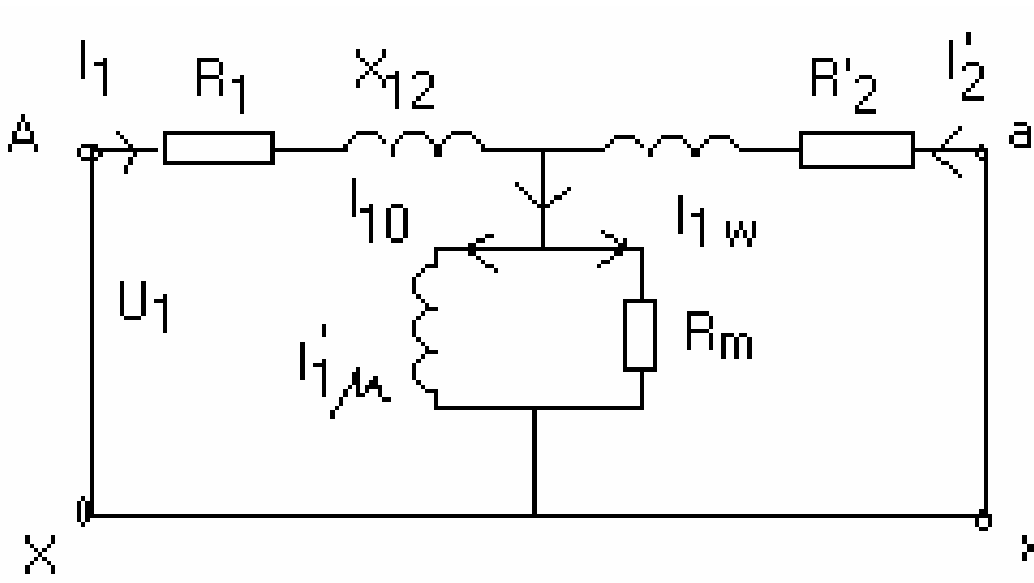


Fig.1.17

S-a ținut seama că $\underline{E}_1 = \underline{E}_2$ și s-a notat:

$$-E_1 = jX_{\mu} I_{1\mu} \tag{1.68}$$

unde x_{μ} este reactanța corespunzătoare circuitului de magnetizare.

Pierderile în fier au fost luate în considerație prin rezistența R_m , a cărei valoare se determină din relația:

$$R_m = \frac{\rho_{Fe}}{I_{1w}^2} = \frac{\rho_H + \rho_F}{I_{1w}^2} = \frac{E_1^2}{\rho_{Fe}} \tag{1.69}$$

Regimul de funcționare în gol

Corespunde alimentării înfășurării primare cu tensiunea U_1 , secundarul fiind deschis (schema electrică pentru încărcarea în gol a transformatorului monofazat este dată în fig.1.18). Schema echivalentă și diagrama de fazori pentru regimul de mers în gol sunt reprezentate în fig.1.19, a și b, ele rezultând din figurile 1.17 și respectiv 1.14, considerând $I_2 = 0$.

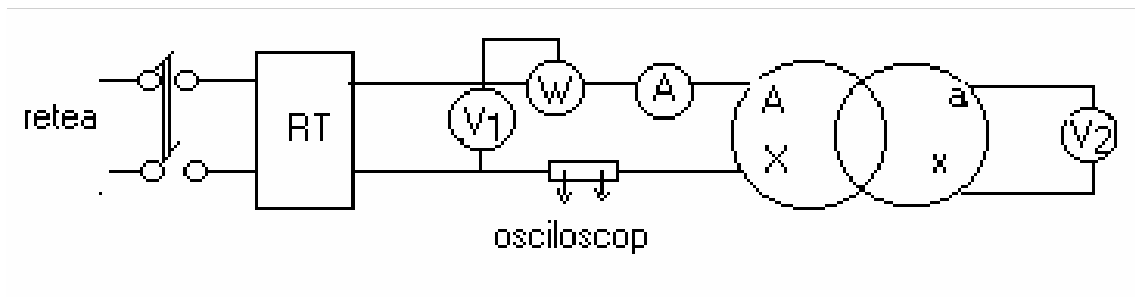


Fig.1.18

La funcționarea în gol se determină raportul de transformare al transformatorului (la $U_1 = U_{1n}$):

$$K_{\mu} = \frac{U_1}{U_{20}} \approx \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2} \tag{1.70}$$

considerându-se $I_{10} \ll I_{1n}$, deci $U_1 \approx E_1$.

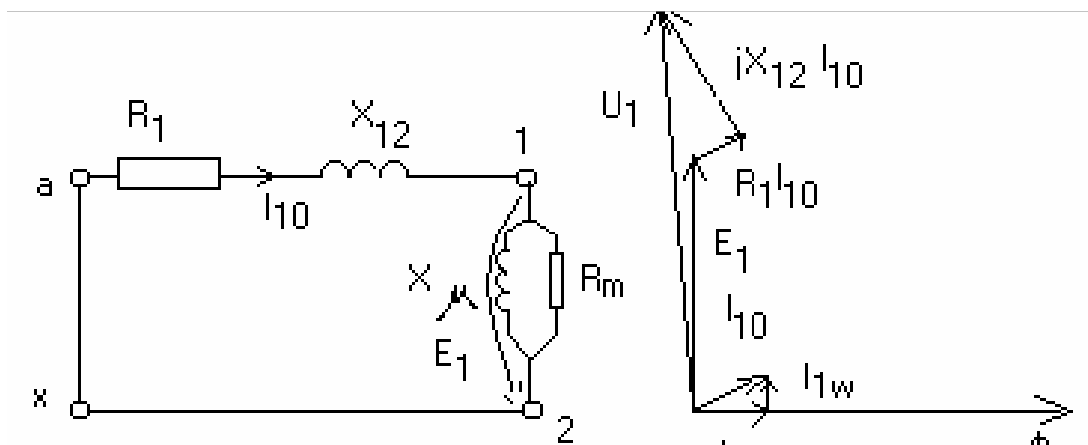


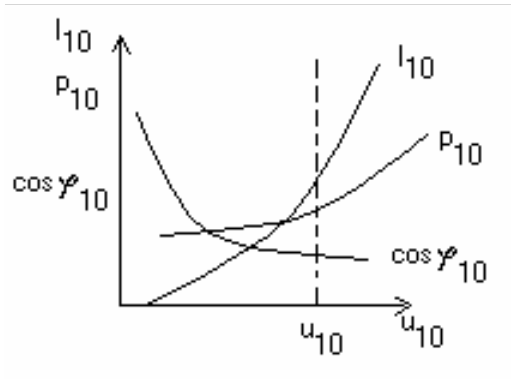
Fig.1.19

Puterea luată de transformator de la rețea în regimul de mers în gol se transformă în pierderi. Pierderile Joule produse în înfășurarea primară sunt neglijabile în raport cu pierderile nominale :

$$\rho_{j_0} = R_1 \cdot I_{10}^2 \approx (0,1...3) \frac{0}{100} \rho_{jn} \quad (1.71)$$

Pierderile produse în miezul feromagnetic au o valoare apropiată de pierderile în regim nominal, deoarece fluxul magnetic prin miez are o valoare aproape constantă de la funcționarea în gol la funcționarea în sarcină. Practic pierderile măsurate de wattmetrul din fig.1.18. la $U_1=U_{1n}$, se consideră pierderile în fier nominale ale transformatorului, constituind o mărime foarte importantă în aprecierea acestuia.

Dacă se variază treptat tensiunea U_1 aplicată la bornele înfășurării primare de la zero la cca $1,15 U_{1n}$ și se trec într-un tabel valorile măsurate se pot trasa curbele $I_{10} = f(U_{10}), P_{10} = f(U_{10})$ și $\cos \varphi_{10} = f(U_{10})$, la $I_2 = 0$ și $f = \text{const.}$



Aceste curbe, reprezentate în figura 1.20 constituie caracteristicile de funcționare în gol.

Curentul la funcționarea în gol este de asemenea un parametru prescris prin standard, exprimat de regulă în procente din curentul primar nominal. La seria unitară de transformatoare trifazate cu puteri până la 1600 kVA, $i_0 = (1,5 - 3) \%$.

Fig.1.20

În regimul de mers în gol transformatorul se comportă ca o bobină de reactanță cu miez de fier saturat. Dacă tensiunea de alimentare este sinusoidală, rezultă că și fluxul este sinusoidal (relațiile 1.7 și 1.8). Acesta poate fi scris, considerând $u_1 = U_1 \cdot \sqrt{2} \cos \omega t$:

$$\varphi = B \cdot A_{Fe} = \frac{U_1 \sqrt{2}}{\omega \cdot w_1} \sin \omega t \quad (1.72)$$

unde A_{Fe} este aria secțiunii miezului feromagnetic (coloanei) și deci inducția magnetică are expresia :

$$B = \frac{U_1 \sqrt{2}}{\omega \cdot w_1 A_{Fe}} \sin \omega t = B_n \sin \omega t \quad (1.73)$$

adică variază sinusoidal în timp. Prin aplicarea legii circuitului magnetic rezultă curentul de mers în gol:

$$i_{10} = \frac{H \cdot l_{Fe}}{w_1} \quad (1.74)$$

de unde rezultă că i_{10} nu mai are o variație sinusoidală în timp, deoarece dependența dintre B și H nu este liniară. Cunoscând caracteristica de magnetizare a miezului sub forma $\varphi = f(i_\mu)$, variația în timp a curentului de magnetizare se determină grafic, așa cum se arată în figura 1.21. Variația în timp a curentului de mers în gol $i_{10} = f(t)$ poate fi

determinată dacă se are în vedere că i_u și i_w sunt defazați cu 90^0 , iar variația componentei active (wattate) se consideră sinusoidală (fig.1.22). Curbele curentului de magnetizare i_u și a curentului de mers în gol i_{10} conțin, în afara fundamentalei, numeroase armonici de ordin superior, printre care armonica de ordinul 3 în opoziție de fază, armonica 5^a în fază etc. La inducții peste 1,6 T amplitudinea armonicii 5 poate depăși 30% din amplitudinea fundamentalei.

Factorul de putere la funcționarea în gol se determină cu relația:

$$\cos \varphi_{10} = \frac{P_{10}}{U_{10} I_{10}} \tag{1.75}$$

și depinde de gradul de saturație al transformatorului. Inducția magnetică B crește proporțional cu U_{10} , dar după cotul curbei de magnetizare o mică sporire a inducției conduce la o creștere mare a curentului de magnetizare, deci la o scădere a factorului de putere, (fig.1.20).

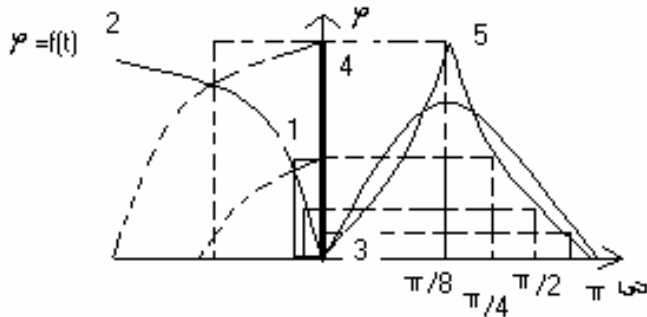


Fig.1.21

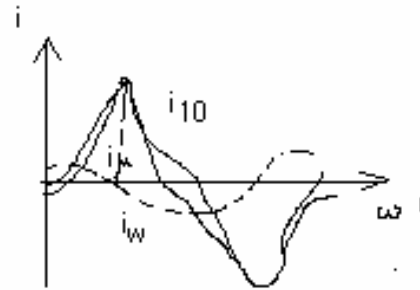


Fig.1.22

Regimul de scurtcircuit

Un transformator electric funcționează în scurtcircuit în cazul când înfășurarea primară este alimentată de la o sursă de curent alternativ, iar bornele înfășurării secundare se conectează în scurtcircuit, impedanța receptorului fiind nulă ($Z=0$).

În exploatare, când la bornele înfășurării primare este aplicată tensiunea nominală, regimul de scurtcircuit reprezintă un regim de avarie, în înfășurări circulând curenți de 15-25 ori mai mari decât curenții nominali. În tehnica încercărilor transformatoarelor se realizează încercări de scurtcircuit în baza schemei din figura 1.23, primarului aplicându-i-se progresiv tensiuni mici astfel încât curenții din înfășurări să depășească cel mult 10-20% curenții nominali. Alimentarea primarului cu tensiune variabilă se efectuează prin intermediul unui regulator de tensiune. Notându-se valoarea tensiunii U_{1k} aplicată primarului (numită tensiune de scurtcircuit și măsurată cu voltmetrul V), a curentului I_{1k} din înfășurarea primară măsurat cu ampermetrul A și a puterii P_{1k} absorbită la funcționarea în scurtcircuit, măsurată cu wattmetrul W, se trasează caracteristicile $I_{1k}=f(U_{1k})$, $P_{1k}=f(U_{1k})$ și $\cos \varphi_{1k} = f(U_{1k})$ a căror alură este arătată în fig.1.24.

La funcționarea transformatorului în scurtcircuit curenții prin înfășurări au valori foarte mari și curentul de mers în gol se poate neglija. Schema echivalentă și diagrama de

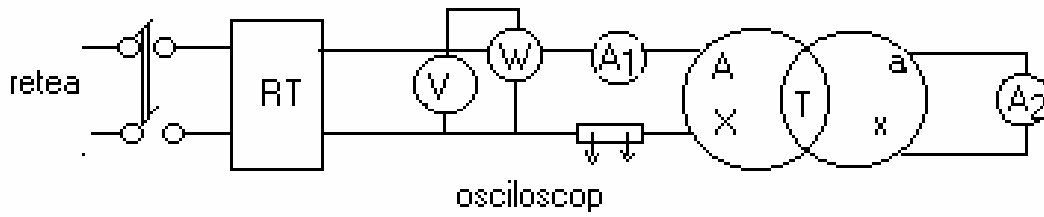
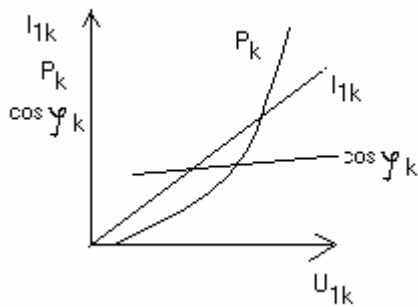


Fig.1.23



Fazori corespunzătoare funcționării în scurtcircuit sunt reprezentate în figurile 1.25 și 1.26, unde:

$$R_k = R_1 + R_2 \quad (1.76)$$

$$X_{\sigma_k} = X_{\sigma_{12}} + X_{\sigma_{21}}$$

Curentul de scurtcircuit are valoarea efectivă I_{1kn} dată de relația:

Fig. 1.24

$$I_{1kn} = \frac{U_{1n}}{\sqrt{R_k^2 + X_{\sigma_k}^2}} \quad (1.77)$$

Tensiunea de scurtcircuit nominală a transformatorului se definește ca fiind tensiunea aplicată înfășurării de înaltă tensiune când joasa tensiune este în scurtcircuit pentru a se obține prin înfășurări curenții nominali, adică:

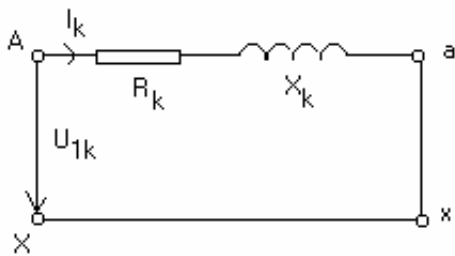


Fig.1.25

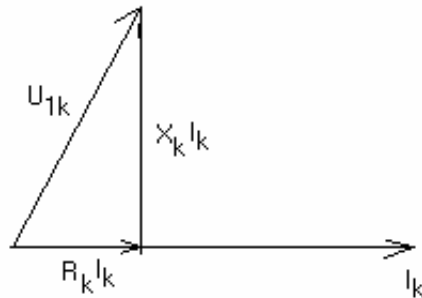


Fig.1.26

$$U_{1k} = I_{1n} \cdot Z_k \quad (1.78)$$

sau în procente din tensiunea nominală:

$$\mu_k = \frac{U_{1k}}{U_{1n}} 100 \quad (1.79)$$

Tensiunea de scurtcircuit poate fi scrisă sub forma:

$$\mu_k = \sqrt{\mu_{k_a}^2 + \mu_{k_r}^2} \quad (1.80)$$

în care:

$$\mu_{k_a} = \frac{R_k \cdot I_{1n}}{U_{1n}} 100$$

este componenta activă a tensiunii de scurtcircuit, iar

$$\mu_{k_r} = \frac{X_{\sigma_k} \cdot I_{1n}}{U_{1n}} \quad (1.81)$$

este componenta reactivă.

Tensiunea de scurtcircuit depinde de puterea transformatorului și de construcția înfășurărilor; în mod uzual $\mu_k = 5 \div 12\%$, valorile fiind standardizate în funcție de puteri pentru a se asigura posibilitățile de funcționare în paralel și pentru limitarea curenților de scurtcircuit din rețele. Din (1.77), (1.78) și (1.79) valoarea efectivă a curentului de scurtcircuit nominal se poate scrie:

$$I_{1k_n} = \frac{100 \cdot I_{1n}}{\mu_k} \quad (1.82)$$

Puterea primită de transformator din rețea la funcționarea în scurtcircuit este transformată în principal în pierderi în înfășurări prin efect Joule, deoarece pierderile în miez sunt foarte mici (μ_k este mică). Pentru $I_{1k} = I_{1n}$ se consideră că pierderile măsurate cu wattmetrul indică pierderile nominale în înfășurări.

Trebuie menționat că pierderile la funcționarea în scurtcircuit ale aceluiași transformator pot diferi dacă măsurarea se efectuează pe transformatorul decuvat sau încuvat, în al doilea caz liniile câmpului de dispersie putând produce pierderi suplimentare destul de importante în elementele cuvei.

Regimul de funcționare în sarcină

Se realizează atunci când înfășurarea primară este alimentată la tensiunea $U_1 = U_{1n} = const.$, iar impedanța de sarcină este variabilă. În aceste condiții interesează cum variază curenții prin înfășurări și tensiunea la bornele secundarului, precum și bilanțul puterilor.

Admițând și acum ipoteza $I_{10} \approx 0$, schema echivalentă a transformatorului este cea din figura 1.27, iar diagrama de fazori este arătată în figura 1.28. Ecuațiile de funcționare devin:

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = (R_1 + R_2) \underline{I}_1 + j(X_{\sigma_{12}} + X_{\sigma_{21}}) \underline{I}_1 - \underline{U}_2 \\ \underline{I}_1 = -\underline{I}_2 \end{cases} \quad (1.83)$$

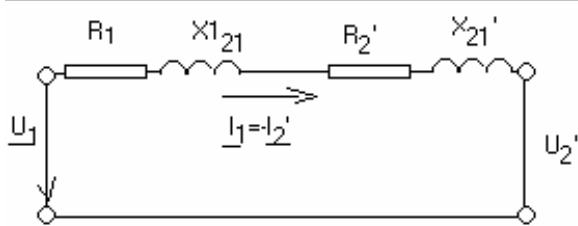


Fig.1.27

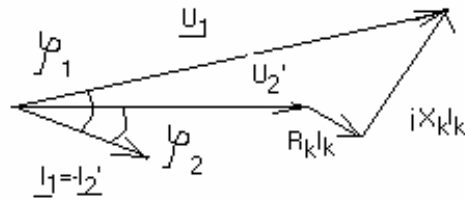


Fig.1.28

sau ținând seama de expresiile (1.76):

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = (R_k + jX_{\sigma_k})\underline{I}_1 - \underline{U}_2 \\ \underline{I}_1 = -\underline{I}_2 \end{cases} \quad (1.84)$$

unde R_k și X_{σ_k} sunt rezistența și reactanța globală (kapp) ale transformatorului; diagrama de fazori simplificată din fig.1.28 se mai numește și diagrama Kapp a transformatorului.

1.2.5 BILANȚUL ENERGETIC ȘI RANDAMENTUL TRANSFORMATORULUI MONOFAZAT

a. Bilanțul puterilor se poate stabili plecând de la ecuațiile tensiunilor în mărimi neraportate:

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + jX_{\sigma_{k2}} \underline{I}_1 - \underline{E}_1 \\ -\underline{U}_2 = R_2 \underline{I}_2 + jX_{\sigma_{21}} \underline{I}_2 - \underline{E}_2 \\ \underline{E}_2 = \frac{w_2}{w_1} \underline{E}_1 \end{cases} \quad (1.85)$$

și înmulțind prima ecuație cu conjugatul complex al curentului \underline{I}_1 (marcat prin \underline{I}_1^*), iar a doua ecuație cu \underline{I}_2^* :

$$\begin{cases} \underline{U}_1 \cdot \underline{I}_1^* = R_1 \underline{I}_1^2 + jX_{\sigma_{k2}} \underline{I}_1^2 - \underline{E}_1 \cdot \underline{I}_1^* \\ -\underline{U}_2 \cdot \underline{I}_2^* = R_2 \underline{I}_2^2 + jX_{\sigma_{21}} \underline{I}_2^2 - \frac{w_2}{w_1} \underline{E}_1 \cdot \underline{I}_2^* \end{cases} \quad (1.86)$$

Prin adunarea acestor ecuații se obține:

$$\underline{U}_1 \cdot \underline{I}_1^* - \underline{U}_2 \cdot \underline{I}_2^* = R_1 \underline{I}_1^2 + R_2 \underline{I}_2^2 + j(X_{\sigma_{k2}} \underline{I}_1^2 + X_{\sigma_{21}} \underline{I}_2^2) - \underline{E}_1 \cdot \underline{I}_1^* \quad (6.87)$$

S-a ținut seama că:

$$\underline{I}_1^* + \frac{w_2}{w_1} \underline{I}_2^* = \underline{I}_{10}^*$$

Pe de altă parte:

$$\underline{E}_1 \cdot \underline{I}_{10}^* = \underline{E}_1 I_{10} \cos(\underline{E}_1, \underline{I}_{10}^*) + j \underline{E}_1 I_{10} \sin(\underline{E}_1, \underline{I}_{10}^*) \quad (1.88)$$

iar $(\underline{E}_1, \underline{I}_{10}^*) = 3\frac{\pi}{2} - \beta$ conform explicației din fig.1.29. În consecință:

$$\underline{E}_1 \cdot \underline{I}_{10}^* = -\underline{E}_1 I_{10} \sin \beta - j \underline{E}_1 I_{10} \cos \beta \quad (1.89)$$

Ținând seama că, în general:

$$\underline{U} \cdot \underline{I}^* = \underline{S} = P + j \cdot Q \quad (1.90)$$

se poate scrie:

$$\underline{U}_1 \cdot \underline{I}^* = U_1 \cdot I \cos \varphi_1 + j U_1 I \sin \varphi_1 \quad (1.91)$$

$$\underline{U}_2 \cdot \underline{I}_2^* = U_2 I_2 \cos \varphi_2 + j U_2 I_2 \sin \varphi_2$$

și separând componentele în ecuația (6.87), cu considerarea expresiei (1.89) se obțin relațiile:

$$\begin{aligned} P_1 &= U_1 \cdot I_1 \cos \varphi_1 = U_2 I_2 \cos \varphi_2 + R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 + E_1 I_{10} \sin \beta \\ Q_1 &= U_1 \cdot I_1 \sin \varphi_1 = U_2 I_2 \sin \varphi_2 + X_{\sigma_{k2}} I_1^2 + X_{\sigma_{21}} I_2^2 + E_1 I_{10} \cos \beta \end{aligned} \quad (1.92)$$

Prima ecuație reflectă principiul conservării energiei. Puterea primară se regăsește în puterea secundară și în pierderile din transformator.

A doua ecuație arată că puterea reactivă furnizată de rețea primarului este parțial transmisă receptorului, iar restul servește pentru magnetizarea fierului ($E_1 I_{10} \cos \beta$) și corespunde în timp energiei magnetice înmagazinată în câmpul magnetic de dispersie ($X_{\sigma_{k2}} I_1^2 + X_{\sigma_{21}} I_2^2$). Corespunzător relațiilor (1.92) s-a redat în mod sugestiv în figura 1.30 repartiția puterilor activă P_1 și reactivă Q_1 pe care le primește transformatorul de la rețea.

La funcționarea în sarcină a transformatorului, în afară de pierderile în părțile active - în miezul feromagnetic și în înfășurări - denumite pierderi principale, se mai produc pierderi suplimentare în înfășurări, în piesele metalice de consolidare, în cuvă, etc.

b. Randamentul transformatorului monofazat se exprimă, ca la orice mașină, prin raportul:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi_2}{U_1 I_1 \cos \varphi_1} \quad (1.93)$$

sau, având în vedere relația întâia din sistemul (1.92):

$$\eta = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi_2}{U_2 I_2 \cos \varphi_2 + p_{j_1} + p_{j_2} + p_{Fe}} \quad (1.94)$$

unde p_{j_1} și p_{j_2} sunt pierderile în înfășurări corespunzătoare sarcinii I_2 iar p_{Fe} sunt pierderile în miezul feromagnetic.

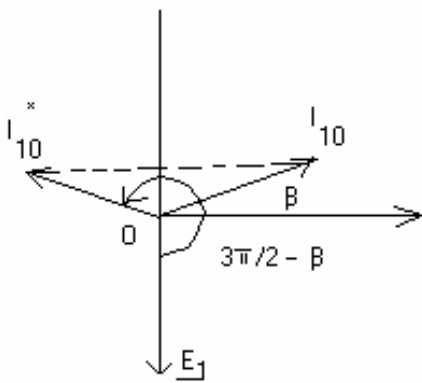


Fig.1.29

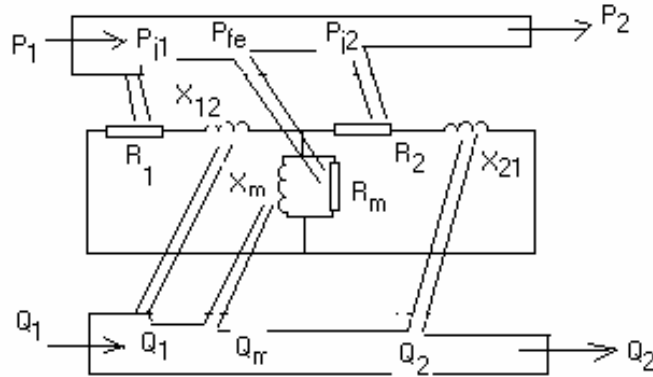


Fig.1.30

$$\Delta\mu = \frac{\Delta U_2}{U_{20}} 100[\%] = f(I_2) \quad \text{pt.} \begin{cases} U_1 = U_{1n} = \text{const.} \\ \cos \varphi_2 = \text{const.} \end{cases} \quad (1.96)$$

sau:

$$\Delta\mu = \frac{\Delta U_2}{U_{20}} 100 = f(\beta) \quad (1.97)$$

în care:

$$\beta = \frac{I_2}{I_{2n}} = \frac{I_1}{I_{1n}} \quad (1.98)$$

este factorul de încărcare al transformatorului. Scriind:

$$\frac{\Delta U_2}{U_{20}} = \frac{U_{20} - U_2}{U_{20}} = \frac{U_{20}^{\cdot} - U_2^{\cdot}}{U_{20}^{\cdot}} \quad (1.99)$$

și observând că:

$$U_{20}^{\cdot} = E_2^{\cdot} = E_1^{\cdot} \approx U_1^{\cdot}$$

rezultă:

$$\frac{\Delta U_2}{U_{20}} \approx \frac{U_1 - U_2^{\cdot}}{U_1} \quad (1.100)$$

Diferența $(U_1 - U_2^{\cdot})$ se poate calcula utilizând diagrama simplificată (Kapp) a transformatorului. Din figura 1.31 rezultă:

CARACTERISTICA RANDAMENTULUI

$\eta = f(I_2)$ sau $\eta = f(\beta)$, la $U_1 = \text{const.}$ și $\cos \varphi_2 = \text{const.}$ se poate determina în baza rezultatelor obținute la încercările în gol și în scurtcircuit. Dacă :

$$\beta = \frac{I_2}{I_{2n}} = \frac{\hat{I}_2}{\hat{I}_{2n}} \cong \frac{I_1}{I_{1n}} \quad (1.103)$$

puterea transformatorului monofazat se exprimă astfel :

$$S = U_{2n} \cdot I_2 = U_{2n} I_2 \frac{I_2}{I_{2n}} = S_n \cdot \beta \quad (1.104)$$

În mod analog se pot exprima pierderile în înfășurări prin relația :

$$p_j = \beta^2 \cdot p_{jn} \cong \beta^2 \cdot p_{kn} \quad (1.105)$$

Pierderile în fier sunt practic independente de sarcină. Cu aceste precizări, relația (6.94) se mai poate scrie :

$$\eta = \frac{\beta \cdot S_n \cdot \cos \varphi_2}{\beta \cdot S_n \cos \varphi_2 + \beta^2 \cdot p_{jn} + p_{Fe}} \quad (1.106)$$

La factor de putere constant și tensiune secundară practic constantă se poate determina β_n pentru care randamentul are valoare maximă. Făcând $\frac{d\eta}{d\beta} = 0$, rezultă că valoarea maximă a randamentului are loc pentru :

$$\beta_m = \sqrt{\frac{p_{Fe}}{p_{jn}}} \quad (1.107)$$

6.3. TRANSFORMATORUL TRIFAZAT

6.3.1 CONSTRUCȚIA TRANSFORMATOARELOR TRIFAZATE

Intr-o rețea trifazată se pot utiliza fie trei transformatoare monofazate alcătuind un grup transformatoric fie un transformator trifazat cu miez unic. În primul caz (fig.1.36) înfășurările primare ale celor trei transformatoare monofazate sunt conectate în stea, începuturile A, B, C urmând a fi alimentate de la rețea, ca și înfășurările secundare, la care capetele a, b, c alimentează rețeaua utilizatorilor. Oricare din sistemele de înfășurări, primare sau secundare, pot fi însă conectate și în triunghi. În figura 1.37 este reprezentată

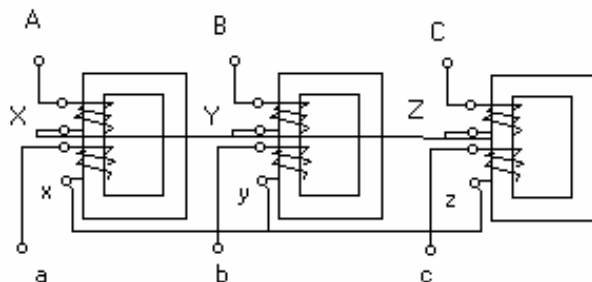


Fig.1.36

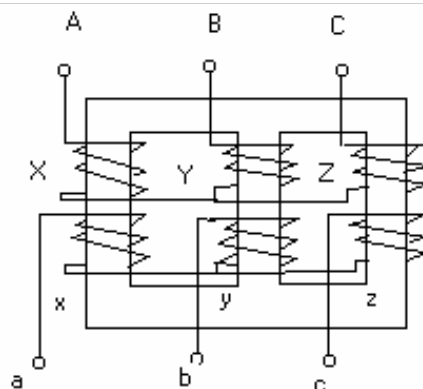


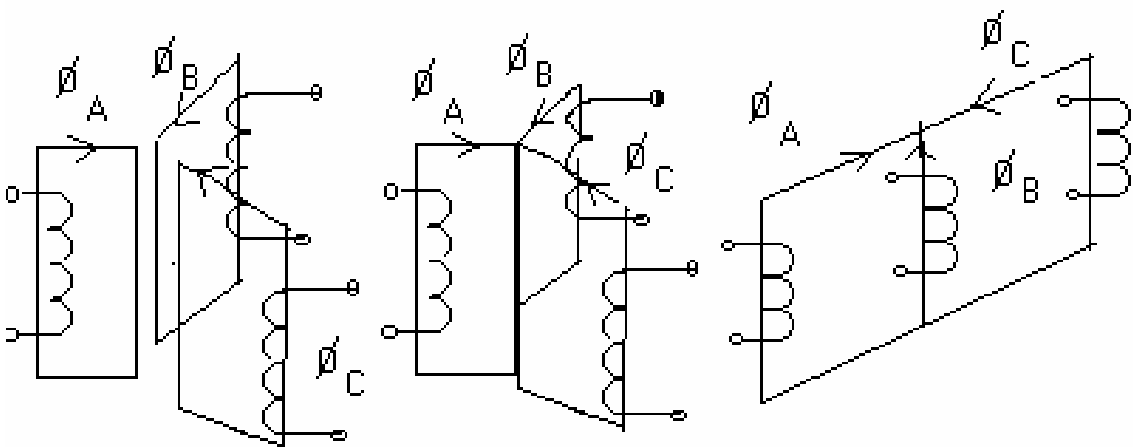
Fig.1.37

construcție trifazată compactă, având același miez pentru toate fazele, ambele înfășurări fiind conectate în stea. Ambele soluții prezintă atât avantaje, cât și dezavantaje. La grupul transformatoric, fabricația și transportul sunt mai ușoare, iar - pe de altă parte - este suficient un singur transformator monofazat de rezervă în stație, dar construcția în totalitate este mai scumpă. Soluția este curent folosită pentru transformatoare de mare putere ($S_n > 40$ MVA) și tensiuni ridicate ($U_{I.T.} \geq 220$ kV), la care problemele de transport și montaj intervin pe primul plan. A doua soluție este mai puțin costisitoare deoarece înfășurările sunt montate pe un circuit magnetic unic, dar transformatorul este mai greu de transportat în cazul unităților de mare putere și este necesar un transformator trifazat de rezervă, în stație.

Posibilitatea utilizării pentru transformatoarele trifazate a miezurilor cu trei coloane și două juguri reiese din analiza figurilor 1.38, a, b, și c. Dacă trei transformatoare se plasează unul față de celălalt ca în figura 1.38, a atunci coloanele 1, 2, 3 (fig. 1.36) se pot reuni într-o singură coloană. Însă într-un sistem trifazat simetric, suma fluxurilor magnetice utile a celor trei faze este nulă:

$$\underline{\phi}_A + \underline{\phi}_B + \underline{\phi}_C = 0 \tag{1.108}$$

Prin urmare, în coloana comună din figura 1.38, a fluxul magnetic va fi totdeauna nul și această coloană nu se justifică. Se ajunge deci la soluția constructivă din figura 1.38,



această construcție introduce o oarecare nesimetrie magnetică. În practică nesimetria se reduce prin mărirea secțiunilor jugurilor rămase cu 5-15%. Totuși, datorită nesimetriei magnetice, la funcționarea în gol curenții din înfășurările dispuse pe coloanele laterale sunt mai mari decât curentul din înfășurarea dispusă pe coloana din mijloc. Curenții la funcționarea în gol I_{A0} , I_{B0} , I_{C0} , a căror sumă este nulă în cazul conectării în stea fără fir neutru, vor forma deci un sistem trifazat nesimetric, cu defazaje diferite de 120^0 .

Ecuțiile diferențiale sau în complex ale transformatorului monofazat, diagrama de fazori și schema echivalentă se pot utiliza și pentru studiul funcționării unui grup format din trei transformatoare monofazate. Pentru transformatoarele trifazate cu miez compact aplicarea teoriei transformatorului monofazat la una din fazele transformatorului trifazat este posibilă numai dacă transformatorul funcționează în sarcină simetrică. În cele ce urmează se va avea în vedere această situație, urmând ca funcționarea transformatorului trifazat încărcat nesimetric să fie examinată într-un paragraf special.

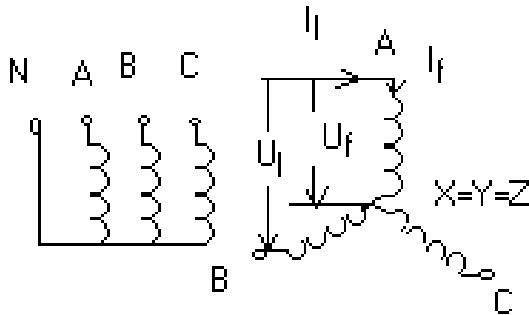
1.3.2 CONEXIUNILE ȘI GRUPELE DE CONEXIUNI ALE TRANSFORMATOARELOR TRIFAZATE

A. Schemele de conexiuni

Înfășurările primare, respectiv secundare ale transformatoarelor trifazate pot fi conectate, în principiu, în stea, în triunghi sau zigzag.

a) Conexiunea stea se simbolizează prin litera Y pentru înfășurarea de înaltă tensiune și litera y pentru joasa tensiune. Această schemă se realizează conectând împreună începuturile sau sfârșiturile de fază, (fig.1.39,a), iar capetele libere se scot la bornele transformatorului; uneori se scoate și nulul conexiunii la o bornă accesibilă pe capacul transformatorului, marcarea bornelor fiind cea indicată la par. 1.1.3.

În regim armonic, valoarea efectivă a tensiunii de linie este de $\sqrt{3}$ ori mai mare decât valoarea efectivă a tensiunii de fază - (fig.1.39,b). La conexiunea stea armonicile



sinfazice (de ordinul 3,9,15 etc.) din tensiunile de fază, de amplitudini egale, nu apar în tensiunea de linie. Această conexiune se utilizează la transformatoarele de putere pe partea de înaltă și foarte înaltă tensiune, precum și la transformatoarele de distribuție.

b) Conexiunea triunghi se simbolizează

Fig. 1.39

prin litera D pentru înfășurarea de înaltă tensiune și litera d pentru joasa tensiune. Practic schema se realizează conectând sfârșitul unei înfășurări de fază cu începutul altei înfășurări, legăturile de la punctele respective de conectare fiind scoase la borne. Există două moduri distincte de a efectua aceste conexiuni: fie prin conectarea extremităților A cu Y, cu Z și C cu X (fig.1.40,a) la o înfășurare de înaltă tensiune, fie prin conectarea extremităților X cu B, Y cu C și Z cu A. La conexiunea triunghi tensiunea de fază este egală cu tensiunea de linie, iar curentul de fază este de $\sqrt{3}$ ori mai mic decât curentul de linie (fig.1.40,b). Din această cauză schema de conexiuni triunghi se utilizează în cazul în care curenții de linie au valori mari, deci pe partea de joasă tensiune a transformatoarelor de putere, rezultând o secțiune de conductor a înfășurării de fază mai redusă, cu avantaje tehnologice de execuție. La această schemă de conexiuni armonicile sinfazice din curba curenților de fază nu mai apar în curba curentului de linie,

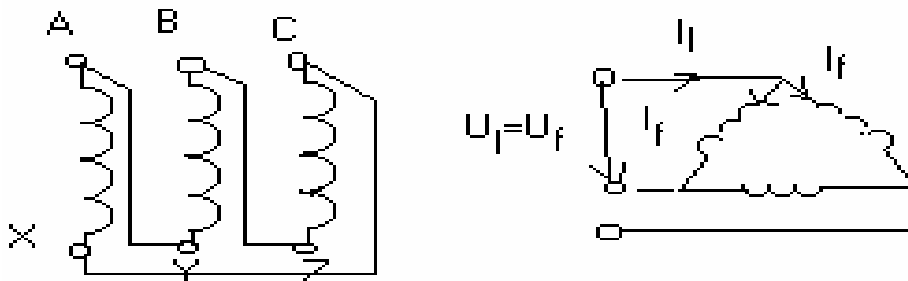


Fig.1.40

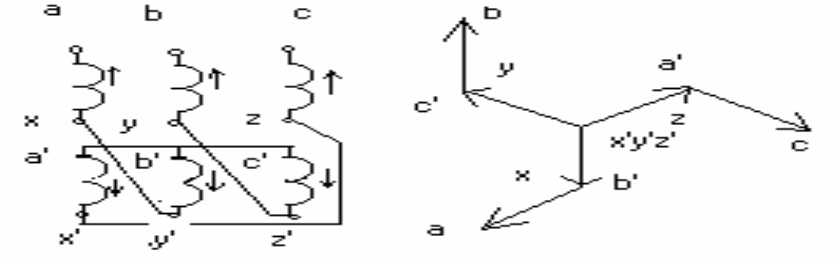


Fig.1.41

acestea închizându-se în interiorul conexiunii; prin urmare curentul de linie nu mai conține armonica de ordinul 3.

c) Conexiunea zigzag se simbolizează prin litera z pentru înfășurarea de joasă tensiune și prin litera Z pentru înalta tensiune (mai rar utilizată, la transformatoare speciale). Fiecare înfășurare de fază este formată din câte două semibobine identice care se conectează în felul următor: sfârșitul unei semibobine de pe o coloană este legat cu începutul unei semibobine de pe altă coloană (de exemplu x cu b', y cu c' și z cu a' în fig.1.41), extremitățile x, y și z fiind conectate în stea.

Tensiunea de fază la schema de conexiuni zigzag, în cazul când cele două bobine de pe coloane diferite au același număr de spire, are valoarea:

$$U_{f_z} = 2U_{f_b} \cdot \cos 30^\circ = \sqrt{3}U_{f_b} \tag{1.109}$$

unde U_{f_b} este tensiunea corespunzătoare unei semibobine.

Dacă cele șase semibobine s-ar înseria tot câte două, dar ambele de pe aceeași coloană, s-ar realiza o schemă de conexiuni stea. În acest caz tensiunea de fază ar fi:

$$U_{f_y} = 2U_{f_b} \tag{1.110}$$

deci mai mare decât în cazul conexiunii z, în raportul:

$$\frac{U_{f_y}}{U_{f_z}} = \frac{2U_{f_b}}{\sqrt{3}U_{f_b}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cong 1,15 \tag{1.111}$$

Prin urmare, tensiunea pe fază la conexiunea zigzag este mai mică decât la conexiunea stea. Pentru a obține aceeași tensiune, numărul de spire trebuie majorat de 1,15 ori, deci înfășurarea conectată în zigzag are un consum de material conductor cu 15% mai mare decât înfășurarea conectată în stea sau în triunghi.

Între mărimile de fază și cele de linie este aceeași dependență ca și la conexiunea stea:

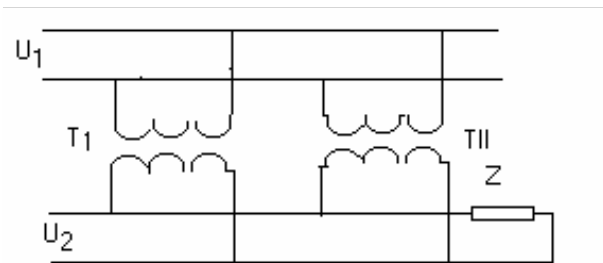
$$U_\ell = \sqrt{3}U_{f_z} \qquad I_\ell = I_{f_y} \tag{1.112}$$

Schema de conexiuni zigzag se utilizează pe partea de joasă tensiune a transformatoarelor de distribuție.

1.4.FUNCȚIONAREA ÎN PARALEL A TRANSFORMATOARELOR DE PUTERE

Două sau mai multe transformatoare se consideră că funcționează în paralel dacă au bornele primare legate la aceeași rețea de alimentare, de tensiunea U_1 , iar bornele secundare sunt conectate la o rețea receptoare de tensiune U_2 . În figura 1.42 este reprezentată schema de principiu a conectării în paralel a două transformatoare monofazate, în care Z este impedența sarcinii.

Prezența mai multor transformatoare funcționând paralel în stațiile electrice de transformatoare se justifică printr-o investiție eșalonată în timp, printr-un grad de siguranță



în exploatare sporit și prin posibilitatea de a asigura încărcarea transformatoarelor în regimuri optime.

Desigur, în această situație, pentru o putere totală dată, costurile investiției cresc, deoarece se măresc consumurile de materiale și spațiile necesare amplasamentului; totodată cresc și pierderile de putere. Trebuie, însă, avut în vedere faptul că receptorul alimentat de la stație se

Fig.1.42

dezvoltă treptat în mai mulți ani, ca putere cerută de la stație și nu există nici o rațiune că se utilizează în stație, de la început, un transformator a cărei putere să acopere sarcina la care se va ajunge de abia peste câțiva ani. În majoritatea cazurilor, fracționarea puterii transformatorului în mai multe unități mai mici se dovedește economică și apare pe deplin justificată înzestrarea treptată a stației cu unitățile necesare, pe măsura dezvoltării receptorului deservit de stație. În același timp se rezolvă mai economic și problema rezervei și asigurării continue cu energie electrică a receptorului întrucât, dacă se defectează unul din transformatoarele stației, celelalte pot suporta complet sau parțial, pentru o scurtă vreme, întreaga sarcină.

Pe de altă parte, în cazul unor sarcini reduse la anumite ore ale zilei, sau sezoniere, există posibilitatea scoaterii din funcțiune a unor unități în scopul micșorării pierderilor de energie și utilizării celor rămase în funcțiune la randamente maxime.

1.4.1 CONDIȚIILE GENERALE ALE FUNCȚIONĂRII ÎN PARALEL

La funcționarea în paralel a două sau mai multe transformatoare trebuie îndeplinite următoarele condiții generale:

- a) să nu apară curenți de circulație între transformatoarele conectate în paralel, deoarece acești curenți provoacă pierderi importante și limitează puterea transformatoarelor;
- b) fiecare transformator să se încarce cu o putere proporțională cu puterea lui nominală, iar curenții din secundar să fie, pe cât posibil, în fază.

La conectarea în paralel a unor transformatoare identice ca putere și construcție, aceste condiții se realizează de la sine. În practică se conectează însă, de multe ori, transformatoare diferite ca putere și construcție. În cele ce urmează se analizează asemenea situații, considerând - pentru simplitate - două transformatoare monofazate.

Unele abateri de la condițiile de mai sus sunt permise de norme și standarde, dar numai în limitele care se vor arăta în continuare.

La început se consideră că cele două transformatoare funcționând în paralel (fig.1.43) sunt complet diferite ca puteri nominale, rapoarte de transformare și tensiuni de scurtcircuit.

1.4.2 CONDIȚIILE IMPUSE TRANSFORMATOARELOR FUNCȚIONÂND ÎN PARALEL; ÎNCĂRCAREA TRANSFORMATOARELOR

Utilizând schemele echivalente simplificate ale celor două transformatoare funcționând în paralel și debitând pe sarcina de impedanță Z cu raportarea mărimilor primare la secundar, se obține schema echivalentă a stației din figura 1.44.

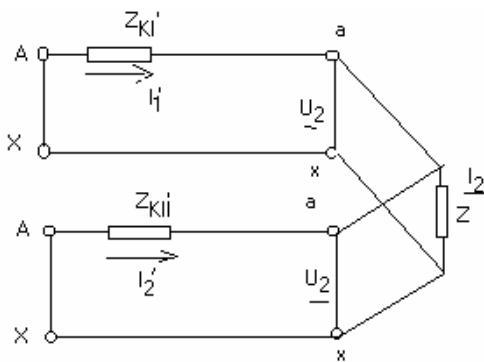


Fig.1.44

Cu z_{K1} și z_{K2} s-au notat impedanțele globale (k_{app}) raportate la secundar ale celor două transformatoare. Dacă \underline{U}_1 este tensiunea rețelei de alimentare, aceeași pentru cele două transformatoare iar k_{u1} și k_{u2} sunt rapoartele de transformare, presupuse diferite, ale celor două transformatoare, tensiunile lor primare raportate la înfășurarea secundară au expresiile :

$$\underline{U}_{11}'' = \frac{\underline{U}_1}{k_{u1}}; \underline{U}_{12}'' = \frac{\underline{U}_1}{k_{u2}} \quad (1.113)$$

În baza schemei echivalente din figura 1.44 se pot scrie ecuațiile:

$$\begin{cases} \underline{U}_{1I}'' = \underline{Z}_{kI}'' \cdot \underline{I}_{1I}'' - \underline{U}_2 \\ \underline{U}_{1II}'' = \underline{Z}_{kII}'' \cdot \underline{I}_{1II}'' - \underline{U}_2 \\ \underline{I}_{1I}'' + \underline{I}_{1II}'' = \underline{I}_2 \\ \underline{U}_2 = -\underline{Z} \cdot \underline{I}_2 \end{cases} \quad (1.114)$$

în care $\underline{I}_{1I}'' = -\underline{I}_{2I}$ și $\underline{I}_{1II}'' = -\underline{I}_{2II}$ sunt respectiv curenții primari raportați la secundar (egali și de semn contrar cu curenții reali din secundar), iar \underline{U}_2 este tensiunea secundară reală.

Din primele două ecuații rezultă curenții:

$$\begin{aligned} \underline{I}_{1I}'' = \underline{I}_{2I} &= \frac{\underline{U}_{1I}'' + \underline{U}_2}{\underline{Z}_{kI}''} \\ \underline{I}_{1II}'' = -\underline{I}_{2II} &= \frac{\underline{U}_{1II}'' + \underline{U}_2}{\underline{Z}_{kII}''} \end{aligned} \quad (1.115)$$

precum și curentul total absorbit de consumator:

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_{1I}'' + \underline{I}_{1II}'' = \underline{U}_2 \left(\frac{1}{\underline{Z}_{kI}''} + \frac{1}{\underline{Z}_{kII}''} \right) + \frac{\underline{U}_{1I}''}{\underline{Z}_{kI}''} + \frac{\underline{U}_{1II}''}{\underline{Z}_{kII}''} \quad (1.116)$$

Eliminând tensiunea \underline{U}_2 între ecuațiile (6.115) și (6.116) se obțin expresiile celor doi curenți sub forma:

$$\begin{aligned} \underline{I}_{1I}'' = -\underline{I}_{2I} &= \underline{I}_2 \frac{\underline{Z}_{kII}''}{\underline{Z}_{kI}'' + \underline{Z}_{kII}''} + \frac{\underline{U}_{1I}'' - \underline{U}_{1II}''}{\underline{Z}_{kI}'' + \underline{Z}_{kII}''} \\ \underline{I}_{1II}'' = -\underline{I}_{2II} &= \underline{I}_2 \frac{\underline{Z}_{kI}''}{\underline{Z}_{kI}'' + \underline{Z}_{kII}''} - \frac{\underline{U}_{1I}'' - \underline{U}_{1II}''}{\underline{Z}_{kI}'' + \underline{Z}_{kII}''} \end{aligned} \quad (1.117)$$

Prin urmare curenții debitați de cele două transformatoare funcționând în paralel au fiecare câte două componente. Primele componente, diferite pentru fiecare din cele două transformatoare, respectiv:

$$\underline{I}_2 \frac{\underline{Z}_{kII}''}{\underline{Z}_{kI}'' + \underline{Z}_{kII}''} \quad \text{și} \quad \underline{I}_2 \frac{\underline{Z}_{kI}''}{\underline{Z}_{kI}'' + \underline{Z}_{kII}''} \quad (1.118)$$

sunt componentele utile, impuse de sarcina comună.

Celelalte componente sunt independente de curentul \underline{I}_2 și au valori absolute egale. Ele există chiar când transformatoarele funcționează în gol, adică $\underline{I}_2 = 0$. Aceste componente reprezintă, în fapt, un curent comun care se închide între cele două transformatoare în paralel (fig.1.45), numit curent de circulație sau de egalizare. Într-adevăr se constată că, dacă în curentul \underline{I}_{1I}'' componenta respectivă are expresia:

$$\underline{I}_{circ} = \frac{\underline{U}_{1I}'' - \underline{U}_{1II}''}{\underline{Z}_{kI}'' + \underline{Z}_{kII}''} \quad (1.119)$$

în curentul \underline{I}_{1III} al celui de-al doilea transformator această componentă are exact aceeași expresie, dar cu semn schimbat.

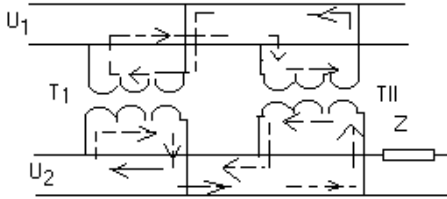


Fig.1.45

Curentul de circulație străbate primul transformator într-un sens, iar pe cel de al doilea în sens invers, fiind independent de sarcină. El încarcă suplimentar unul din transformatoare și descarcă pe celălalt, provocând încălziri nepermise în transformatorul supraîncărcat. Anularea acestui curent de circulație impune:

$$\underline{U}_{1I} - \underline{U}_{1II} = 0 \tag{1.120}$$

adică cele două tensiuni trebuie să fie egale în mărime și în fază.

Egalitatea $\underline{U}_{1I} = \underline{U}_{1II}$ înseamnă că rapoartele de transformare ale celor două transformatoare funcționând în paralel trebuie să fie egale. Standardele impun o abatere maximă de +0,5% determinată la platforma de încercări, pentru raportul de transformare, tocmai pentru a limita apariția curenților de circulație.

Relația (1.120) referindu-se la mărimi complexe, impune și aceeași fază pentru tensiunile $\underline{U}_{1I} = \underline{U}_{1II}$. De aici rezultă o a doua condiție, importantă mai ales pentru transformatoarele trifazate, și anume că transformatoarele funcționând în paralel trebuie să aibă aceeași grupă de conexiuni.

În continuare se va analiza încărcarea transformatoarelor conectate în paralel, considerându-se respectate cele două condiții pentru anularea curenților de circulație și anume:

- aceleași rapoarte de transformare;
- aceleași grupe de conexiuni.

Din ecuațiile (1.117) rezultă, în ipoteza $I_{circ}=0$, relația:

$$\frac{\underline{I}_{1I}}{\underline{I}_{1II}} = \frac{\underline{Z}_{kII}}{\underline{Z}_{kI}} = \frac{\underline{I}_{2I}}{\underline{I}_{2II}} \tag{1.121}$$

sau:

$$\frac{\underline{I}_{2I}}{\underline{I}_{2In}} = \frac{\underline{Z}_{kII} \cdot \underline{I}_{2II}}{\underline{Z}_{kI} \cdot \underline{I}_{2In}} = \frac{U_{2kII} \rho^{j(\varphi_{kII} - \varphi_{kI})}}{U_{2kI}} \tag{1.122}$$

în care $U_{2kI} = z_{kI} \cdot I_{2kI}$ și $U_{2kII} = z_{kII} \cdot I_{2kII}$ reprezintă tensiunile de scurtcircuit ale celor două transformatoare, iar φ_{kI} și φ_{kII} reprezintă unghiurile interne ale impedanțelor globale, definite prin relațiile:

$$\operatorname{tg} \varphi_{k_I} = \frac{X_{\sigma_{kl}}}{R_{k_I}} = \frac{\mu_{\Gamma_I}}{\mu_{a_I}} ; \quad \operatorname{tg} \varphi_{k_{II}} = \frac{X_{\sigma_{kl}}}{R_{k_{II}}} = \frac{\mu_{\Gamma_{II}}}{\mu_{a_{II}}} \quad (1.123)$$

Considerând $\varphi_{KI} = \varphi_{KII}$, dar $\mu_{KI} \neq \mu_{KIII}$, relația (1.122) se scrie:

$$\frac{I_{2I}}{I_{2In}} ; \frac{I_{2II}}{I_{2II_n}} = \frac{U_{2kII}}{U_{2kI}} \quad (1.124)$$

sau, înmulțind peste tot cu tensiunea U_{2n} și ordonând altfel termenii:

$$\frac{S_I}{S_{II}} = \frac{S_{I_n}}{S_{II_n}} \cdot \frac{\mu_{k_{II}}}{\mu_{k_I}} \quad (1.125)$$

Prin urmare, puterea aparentă totală $S=S_I+S_{II}$ se repartizează pe cele două transformatoare direct proporțional cu puterile aparente normale, dar invers proporțional cu tensiunile de scurtcircuit relative. Scriind:

$$\frac{S_I}{S_{II}} = \frac{\frac{S_{I_n}}{\mu_{k_I}}}{\frac{S_{II_n}}{\mu_{k_{II}}}} \quad \text{și} \quad \frac{S_I}{S_{I_n}} = \frac{S_{II}}{S_{II_n}} \cdot \frac{\mu_{k_{II}}}{\mu_{k_I}}$$

se obține relația:

$$\frac{S_I}{S_{I_n}} = \frac{S_{II}}{S_{II_n}} = \frac{S_I + S_{II}}{S_{I_n} + S_{II_n}} \quad (1.126)$$

care permite calculul încărcării celor două transformatoare funcționând în paralel, cunoscând puterile nominale și tensiunile de scurtcircuit.

Pentru ca transformatoarele să se încarce proporțional cu puterile lor nominale se impune ca ele să aibă aceleași tensiuni de scurtcircuit relative. Standardele în vigoare admit o abatere de $\pm 10\%$, determinată la platformă, pentru tensiunea de scurtcircuit prescrisă.

În cazul când $\mu_{KI} = \mu_{KIII}$, dar $\varphi_{KI} \neq \varphi_{KIII}$, rezultă că valorile relative ale curenților I_{2I}/I_{2In} și I_{2II}/I_{2II_n} sunt egale în modul, dar defazate cu unghiul $\varphi_{KII} - \varphi_{KI}$, așa cum este arătat în figura 1.46.

O diferență de fază poate apare în cazul când transformatoarele conectate în paralel

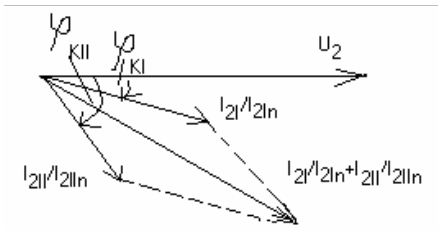


Fig.1.46

sunt de puteri diferite și chiar dacă

$$\mu_{KI} = \mu_{KII} \text{ rezultă:}$$

$$\mu_{aI} = \frac{P_{kIn}}{S_{I_n}} ; \quad \mu_{aII} = \frac{P_{kII_n}}{S_{II_n}} \quad (1.127)$$

și deci $\mu_{aI} \neq \mu_{aII}$, atrăgând după sine și

$\mu_{\Gamma I} \neq \mu_{\Gamma II}$, respectiv

$\varphi_{KI} \neq \varphi_{KII}$.

În consecință transformatoarele funcționând în paralel trebuie să nu fie de puteri mult diferite între ele (raportul puterilor să nu depășească valoarea 1:4). Standardele admit ca $\varphi_{KIII} - \varphi_{KI}$ să fie de cel mult 15% situație în care, prin însumarea geometrică a celor doi curenți (fig.1.46) în loc de însumare algebrică, suprasarcina corespunzătoare nu depășește 3,5% din sarcina normală când tensiunile de scurtcircuit ar fi egale și în fază.

În concluzie, pentru o bună comportare a transformatoarelor funcționând în paralel, este necesar să fie îndeplinite următoarele condiții:

- a) același raport de transformare, cu abateri maxime în limitele +0,5%;
- b) aceeași grup de conexiuni;
- c) aceleași tensiuni de scurtcircuit în modul, cu abateri maxime în limitele $\pm 10\%$;
- d) tensiunile de scurtcircuit să fie în fază, cu abateri admisibile până la 15° .

1.5 TRANSFORMATOARE SPECIALE

În categoria transformatoarelor speciale vor fi incluse transformatoarele a căror construcție diferă de construcția clasică a transformatoarelor de putere ca două înfășurări. Printre acestea, o mai mare importanță prezintă: autotransformatorul, transformatorul cu trei înfășurări, transformatoarele pentru schimbarea numărului de faze, transformatoarele pentru sudare și pentru alimentarea cuptoarelor cu arc, etc.

1.5.1 Autotransformatorul

Este un transformator cu miez feromagnetic și o singură înfășurare de fază, prevăzută cu una sau mai multe prize; în fapt înfășurarea de joasă tensiune reprezintă o parte a înfășurării de înaltă tensiune, cele două părți fiind legate galvanic. Autotransformatoarele pot fi monofazate sau trifazate; cele trifazate sunt conectate numai în stea. În figura 1.47 sunt prezentate schema de principiu (a) și schema electrică (b) ale unui transformator monofazat. Înfășurarea A-X este înfășurarea de înaltă tensiune cu w_i spire, iar înfășurarea a-x (sau M-N) este înfășurarea de joasă tensiune cu w_j spire; prin urmare, înfășurările primară și secundară ale autotransformatorului sunt cuplate electromagnetic și conectate galvanic, o parte din înfășurare fiind comună atât primarului cât și secundarului.

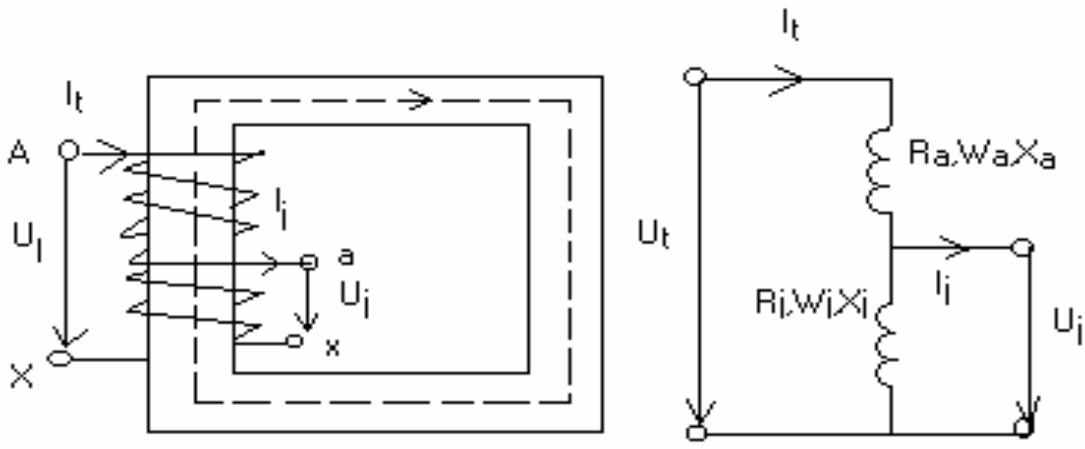


Fig.1.47.

CAPITOLUL I TRANSFORMATORUL

Autotransformatoarele pot fi atât ridicătoare cât și coborâtoare de tensiune. Raportul de transformare al autotransformatorului poate fi constant sau variabil în cazul autotransformatoarelor reglabile. Reglajul tensiunii se face în trepte, tensiunea minimă a unei trepte fiind limitată de tensiunea pe spiră. Pentru o anumită poziție a legăturii galvanice dintre cele două înfășurări, raportul de transformare este:

$$K = \frac{U_i}{U_j} = \frac{w_i}{w_j} \quad (1.128)$$

Notând cu w_a numărul de spire al porțiunii adiționale a înfășurării, parcursă numai de curentul \underline{I}_1 de pe parte de înaltă tensiune și cu \underline{I}_s curentul prin porțiunea de înfășurare comună, se poate scrie cu notațiile și sensurile din fig.1.47,b relația dintre curenți în punctul M:

$$\underline{I}_s + \underline{I}_i = \underline{I}_j \quad (1.129)$$

iar din aplicarea legii circuitului magnetic de-a lungul unei linii de câmp magnetic util rezultă, în regim armonic, ecuația scrisă în calculul complex simplificat:

$$w_z \underline{I}_i - w_j \underline{I}_s = (w_j + w_a) \underline{I}_{10} \quad (1.130)$$

Neglijând curentul de magnetizare ($\underline{I}_{10} \approx 0$) se poate scrie:

$$\frac{\underline{I}_i}{\underline{I}_s} = \frac{w_j}{w_a} = \frac{w_j}{w_i - w_j} = \frac{1}{\frac{w_i}{w_j} - 1} = \frac{1}{k - 1} \quad (1.131)$$

sau ținând seama de ecuația (1.129):

$$\underline{I}_s = (k - 1) \underline{I}_i = \frac{k - 1}{k} \underline{I}_j \quad (1.132)$$

relație care arată că valoarea curentului \underline{I}_s din partea comună de înfășurare depinde nemijlocit de raportul de transformare și este mai mică decât valoarea lui \underline{I}_j .

Puterea transferată de autotransformator, în ipoteza că pierderile sunt neglijabile, este:

$$S = U_i \underline{I}_i \approx U_j \underline{I}_j \quad (1.133)$$

O parte din această putere este transformată pe cale electromagnetică, prin inducție:

$$S_e = U_j \underline{I}_s = U_j \underline{I}_j \frac{k - 1}{k} = S \frac{k - 1}{k} \quad (1.134)$$

iar diferența:

$$S_g = S - S_e = S \frac{1}{k} \quad (1.135)$$

CAPITOLUL I TRANSFORMATORUL

reprezintă puterea transferată direct din primar în secundar pe cale galvanică.

Din examinarea relației (1.134) rezultă avantajele utilizării autotransformatorului: miezul feromagnetic se dimensionează pentru puterea electromagnetică $S_s < S_i$, iar porțiunea de înfășurare comună pentru curentul $I_s < I_j$.

