Capitolul II

TRANSFORMATOARE ELECTRICE

2.1. GENERALITĂȚI. CONSTRUCȚIA TRANSFORMATOARELOR

Transformatorul electric este un aparat static ce funcționează pe principiul inducției electromagnetice, în urma conversiei modificându-se anumiți parametri ai puterii electrice (tensiune, curent), în timp ce frecvența se menține constantă.

Un transformator este construit dintr-un miez feromagnetic pe care sunt dispuse două sau mai multe înfășurări izolate între ele și față de miez. Înfășurarea care primește energie se numește *înfășurare primară* (și se comportă ca un receptor) iar înfășurarea care furnizează energie unui circuit exterior se numește *înfășurare secundară* (are comportament de generator). Dacă valoarea efectivă a tensiunii înfășurării secundare este mai mică decât cea a înfășurării primare transformatorul se numește *coborâtor* iar în caz contrar transformatorul se numește *ridicător*.

Clasificarea transformatoarelor se face după mai multe criterii:

- a). din punct de vedere al utilizării:
 - transformatoare de putere;
 - transformatoare de construcție specială:
 - transformatoare pentru sudare,
 - autotransformatoare,
 - transformatoare de măsură,
 - transformatoare pentru schimbarea numărului de faze,
 - transformatoare cu mai multe înfășurări,
 - transformatoare de mare intensitate,
 - multiplicatoare de frecvență.
- b). din punct de vedere al numărului de faze:
 - monofazate,
 - polifazate (cele mai răspândite sunt trifazate),



Fig. 2.1. Variante constructive de miezuri.

- c). din punct de vedere al răcirii:

- răcire cu aer.
- răcire cu ulei:
 - naturală,
 - forţată.

Pe lângă principalele elemente constructive principale (miez și înfășurări) transformatoarele sunt prevăzute cu izolatoare de trecere, cuvă cu ulei, conservator și dispozitive auxiliare (prize de reglaj a tensiunii, releu de gaze, termometru, filtru cu silicagel, robinet de golire).

Miezul feromagnetic reprezintă calea de închidere a fluxului principal al transformatorului, produs de solenația de magnetizare a înfășurării primare și care înlănțuie spirele celorlalte înfășurări. Miezul magnetic este format din coloane (pe care sunt dispuse înfășurările) și juguri care sunt elemente constructive de legătură între coloane. Circuitul magnetic al transformatoarelor se realizează în două variante constructive: în coloane și în manta.

În figura 2.1.a sunt prezentate două soluții, una pentru

transformatoarele monofazate cu două coloane și a doua cu trei coloane pentru transformatoarele trifazate. În figura 2.1.b este prezentată varianta în manta pentru cazul monofazat și trifazat. Această variantă asigură în funcționare un cuplaj magnetic mai mare

Miezul feromagnetic este realizat din tole de oțel aliat cu siliciu cu grosimea de 0.35 mm și mai rar de 0.5 mm, izolate între ele cu lac izolant în vederea reducerii pierderilor prin curenți turbionari.

Asamblarea tolelor se face prin suprapunere și prin esere. La asamblarea prin suprapunere (Fig. 2.2) se confecționează coloanele și jugurile separat și apoi se realizează configuratia finală a miezului cu aiutorul schelajului metalic.





Fig. 2.2. Îmbinarea miezului prin suprapunere.

Fig. 3.2. Îmbinarea miezului prin țesere.

Asamblarea prin țesere se utilizează cel mai des deoarece se micșorează întrefierul îmbinării (Fig. 2.3.). În figura 2.3.a și b sunt prezentate două straturi succesive ale miezului transformatorului pentru cazul monofazat și trifazat. La aceste variante s-a adoptat soluția asamblării la 90° iar în figura 2.3.c asamblarea la 45° și la 30°/60°. În figura 2.3.d este figurat spectrul liniilor câmpului magnetic din zona de îmbinare a tolelor.



Fig. 2.4. Secțiuni transversale prin coloane.

Secțiunea transversală a coloanelor este pătrată (pentru transformatoare de mică putere) sau în trepte sub forma unui poligon înscris în cerc (Fig. 2.4). Pe măsură ce puterea transformatoarelor se mărește, crește și diametrul coloanei încât pentru umplerea unei suprafețe mai mari din aria cercului este necesar să se aleagă un număr anumit de trepte. La unitățile de mare putere se prevăd de-a lungul circuitului magnetic canale de răcire axiale (Fig. 2.4.b,c).



Fig. 2.5. Secțiuni în juguri.



Fig. 2.6. Transformator cu cinci coloane.

Jugurile au secțiuni de forma indicată în figura 2.5. Pentru jugurile din figurile a, b, c treptele jugului sunt aliniate la nivelul ferestrei la aceeași cotă, presarea bobinajului fiind eficientă în acest caz. Pentru a ușura scoaterea capetelor de bobine se recurge la utilizarea jugurilor cu trepte spre coloane presarea înfășurărilor fiind mai eficientă în acest caz.

În scopul reducerii dimensiunii jugurilor, la transformatoarele de mare putere se adoptă varianta de realizare a miezului cu cinci coloane (Fig. 2.6).

Înfăşurările transformatorului constituie alături de circuitul magnetic elemente constructive de bază. Ele trebuie să satisfacă o serie de cerințe de exploatare (rigiditate dielectrică, mecanică, termică) și de producție

(costuri reduse, tehnologii simple, consumuri reduse de materiale). Izolația înfășurărilor trebuie să reziste la tensiunea de lucru și la supratensiunile atmosferice și de comutație. De asemenea înfășurările trebuie să aibă rezistență mecanică suficientă pentru a evita distrugeri sau deformări permanente, ca urmare a eforturilor electrodinamice ce apar la scurteircuite.

Modul de execuție al înfășurărilor este impus de valoarea puterii și tensiunilor care vor determina numărul de spire și secțiunea acestora. Practica arată că secțiunea unui conductor nu trebuie sădepășească 60 - 80 mm², deci pentru densități de curent uzuale de 3 - 4 A/mm² rezultă pentru un conductor, valori ale curentului de 200 - 300 A. În situația în care valoarea curentului prin înfășurare depășește aceste limite se recurge la varianta cu mai multe conductoare în paralel sau cu grupe de conductoare în paralel.

Elementul de bază al unei înfășurări este spira, care poate fi formată din unul sau mai multe conductoare în paralel. Șirul de spire, bobinat pe o suprafață cilindrică formează un strat, înfășurarea putând avea mai multe straturi izolate între ele. O grupăde spire ale înfășurării reunite constructiv formează o bobină sau un galet. Înfășurarea de pe o coloană poate fi formată dintr-o bobină sau mai multe bobine, fiecare fiind formată dintr-un strat sau mai multe straturi de spire. Numărul de spire al unei bobine poate fi întreg sau fracționar. Pentru a obține rigiditatea dielectrică necesară și a asigura răcirea naturală a înfășurării, între spirele și bobinele ei se prevăd distanțe izolante prin care circulă fluidul de răcire și izolare (ulei, aer, etc.). Canalele pot fi longitudinale (paralele cu axele coloanelor) sau radiale (perpendiculare pe axe).

Înfășurările se pot executa cu *bobine concentrice* (Fig. 2.7) și *alternate* sau în *galeți* (Fig. 2.8). De obicei este preferată prima soluție constructivă, așezarea alternată se întâlnește mai rar la transformatoarele de forță.



Fig. 2.7. Înfășurări concentrice.

Fig. 2.8. Înfășurări în galeți.

La rândul lor înfășurările concentrice se pot executa ca înfășurări *stratificate* (cilindrice) sau ca înfășurări în *galeți;* o clasă specială o formează înfășurările tip *folie*.

Înfășurările cilindrice sau stratificate sunt formate dintr-o singură bobină în care spirele se succed în sens axial formând un singur strat sau mai multe straturi (Fig.2.9).



Fig. 2.9. Posibilități de transpunere a conductoarelor elementare.

În situația în care se folosesc mai multe conductoare elementare în paralel (deoarece secțiunea spirei a rezultat mult prea mare), conductoarele ce formează o spiră sunt de obicei identice și pot fi dispuse pe direcție axială (Fig. 2.9 -a) sau radială (Fig. 2.9 -b). Se observă că fiecare spiră este formată din câte două conductoare elementare de profil dreptunghiular. În cazul dispunerii conductoarelor elementare pe direcție radială, acestea nu ocupă poziții geometrice identice în câmpul magnetic încât reactanțele de dispersie și rezistențele corespunzătoare vor fi diferite (mai mari la conductoarele exterioare). Pentru uniformizarea repartizării curenților pe conductoarele în paralel, acestea trebuiesc transpuse (Fig. 2.9 -c), operație prin care conductoarele elementare ocupă diverse poziții pe direcție radială față de coloană, încât pe întreaga lungime se obține o echilibrare pentru toate conductoarele elementare. În situația în care se folosesc "m" conductoarele elementare în paralel numărul total de transpuneri necesar pentru egalizarea curenților prin toate conductoarele elementare este: "m – 1". În cazul concret în care se folosesc conductoare elementare sunt necesare două transpoziții. La prima transpoziție

conductorul exterior 1 trece în poziția interioară, conductorul elementar 2 trece în poziție exterioară, iar conductorul elementar 3 trece din poziția interioară în poziția mediană (Fig. 2.9 -d). Încrucișarea conductoarelor se face la trecerea de la o spiră la altă spiră și ocupă cel puțin o înălțime de conductor, fapt pus în evidență prin vederea laterală a porțiunii de înfășurare unde are loc transpoziția (Fig. 2.10 -a). Această metodă, deși comodă și simplă nu poate fi aplicată la un număr mare de transpoziții datorităpierderii mare de spațiu pe înălțime.



Fig. 2.10. Vedere laterală a transpozițiilor.



Fig. 2.11. Înfășurări spiralate.

Pentru evitarea creșterii exagerate a lungimii axiale a bobinei se consideră suficientă o singură transpoziție (Fig. 2.9 -e) cu ve-derea laterală în figura 2.10 -b. Această transpunere nu asigură o repartiție absolut uniformă a curentului în toate conductoarele ele-mentare.

Înfășurarea *spiralată* este un caz particular al înfășurării cilindrice într-un strat la care spira este formată din mai multe conductoare în paralel iar între spire există canale radiale de ulei. Această înfășurare se folosește la transformatoare de puteri mari când numărul conductoarelor elementare crește iar prin depărtarea spire-lor între ele se asigură condiții de răcire mult mai bune, fiecare conductor fiind în contact cu uleiul de răcire cel puțin cu cele două laturi mici. Înfășurările spiralate se pot realiza cu un început (Fig. 2.11 -a) și cu două începuturi, când numărul de conductoare elementare devine prea mare (poate ajunge pe fiecare parcurs la 30-40) datorită valorii ridicate a curentului (Fig. 2.11 -b), toate parcursurile conectându-se în paralel la capete. Între înfășurare și cilindrul electroizolant se prevede un canal axial realizat cu ajutorul penelor longitudinale.

Canalele radiale dintre spire se realizează cu ajutorul distantoarelor, confectionate din carton electro-

te m lo tra

tehnic cu grosime de 2mm, distanțele mai mari realizându-se prin folosirea mai multor distanțoare.

Degajarea practicată în distanțoare pentru introducerea penelor longitudinale de consolidare se face sub forma literei "T" (Fig. 12 -a) sau sub formă trapezoidală. Suprafața elicoidală a spirelor extreme (primele sau ultimile) se egalizează prin creșterea treptată a numărului de distanțoare dintre spiră și inelul de presare (suprafața de sprijin).

Fig. 2.12. Distanțori.

Conductoarele unei spire, așezate concentric, se vor găsi la distanțe diferite față de axul înfășurării, deci datorită lungimii diferite, căile de curent vor avea re-zistente diferite, iar datorită poziției diferite în câmpul de scăpări și reactanțele de dispersie vor fi diferite. Pentru a egaliza atât rezistențele cât și reactanțele căilor de curent și deci curenții prin căile de curent, se impune efectuarea transpunerii conductoarelor în cursul bobinării. Transpunerea va fi perfec-tă dacă toate conductoarele vor fi aşezate simetric în câmpul de scăpări longitudinal.



Fig. 2.13. Transpoziție clasică și simplificată.

Se consideră o înfășurare spiralată simplă (Fig. 2.13), cu șase conductoare elementare în paralel, deci simetrizarea se va face prin cinci (m - 1 = 5) transpoziții (Fig. 2.13 -a) sau printr-o transpoziție simplificată (Fig. 2.13 -b) realizată din două transpoziții de grup și una totală. În primul caz transpunerile se găsesc una sub alta pe o generatoare. Spațiul suplimentar, necesar pe înălțime, pentru executarea transpunerilor este egal cu m - 1 înălțimi axiale ale conductorului și canalului radial corespunzător, fapt ce conduce la creșterea înălțimii reale a bobinei. Pentru reducerea înălțimii bobinei se recurge la a doua variantă. Transpozițiile de grup se realizează la un sfert și la trei sferturi din înălțimea înfășurării, iar cea totală la jumătate. În figura 2.14 s-a prezentat vede-rea laterală a celor două tipuri de transpoziții a) - de grup și b) - totală. Corectitudinea schemei de transpoziție se verifică prin sumarea numerelor ce indică locurile ocupate succesiv (pe direcție radială) de fiecare conductor în cadrul unei spire în cele " m " zone ale înfășurării. Această sumă trebuie să fie aceeași pentru toate spirele în-fășurării.



Fig. 2.14. Vedere laterală a transpozițiilor.

Schela servește la strângerea jugurilor miezului magnetic, la consolidarea axială a înfășurărilor și la ridicarea întregii părți decuvabile. Presarea bobinelor este realizată prin inele metalice întrerupte (pentru a nu constitui spire în scurtcircuit) sau inele confecționate din material electroizolant gros. Presarea bobinelor trebuie să garanteze imobilitatea acestora în cazul unor scurtcircuite în rețea, în timpul cărora apar eforturi electrodinamice mari datorate valorilor ridicate ale curenților ce parcurg spirele bobinelor. La transformatoarele cu răcire în ulei se execută o construcție metalică realizată din cuvă, capac și conservator.

Cuva se confecționează din tablă de oțel cu pereți netezi, cu pereți ondulați, cu țevi sudate, cu radiatoare cu țevi sau baterii de răcire suflate cu aer sau răcite cu apă. Adoptarea unei soluții constructive pentru cuvă este impusă de parametrii transformatorului (putere, tensiune, curent). Capacul cuvei se execută din tablă de oțel și se prinde de rama cuvei prin intermediul unor șuruburi.

Conservatorul este de formă cilindrică și are rolul de a prelua variațiile de volum (dilatări sau contractări) ale uleiului datorate modificării temperaturii de regim în timpul funcționării precum și a temperaturii mediului ambiant. În același timp conservatorul limitează posibilitatea de oxidare în timp a uleiului prin reducerea suprafeței de contact a acestuia cu aerul. Capacitatea aproximativă a conservatorului este de 10 % din volumul total de ulei ce se găsește în transformator. La transformatoarele de mică și medie putere, conservatorul este montat pe latura mică a capacului, în partea dreaptă când se privește din partea izolatoarelor de înaltă tensiune. Când se așează pe latura mare, conservatorul este dispus în dreptul bornelor de joasă tensiune.

Transformatoarele mai sunt dotate cu *accesorii* (izolatoare de trecere, releu de gaze, supapa de siguranță, indicator de temperatură, comutator pentru reglarea tensiunii, filtru de aer).

Izolatoarele de trecere se montează pe capacul transformatorului și servesc drept cale galvanică de acces la capetele înfășurărilor. Acestea sunt compuse dintr-o parte metalică, ce constituie calea de curent, și o parte izolantă din porțelan.

Releul de gaze, cunoscut și sub numele de releul Buchholtz, servește la protecția transformatorului în cazul unor defecte. Deconectarea transformatorului este comandată de releul de gaze în situația în care apar gaze datorită descompunerii uleiului provocate de creșterea temperaturii în caz de avarie sau cînd nivelul uleiului scade sub nivelul releului.

Supapa de siguranță se prevede la transformatoare cu puteri mai mari de 1000 kVA și asigură protecția cuvei la creșterea bruscă a presiunii datorită apariției unei cantități mari de gaze în caz de defect.

Indicatorul de temperatură este compus dintr-un termometru cu mercur sau cu rezistență și un dispozitiv de protecție.

Comutatorul de reglare a tensiunii servește la modificarea tensiunii prin schimbarea numărului de spire de la înfășurarea de înaltă tensiune. În acest scop se prevăd prize de reglaj (Fig. 2.15).

Prizele de reglaj se scot fără întreruperea conductorului (Fig. 2.15 -a) din ultimul strat al înfășurării (Fig. 2.15 -b) sau din penultimul strat (Fig. 2.15 -c).



Fig. 2.15. Modalitățile de scoatere a prizelor de reglaj.

Dacă înfășurarea este conectată în stea, prizele se prevăd în apropierea punctului neutru (Fig. 2.15 -d), ceea ce simplifică și ieftinește comutatorul. Construcția acestuia este dictată de valoarea curentului nominal și de modul de regare (la gol sau în sarcină). De obicei comutatorul de reglare se montează pe partea de înaltă tensiune pentru a reduce dimensiunile contactelor.



Fig. 2.16. Vedere generală a transformatorului de 1000 kVA; 6 kV/0.4 kV.

În scopul reducerii eforturilor electrodinamice axiale, datorate nesimetriilorînfăşurării, se preferă așezarea simetrică a prizelor (Fig. 2.15 - e). **Filtrul de aer** se montează pe conducta de legătură dintre conservator și mediul ambiant separând uleiul de atmosferă. Se folosește, ca absorbant al umidității, silicagelul care în stare uscată este albastru, iar sub influența umidității devine roșu. Caracteristicile higroscopice ale silicagelului se regenerează prin încălzirea la temperatură ridicată (aproximativ 500°C).

În figura 2.16 este prezentată o secțiune transversală și longitudinală printr-un transformator de 1000 kVA; 6 kV / 0,4 kV cu principalele părți componente: 1 - miezul feromagnetic, 2 - înfășurare de joasă tensiune, 3 - înfășurare de înaltă tensiune, 4 - comutator cu prize pentru reglarea tensiunii, 5 - consola de fixare a jugurilor, 6 - tiranți, 7 - capacul cuvei, 8 - izolator de joasă tensiune, 9 - izolator de înaltă tensiune, 10 - conservatorul de ulei, 11 - cuva.

Regimul nominal de funcționare al transformatorului este regimul pentru care a fost proiectat și construit transformatorul și este definit prin ansamblul valorilor mărimilor electrice sau de altă natură înscrise pe plăcuța transformatorului. Funcționarea în regim nominal este fixată de următoarele mărimi: putere, tensiune primară și secundară, curenți, tensiune de scurtcircuit, raport de transformare, frecvență.

2.2. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE AL TRANSFORMATORULUI MONOFAZAT

La baza funcționării transformatorului electric stă legea inducției electromagnetice bazată pe cuplajul mutual dintre două circuite fixe unul în raport cu celălalt, prin fluxul util ce se stabilește în circuitul magnetic



Fig. 2.17. Schema de principiu a transformatorului monofazat.

(Fig. 2.17).

Pe circuitul magnetic considerat sunt dispuse două bobine, una primară cu începutul notat cu A iar sfârșitul notat cu X și una secundară cu începutul a și sfârșitul x.

Dacă se alimentează înfășurarea primară cu tensiunea u_1 aceasta va fi parcursă de curentul i_{10} . Considerând că înfășurarea are W_1 spire aceasta va crea o solenație W_1i_{10} ce dă naștere unui flux de forma:

$$\varphi = \Phi_{\rm m} \cos \omega_1 t \ . \tag{2.1}$$

Liniile câmpului magnetic se vor stabili pe traseul de reluctanță minimă (circuitul feromagnetic); prin urmare spirele înfășurării secundare W_2 vor fi înlănțuite de un flux magnetic fascicular variabil în timp care va induce o t.e.m. e_2 de forma:

$$e_2 = -W_1 \frac{d\phi}{dt} = W_2 \omega_1 \Phi_m \sin \omega_1 t = E_{2m} \sin \omega_1 t . \qquad (2.2)$$

Valoarea efectivă a acestei tensiuni va fi dată de relația:

$$E_2 = E_{2m} / \sqrt{2} = 4.44 W_2 f_1 \Phi_m$$
(2.3)

Prin același raționament se deduce tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea primară, în valoare instantanee, conform relației:

$$e_1 = -W_1 \frac{d\phi}{dt} = W_1 \omega_1 \phi_m \sin\omega_1 t = E_{1m} \sin\omega_1 t , \qquad (2.4)$$

iar valoarea efectivă se determină în funcție de valoarea maximă (ca în relația 2.3) și are valoarea:

$$E_1 = 4.44 W_1 f_1 \Phi_m , \qquad (2.5)$$

Se definește *raportul de transformare* al transformatorului monofazat raportul celor două tensiuni electromotoare: $E_1 = W_1$



Fig. 2.18. Schema de principiu a transformatorului monofazat.

$$K_{12} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{W_1}{W_2} \,. \tag{2.6}$$

Transformatorul absoarbe prin înfășurarea primară puterea instantanee u_1i_1 de la rețeaua de alimentare și cedează puterea instantanee u_2i_2 pe la bornele înfășurării secundare (Fig. 2.18). Neglijând pierderile în procesul conversiei se poate aprecia ca valabilă relația: $u_1i_1 = -u_2i_2$. Deci transmisia la distanță a puterilor electrice mari este mai economică la tensiuni ridicate deoarece în această situație curenții au valori reduse, deci pierderile prin efect electrocaloric sunt mult mai mici, transportul făcându-se cu randament de valoare ridicată.

Câmpul magnetic de excitație este creat de solenația primară instantanee datorată curentului i_1 ce parcurge înfășurarea primară. În situația în care înfăşurarea secundară este conectată pe o impedanță de sarcină Z, conform figurii 2.18, aceasta este parcursă de curentul i_2 care crează o solenație suplimentară, numită solenație de reacție datorită faptului că se opune solenației de excitație, respectiv câmpului magnetic util. Cele două câmpuri magnetice, de excitație și de reacție se compun și determină un câmp rezultant de aceeași mărime cu cel corespunzător regimului de funcționare la gol. Dacă se neglijează căderea de tensiune pe înfășurarea primară, se poate considera că tensiunea aplicată u₁ este egală în modul cu t.e.m. indusă e₁ în înfășurarea primară, deci cele două mărimi sunt constante. În această situație se trage concluzia că și fluxul util Φ este constant indiferent de mărimea curenților ce parcurg cele două înfășurări încât solenațiile produse de înfășurări W_1i_1 respectiv W_2i_2 se compun, în permanență rezultând solenația de magnetizare corespunzătoare regimului de funcționare în gol W_1i_{10} care crează fluxul util. Reprezentarea celor două solenații cu sensul corespunzător este dată în figura 2.19 pentru un transformator cu miezul în manta iar diagrama fazorială pentru solenații este construită în figura. 2.20.



Fig. 2.19. Sensul solenatiilor la un transformator monofazat.



Fig. 2.20. Diagrama fazorială a solanațiilor.

Fenomenul fizic amintit este pus în evidență în ecuațiile de tensiuni și schemele echivalente numai prin unghiul de defazaj al celor doi curenți în raport cu tensiunea de alimentare u_1 și respectiv u_2 de la bornele impedanței de sarcină conectată la înfășurarea secundară. Pentru curentul i_1 acest unghi este mai mic decât 90°, iar pentru curentul i_2 defazajul este mai mare ca 90°.

În situația în care înfășurarea secundară este dispusă separat pe cealaltă coloană, păstrându-se sensul de bobinaj, tensiunile și curenții vor fi reprezentați conform figurii 2.21-a. Dacă se schimbă sensul de bobinaj al înfășurării secundare atunci este necesară corelarea sensurilor curentului și tensiunii pentru această înfășurare (Fig. 2.21-b).



Fig. 2.21. Stabilirea sensurilor de referință la înfășurări.

Datorită saturației circuitului magnetic nu se poate aplica legea suprapunerii efectelor făcând imposibilă determinarea în mod univoc a celor două componente.

În studiul transformatorului se folosește teoria fizică și teoria tehnică, teorie ce reflectă mai fidel comportarea reală a transformatoarelor de putere.

2.3. TEORIA FIZICĂ A TRANSFORMATORULUI MONOFAZAT

Teoria fizică a transformatorului se bazează pe utilizarea inductivităților proprii și mutuale. În cadrul acestei teorii se presupune că circuitul magnetic este liniar, în sensul că inductivitățile sunt constante indiferent de valoarea curenților în cele două înfășurări. În același timp se neglijează saturația și fenomenul de histerezis (cazul ideal al unui circuit magnetic de aer).

Dacă se presupune că transformatorul funcționează în sarcină, în sensul că la bornele înfășurării primare A-X se aplică tensiunea u_1 de la rețeaua de alimentare, iar la bornele a, x ale înfășurării secundare este conectată o impedanță de sarcină (Fig. 2.22), curentul i_2 datorat tensiunii electromotoare induse e_2 ce parcurge această impedanță va avea sensul indicat în figură. Se constată că solenația creată de înfășurarea secundară W_{2i_2} va a-vea sens contrar față de solenația creată de înfășurarea primară.



Fig. 2.22. Cuplajul magnetic fără miez de fier.

Deoarece fluxul util (conturul Γ - Fig. 2.17) are același sens pentru ambele înfășurări, tensiunile electromotoare induse în cele două înfășurări sunt și ele de același sens încât ecuațiile de tensiuni se determină aplicând teorema a doua a lui Kirchhoff pe contururile Γ_1 și Γ_2 . În scrierea ecuațiilor se folosește numai convenția de receptor și nu se ține cont de faptul că înfășurarea primară funcționează ca receptor iar circuitul secundar ca generator. Se notează cu R₁ și R₂ rezistențele celor două înfășurări și cu L₁₁ respectiv L₂₂ inductanțele proprii.

Inductanța mutuală între cele două înfășurări îndeplinește condiția: $L_{12} = L_{21}$. Cu u₂ s-a notat tensiunea la bornele înfășurării secundare.

În aceste condiții ecuațiile de tensiuni pentru cele două circuite sunt:

$$u_{1} = R_{1}i_{1} + \frac{d\psi_{1}}{dt} = R_{1}i_{1} + \frac{d}{dt}(L_{11}i_{1} + L_{12}i_{2})$$

$$u_{2} = R_{2}i_{2} + \frac{d\psi_{2}}{dt} = R_{2}i_{2} + \frac{d}{dt}(L_{11}i_{2} + L_{21}i_{1}) .$$
(2.7)

Aceste ecuații conțin trei necunoscute: i_1 , i_2 , u_2 , deoarece mărimile celelalte se consideră cunoscute. Pentru determinarea necunoscutelor se scrie a treia ecuație pentru tensiunea u_2 funcție de parametrii impedanței de sarcină:

$$u_2 = R i_2 + L \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i_2 dt .$$
 (2.8)

Cele trei ecuații descriu funcționarea transformatorului în orice regim. Fluxurile totale ψ_1 și ψ_2 se scriu sub altă formă pentru a fi utile:

$$\psi_1 = L_{11}i_1 + L_{12}i_2 + \frac{W_1}{W_2}L_{12}i_2 - \frac{W_1}{W_2}L_{12}i_2 . \qquad (2.9)$$

Prin gruparea avantajoasă a termenilor din ecuația (2.9), expresia fluxului total ψ_1 devine:

$$\psi_1 = \left(L_{11} - \frac{W_1}{W_2} L_{12} \right) i_1 + \frac{W_1}{W_2} L_{12} \left(i_1 + \frac{W_2}{W_1} i_2 \right).$$
(2.10)

Se obține în final expresia:

$$\psi_1 = L_{1d} i_1 + \frac{W_1}{W_2} L_{12} i_\mu = L_{1d} i_1 + W_1 \phi , \qquad (2.11)$$

iar pentru ψ_2 relația:

$$\psi_2 = L_{2d} i_2 + W_2 \phi . \tag{2.12}$$

Pentru inductanțe de dispersie s-au făcut notațiile:

$$L_{1d} = L_{11} - \frac{W_1}{W_2} L_{12} ; \ L_{2d} = L_{22} - \frac{W_2}{W_1} L_{12} , \qquad (2.13)$$

iar pentru curentul de magnetizare și fluxul util:

$$i_{10} = i_1 + i_2 \frac{W_2}{W_1}$$
; $\varphi = \frac{L_{12}}{W_2} i_{10}$. (2.14)

Dacă se aproximează curentul de mers în gol i_{10} cu valoarea componentei reactive a acestuia i_{μ} atunci ecuația solenațiilor se poate scrie sub forma:

$$\theta_{\mu} = W_1 i_1 + W_2 i_2 = W_1 \left(i_1 + i_2 \frac{W_2}{W_1} \right) = W_1 i_{\mu} ,$$
(2.15)

rezultând semnificația fizică a componentei reactive i_{μ} , numită și curent de magnetizare. Când înfășurarea primară este parcursă de curentul de magnetizare i_{μ} aceasta produce o solenație care dă naștere fluxului util și este egală cu solenația rezultantă ce este creată de cele două înfășurări parcurse de curenții i_1 și respectiv i_2 .

Din relația (2.14) se deduce faptul că valoarea fluxului magnetic Φ este direct proporțională cu solenația de magnetizare. Dacă se ține cont de expresiile fluxurilor ψ_1 și ψ_2 , puse în evidență de relațiile (2.11) și (2.12), atunci ecuațiile de tensiuni (2.7) se pun sub forma:

$$u_{1} = R_{1} i_{1} + \frac{d}{dt} \left(L_{1d} i_{1} + \frac{W_{1}}{W} 2 L_{12} i_{\mu} \right), \qquad (2.16)$$

pentru înfășurarea primară, respectiv:

$$u_{2} = R_{2} i_{2} + \frac{d}{dt} \left(L_{2d} i_{2} + L_{12} i_{\mu} \right), \qquad (2.17)$$

pentru înfășurarea secundară. Este important să se stabilească semnificația fizică a inductivităților de dispersie L_{1d} și L_{2d} . Produsul $L_{11}i_1$ reprezintă fluxul magnetic total al înfășurării primare parcurse de curentul i_1 . Fluxul $L_{12}i_1 = L_{21}i_1$ reprezintă fluxul total, creat de înfășurarea primară, care înlănțuie cele W_2 spire ale înfășurării secundare.

Expresia $L_{12}i_1/W_2$ reprezintă fluxul magnetic fascicular mediu util care înlănțuie spirele ambelor înfășurări, iar mărimea $W_1L_{12}i_1/W_2$ reprezintă fluxul magnetic total în raport cu cele W_1 spire produs de înfășurarea primară și care înlănțuie și spirele înfășurării secundare Semnificația fizică a diferenței $L_{11}i_1-W_1L_{12}i_1/W_2$ constă în faptul că reprezintă fluxul magnetic total în raport cu înfășurarea primară și care corespunde liniilor de câmp magnetic care nu înlănțuie spirele înfășurării secundare. Acesta constituie prin urmare fluxul magnetic de dispersie al înfășurării primare în raport cu înfășurarea secundară și căreia îi corespunde inductanța de dispersie L_{1d} .

Un raționament similar se face și pentru inductanța de dispersie a înfășurării secundare în raport cu înfășurarea primară și notată cu L_{2d} .

Dacă în ecuațiile (2.16) și (2.17) se notează cu **p** operatorul de derivare acestea pot fi puse sub forma:

$$u_{1} = R_{1}i_{1} + \left(L_{1d} + \frac{W_{1}}{W_{2}}L_{12}\right)pi_{1} + L_{12}pi_{2}$$

$$u_{2} = R_{2}i_{2} + \left(L_{2d} + \frac{W_{2}}{W_{1}}L_{12}\right)pi_{2} + L_{12}pi_{1}.$$
(2.18)

Aceste ecuații pot fi scrise și sub formă matricială, punânduse în evidență *matricea operațională a transformatorului*. Scrierea sub această formă a ecuațiilor este convenabilă la studiul regimurilor tranzitorii în transformatoare când calculul analitic devine laborios.

$$\begin{bmatrix} u_{1} \\ u_{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{1} + L_{1d} p + \frac{W_{1}}{W_{2}} L_{12} p & L_{12} p \\ L_{12} p & R_{2} + L_{2d} + \frac{W_{2}}{W_{1}} L_{21} p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1} \\ i_{2} \end{bmatrix}.$$
 (2.19)

2.4. TEORIA TEHNICĂ A TRANSFORMATORULUI MONOFAZAT

În teoria tehnică a transformatoarelor se iau în considerare pierderile în fier și efectul de saturație a circuitului magnetic, fapt ce caracterizează mai fidel funcționarea transformatoarelor de mare putere. Pentru început se va ține cont numai de fenomenul de saturație.

Dacă se consideră un transformator cu înfășurările dispuse ca în figura 2.18 se poate avea în vedere fluxul util ϕ și fluxurile de dispersie $\phi_{\sigma 1}$, $\phi_{\sigma 2}$.

Se constată că, datorită saturației, sistemul nu mai este liniar și câmpul rezultant nu mai poate fi descompus în componente separate corespunzătoare solenațiilor create de cele două înfășurări. Liniile de câmp ale fluxurilor de dispersie se închid prin aer și o porțiune din miezul magnetic. Deoarece reluctanțele porțiunilor de circuit magnetic sunt mult mai mici ca a traseelor prin aer, pot fi neglijate, erorile fiind nesemnificative. În această situație fluxurile de dispersie nu mai sunt afectate de saturație.

Dacă se aplică teorema a doua a lui Kirchhoff pentru cele două înfășurări rezultă ecuațiile de tensiuni în mărimi instantanee: $u_1 + e_1 + e_1 = \mathbf{R}_1$ i

$$e_1 + e_1 + e_{1d} + R_1 n_1$$

 $e_2 + e_{2d} = u_2 + R_2 i_2$, (2.20)

iar prin explicitarea expresiilor tensiunilor electromotoare induse, se obtine:

$$u_{1} = R_{1}i_{1} + L_{1d}\frac{di_{1}}{dt} + W_{1}\frac{d\Phi}{dt}$$

$$u_{2} = W_{2}\frac{d\phi}{dt} + L_{2d}\frac{di_{2}}{dt} + R_{2}i_{2}$$
(2.21)

La variația cosinusoidală a fluxului util, definită prin relația:

$$\varphi = \Phi_{\max} \cos \omega_1 t$$
,

variația solenației rezultante este nesinusoidală, încât pentru a aplica calculul în complex caracteristica de magnetizare se liniarizează.

În această situație ecuațiile (2.21) se scriu în complex sub forma:

$$\underline{U}_{1} = R_{1} \underline{I}_{1} + j \omega_{1} L_{1d} \underline{I}_{1} + j \omega_{1} W_{1} \underline{\Phi} / \sqrt{2}$$

- $U_{2} = j \omega_{1} W_{2} \underline{\Phi} / \sqrt{2} + j \omega_{1} L_{2d} I_{2} + R_{2} I_{2}.$ (2.22)

În ecuația corespunzătoare înfășurării primare se pot neglija căderile de tensiune și rezultă cu aproximație egalitatea între modulul tensiunii de alimentare U_1 și al t.e.m. induse în înfășurarea primară E_1 , egalitate definită de mărimile din relația:

$$U_1 = 4.44 W_1 f_1 \Phi_m = \text{const.},$$
 (2.23)

încât solenația de magnetizare trebuie să rămână constantă:



grama fazorială (Fig. 2.23) și schema echivalentă (Fig. 2.24).

În reprezentarea schemei echivalente s-a considerat că cele două înfășurări au același sens de bobinaj.

Dependența fluxului util de solenația rezultantă este influențată de prezența fenomenului de histerezis (Fig. 2.25) încât variația solenației de magnetizare în funcție de timp este nesinusoidală și în avans față de flux. În aceeași figură s-a marcat unda fundamentală pentru solenația de magnetizare care este decalată în avans cu unghiul γ față de unda fluxului magnetic.





Fig. 2.25. Determinarea variației solenației când se ține cont de histerezis.

Fig. 2.26. Diagrama fazorială la gol.

Linearizarea este posibilă deoarece fenomenul de histerezis nu este puternic pronunțat dar pierderile care sunt proporționale cu suprafața ciclului de histerezis nu pot fi neglijate în studii cantitative. Pe lângă aceste pierderi se mai iau în considerare pierderile prin curenți turbionari. Pentru o anumită tensiune de alimentare a-ceste pierderi se mențin constante. Cele două categorii de pierderi constituie pierderile în fier $\mathbf{p}_{Fe} = \mathbf{p}_H + \mathbf{p}_T = \mathbf{G}(\boldsymbol{\sigma}_H \mathbf{fB}^2 + \boldsymbol{\sigma}_T \mathbf{fB}^2)$ fiind dependente de greutatea materialului, constante de material, frecvență și inducție dar sunt independente de variația sarcinii. Ecuațiile de funcționare în gol se obțin din ecuațiile (2.27) în care curentul I₁ se înlocuiește cu I₁₀ iar I₂ = 0.

$$\underline{\underline{U}}_{1} - \mathbf{K}_{1} \underline{I}_{10} + \mathbf{J} \underline{X}_{1d} \underline{I}_{10} - \underline{\underline{U}}_{1}$$

$$\underline{\underline{E}}_{2} = \underline{\underline{U}}_{20}$$

$$W_{1} \underline{\underline{I}}_{\mu} \approx W_{1} \underline{\underline{I}}_{10} .$$
(2.27)

Corespunzător acestor ecuații se construiește diagrama fazorială la funcționarea în gol (Fig. 2.26). În această diagramă, curentul de mers în gol I_{10} se descompune în două componente: una activă I_W care acoperă pierderile în fier și una reactivă I_{μ} care servește la magnetizarea miezului feromagnetic.



Fig. 2.27. Schema de montaj la funcționarea la gol a transformatorului monofazat.

La încercarea experimentală de funcționare în gol (Fig. 2.27) se măsoară pierderile p_{10} și tensiunea la gol în înfă-surarea secundară. Pierderile p₁₀ se pot identifica cu pierderile în fier dacă se neglijează pierderile prin efect electrocaloric $R_1I_{10}^2$ în înfășurarea primară, deoarece curentul de mers în gol este mult

mai mic decât curentul nominal.

La transformatoarele de mare putere valoarea curentului de mers în gol nu depășește 5% din valoarea curentului

nominal, încât este posibilă neglijarea curentului de mers în gol în estimări calitative fără a fi afectat fenomenul fizic.

Schema echivalentă la mersul la gol este dată în figura 2.28.



În figura 2.28 -a) s-au pus în evidență pierderile în fier prin rezistența R_w, parcursă de componenta activă I_w a curentului de mers în gol I₁₀ iar prin X_µ s-a notat reactanța corespunzătoare circuitului de magnetizare și care este parcursă de componenta reactivă de magnetizare I_µ a curentului de mers în gol. Rezistența R_w, corespunzătoare pierderilor în fier se poate calcula cu relația:

$$R_{w} = \frac{p_{Fe}}{{I_{w}}^{2}} = \frac{U_{1}^{2}}{p_{Fe}}.$$

Schema echivalentă 2.28 -a) se poate transforma luând forma din figura 2.28 -b) în care rezistenta R_w si reactanța utilă X_µ, legate în paralel, sunt înlocuite cu o impedanță echivalentă a circuitului de magnetizare formată dintr-o rezistență R₁₂ și o reactanță X₁₂. Impedanța echivalentă de magnetizare este definită prin relația:

$$\underline{Z}_{12} = R_{12} + j X_{12} = -\underline{E}_1 / \underline{I}_{10}$$

Prin calcule simple se pot stabili relațiile de legătură între parametrii celor două scheme:

$$R_{12} = Z_{12}^2 / R_w;$$
 $X_{12} = Z_{12}^2 / X_\mu$

Încercarea de mers la gol folosește la determinarea raportului de transformare și a randamentului transformatorului.

2.5. TRANSFORMATORUL RAPORTAT

În scopul studierii proceselor de bază referitoare la transformatoare precum si a posibilitătii de comparare a caracteristicilor transformatoarelor cu parametri diferiti se foloseste transformatorul raportat. Acest transformator este un transformator de calcul sau fictiv la care înfășurările primare și secundare au un număr egal de spire.

În mod obișnuit se raportează parametrii înfășurării secundare la primar dar sunt situații în care este avantajoasă raportarea parametrilor înfășurării primare la secundar. Pentru ca circuitul raportat să fie echivalent cu circuitul real, în operația de raportare trebuiesc îndeplinite următoarele condiții:

- solenațiile celor două înfășurări trebuie să fie egale;
- căderile de tensiune (active, reactive și totale), în mărimi relative, egale pentru transformatorul real si cel raportat;
- puterea aparentă a circuitului real să fie egală cu puterea aparentă a circuitului raportat;
- pierderile de putere activă și reactivă trebuie să fie egale la cele două transformatoare;
- valorile defazajelor între curenți și tensiuni trebuie să se mențină egale la cele două transformatoare.

Prin respectarea acestor condiții se pot determina relațiile de legătură între mărimile raportate notate cu indice "'" și mărimile reale în cazul raportării parametrilor înfășurării secundare la primar.

Deoarece înfășurările transformatorului raportat au numărul de spire egal cu W₁ atunci pentru tensiunile electromotoare induse se poate scrie relația:

$$E_1 = E'_2 = 4,44 W_1 f_1 \Phi_m .$$
 (2.28)

Deci tensiunile raportate se obțin conform relației:

$$E'_2 = K_{12} E_2$$
 (2.29)

Pentru raportarea curenților se folosește ecuația solenațiilor (2.25) în care se neglijează curentul de magnetizare astfel încît se pot scrie relațiile:

$$W_{1} \underline{I}_{1} + W_{2} \underline{I}_{2} \approx 0$$

$$I_{1} = I'_{2} = -I_{2} / K_{12} .$$
(2.30)

Pentru determinarea expresiei rezistenței raportate se folosește egalitatea căderilor de tensiune active relative (în modul) la cele două transformatoare:

$$\frac{R_2 I_2}{E_2} = \frac{R'_2 I'_2}{E'_2} ; \quad R'_2 = K_{12}^2 R_2 , \qquad (2.31)$$

iar pentru expresia reactanței raportate se folosește egalitatea căderilor reactive de tensiune relative (considerate în modul) conform relației:

$$\frac{X_{2d}I_2}{E_2} = \frac{X'_{2d}I'_2}{E'_2} ; X'_{2d} = K_{12}^2 X_2 .$$
(2.32)

Pentru impedanțe, modalitatea de raportare este identică cu cea de la rezistențe și reactanțe.



Fig. 2.29. Diagrama fazorială în

mărimi raportate.

Pentru scrierea ecuațiilor de tensiuni a transformatorului în mărimi raportate se înmulțește ecuația de tensiuni a înfășurării secundare (2.26) cu raportul de transformare iar ecuația solenațiilor se împarte cu W_1 încât se obțin relațiile:

$$\underline{U}_{1} = R_{1} \underline{I}_{1} + j X_{1d} \underline{I}_{1} - \underline{E}_{1}$$

-
$$\underline{E}'_{2} = R'_{2} \underline{I}'_{2} + j X'_{2d} \underline{I}'_{2} + \underline{U}'_{2}$$

$$\underline{I}_{1} - \underline{I}'_{2} = \underline{I}'_{10} .$$
 (2.33)

În situația în care se neglijează curentul de mers în gol $(I_1 = I_2)$, diagrama fazorială de tensiuni pentru transformatorul raportat, corespunzătoare sistemului de ecuații de tensiuni (2.33) este reprezentată în figura 2.29, considerând că receptorul conectat la înfășurarea secundară are caracter activ-inductiv.

Se știe că tensiunile electromotoare induse în cele două înfășurări ale transformatorului raportat sunt egale încât se poate prezenta o schemă echivalentă folosindu-se schema echivalentă a transformatoru-lui real.

Conform ecuațiilor (2.33), această schemă are forma din figura 2.30.



Fig. 2.30. Schema echivalentă cu mărimi raportate la la primar și neglijarea pierderilor în fier.



Fig. 2.31. Schema echivalentă când se consideră și pierderile în fier.

Deoarece tensiunile electromotoare induse în cele două înfășurări sunt egale și au același sens, cele două circuite echivalente corespunzătoare înfășurării primare și înfășurării secundare raportate pot fi cuplate galvanic între ele pe impedanța echivalentă corespunzătoare circuitului de magnetizare încât schema echivalentă a transformatorului raportat se prezintă în figura 2.31. Această schemă capătă o configurație mai simplă în situația în care se neglijează curentul de mers în gol, deci impedanța corespunzătoare circuitului de magnetizare se consideră infinită. Dacă în ecuația de tensiuni a înfășurării primare (definite de relația 2.33) valoarea tensiunii electromotoare induse E_1 se înlocuiește cu E_2 se obține relația:

$$\underline{U}_{1} = (R_{1} + R'_{2}) \underline{I}_{1} + j(X_{1d} + X'_{2d}) \underline{I}_{1} + \underline{U'}_{2}.$$
(2.34)

Mărimile dintre paranteze se definesc ca rezistență și reactanță de scurtcircuit:

$$R_{sc} = R_1 + R'_2 ; X_{sc} = X_{1d} + X'_{2d} .$$
(2.35)

Ținând cont de aceste notații expresia tensiunii aplicată înfășurării primare a transformatorului poate fi pusă sub forma:

$${}_{1} = (R_{sc} + j X_{sc}) \underline{I}_{1} + \underline{U}'_{2} = Z_{sc} \underline{I}_{1} + \underline{U}'_{2}, \qquad (2.36)$$

deci schemele echivalente simplificate pot fi reprezentate ca în figura 2.32.

U



Fig. 2.32. Schema echivalentă când se neglijează curentul de mers în gol.

Pentru o mai bună înțelegere se construiesc diagramele de tensiuni pentru patru regimuri de funcționare caracteristice, prezentate în figura 2.33, (regim de receptor și generator cu sarcină activ-inductivă și activ-capacitivă).



Fig. 2.33. Diagrame fazoriale pentru sarcină mixtă (receptor și generator).



Fig. 2.34. Digrama fazorială la scurtcircuit.

Triunghiul haşurat de la cele patru diagrame se numeşte *triunghiul de scurtcircuit sau fundamental.* Laturile acestui triunghi au semnificația dată în figura 2.34. În această figură se arată și modul de stabilire a mărimilor catetelor AB și BC. Cateta AB reprezintă componenta activă a tensiunii de scurtcircuit și se obține prin sumarea căderilor active de tensiune pe înfășurarea primară și secundară, fapt ușor de observat din figura 2.29. Cateta BC reprezintă componenta reactivă a tensiunii de scurtcircuit și se obține prin procedeu similar ca și cateta AB. Ipotenuza AC reprezintă chiar tensiunea de scurtcircuit. Valoarea tensiunii de scurtcircuit se poate determina experimental prin efectuarea încercării de scurtcircuit a transformatorului și constituie o mărime importantă ce caracterizează funcționarea transformatorului. Diagramele fazoriale din cele patru cadrane corespund ecuației (2.34). În fiecare cadran s-a mai indicat simbolul sarcinii, unghiul de defazaj cores-punzător sarcinii precum și mărimea tensiunii U₂ în sarcină în raport cu tensiunea U₂₀ de mers în gol.

2.6. ÎNCERCAREA LA SCURTCIRCUIT A TRANSFORMATORULUI MONOFAZAT

Prin încercarea la scurtcircuit a transformatorului se determină experimental valoarea tensiunii nominale de scurtcircuit precum și pierderile nominale la scurtcircuit.



Fig. 2.35. Schema pentru încercarea la scurtcircuit.

Schema este prevăzută cu o sursă de tensiune reglabilă cu posibilitatea reglării din zero a tensiunii. *Prin tensiune nominală de scurtcircuit se înțelege tensiunea aplicată înfăşurării primare astfel încât înfăşurarea secundară, pusă în scurtcircuit, să fie parcursă de curentul nominal.*

Experimental, tensiunea de scurtcircuit nominală se determină prin creșterea progresivă a tensiunii de alimentare până când se obține curentul nominal în înfășurarea secundară.

Schemele echivalente pentru încercarea la scurtcircuit a transformatorului se deduc din schemele echivalente simplificate prezentate în figura 2.32.



Fig. 2.36. Scheme echivalente la scurtcircuit.

Pierderile la scurtcircuit măsurate cu un wattmetru, acoperă pierderile în fier și pierderile prin efect electrocaloric în cele două înfășurări conform relației:

$$p_{scN} = p_{Fe} + p_{j1N} + p_{j2N}$$
.

Deoarece valoarea tensiunii de scurtcircuit este mult mai mică decât tensiunea nominală (aproximativ 5% U_N) pierderile în fier, care depind de pătratul inducției, se pot neglija în această situație încât se estimează că pierderile nominale la scurtcircuit acoperă numai pierderile prin efect electrocaloric:

$$p_{scN} \approx p_j 1N + p_j 2N = R_1 I_{1N}^2 + R_2 I_{2N}^2$$

Dacă se ține cont de raportarea mărimilor, pierderile nominale la scurtcircuit se pot pune sub forma:

$$p_{scN} = R_1 I_{1N}^2 + R'_2 I'_{2N}^2 = R_{sc} I_{1N}^2$$

Prin încercarea la scurtcircuit și măsurarea rezistențelor se pot determina parametrii triunghiului fundamental și pierderile nominale la scurtcircuit care permit determinarea randamentului prin metoda pierderilor separate. Încercarea la scurtcircuit este importantă în special în cazul transformatoarelor de mare putere pentru stabilirea tensiunii de scurtcircuit, mărime ce constituie datăde catalog și este determinantă în repartiția sarcinii pe fiecare transformator la funcționarea transformatoarelor în paralel.

2.7. BILANȚUL PUTERILOR ACTIVE ȘI REACTIVE LA TRANSFORMATOARE

Pentru realizarea bilanțului de puteri active și reactive se folosește expresia complexă a puterii aparente și ecuațiile în mărimi raportate (2.33). În expresia puterii complexe se scrie detaliat expresia tensiunii de alimentare U_1 obținându-se relația:

$$\underline{U}_{1} \underline{I}_{1}^{*} = \underline{I}_{1}^{*} (R_{1} \underline{I}_{1} + j X_{1d} \underline{I}_{1} - \underline{E}_{1}) = R_{1} I_{1}^{2} + j X_{1d} I_{1}^{2} - \underline{E}_{1} \underline{I}_{1}^{*}.$$
(2.37)

În această relație se înlocuiește valoarea curentului ce străbate înfășurarea primară I₁ dedusă din ecuația solenațiilor în care nu s-a făcut abstracție de semnul minus, introdus la raportarea mărimilor, precum și de curentul de mers în gol prin componenta activă și reactivă. În acest caz expresia puterii aparente complexe devine:

$$\underbrace{U_{1}I_{1}^{*} = R_{1}I_{1}^{2} + jX_{1d}I_{1}^{2} - \underline{E}_{1}(\underline{I}_{10} + \underline{I}_{2}^{\prime})^{*} = R_{1}I_{1}^{2} + jX_{1d}I_{1}^{2} + \underline{E}_{1}\underline{I}_{2}^{\prime} - \underline{E}_{1}(\underline{I}_{w} + \underline{I}_{\mu})^{*} = R_{1}I_{1}^{2} + jX_{1d}I_{1}^{2} + R_{w}I_{w}^{2} + jX_{\mu}I_{\mu}^{2} - \underline{E}_{2}I_{2}^{\prime} \cdot \underline{I}_{2}^{*} .$$

$$(2.38)$$

În relația (2.38) se înlocuiește valoarea tensiunii electromotoare induse în înfășurarea secundară, raportată la primar obținându-se expresia definită de relația:

$$\underline{U}_{1}\underline{I}_{1}^{*} = R_{1}I_{1}^{2} + jX_{1d}I_{1}^{2} + R_{w}I_{w}^{2} + jX_{\mu}I_{\mu}^{2} + + \underline{I'}_{2}^{*}(\underline{U'}_{2} + R'_{2}\underline{I'}_{2} + jX'_{2d}\underline{I'}_{2}) = = R_{1}I_{1}^{2} + jX_{1d}I_{1}^{2} + R'_{2}I'_{2}^{2} + jX'_{2d}I'_{2}^{2} + R_{w}I_{w}^{2} + jX_{\mu}I_{\mu}^{2} + \underline{U}_{2'}\underline{I'}_{2} .$$
(2.39)

Prin separarea părții reale și imaginare se determină bilantul de puteri active și reactive din transformator, bilant pus în evidență de relațiile (2.40).

$$U_{1} I_{1} \cos \varphi_{1} = R_{1} I_{1}^{2} + R_{w} I_{w}^{2} + R'_{2} I'_{2}^{2} + U'_{2} I'_{2} \cos \varphi_{2};$$

$$U_{1} I_{1} \sin \varphi_{1} = X_{1d} I_{1}^{2} + X'_{2d} I_{2'}^{2} + X_{\mu} I_{\mu}^{2} + U'_{2} I'_{2} \sin \varphi_{2}.$$
(2.40)

În aceste relații, mărimile raportate se înlocuiesc cu mărimile reale obținându-se în final bilanțul de puteri active și reactive definit prin relațiile:

$$U_{1} I_{1} \cos \varphi_{1} = R_{1} I_{1}^{2} + R_{w} I_{w}^{2} + R_{2} I_{2}^{2} + U_{2} I_{2} \cos \varphi_{2} ;$$

$$U_{1} I_{1} \sin \varphi_{1} = X_{1d} I_{1}^{2} + X_{2d} I_{2}^{2} + X_{u} I_{u}^{2} + U_{2} I_{2} \sin \varphi_{2} .$$
(2.40')

Se vor localiza puterile active și reactive precum și pierderile de putere activă și reactivă folosind schema echivalentă completă a transformatorului și diagramele pentru bilanțul de puteri active și reactive, conform figurii:



Fig. 2.37. Bilanțul puterilor active și reactive la un transformator.

Semnificațiile puterilor și pierderilor din diagramă sunt următoarele:

 $P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_1$ - puterea activă primită de la rețea;

 $\mathbf{p}_{i1} = \mathbf{R}_1 \mathbf{I}_1^2$ - pierderile de putere activă în înfășurarea primară;

 $\mathbf{p}_{Fe} = \mathbf{R}_w \mathbf{I}_w^2$ - pierderile de putere activă în fier; $\mathbf{p}_{j2} = \mathbf{R}_2 \mathbf{I}_2^2$ - pierderile de putere activă în înfăşurarea secundară;

 $P_2 = U_1 I_2 \cos \varphi_2$ - puterea activă transmisă receptorului;

 $Q_1 = U_1 I_1 \sin \varphi_1$ - puterea reactivă primită de la rețea;

 $Q_{d1}=X_{1d}I_1^2$ -pierderile de putere reactivă necesare producerii câmpului magnetic de dispersie corespunzător înfășurării primare;

 $Q_m = X_\mu I_\mu^2$ - pierderile de putere reactivă necesare pentru magnetizarea miezului;

 $\mathbf{Q}_{d2} = \mathbf{X}_{2d} \mathbf{I}_2^2$ - pierderile de putere reactivă necesare pentru producerea cîmpului magnetic de dispersie al înfășurării secundare;

 $Q_2 = U_2 I_2 \sin \varphi_2$ - puterea reactivă furnizată receptorului;

Pe lângă pierderile de putere activă enumerate și care se numesc pierderi principale, în transformator mai apar pierderi suplimentare în cuvă, în piesele de consolidare și înfășurări înrăutățind proprietățile fizice și chimice ale materialelor izolante fapt ce determină reducerea simtitoare a duratei de functionare a transformatorului. Bilanțul de puteri servește la determinarea randamentului transformatorului.

2.8. DETERMINAREA REACTANȚEI ECHIVALENTE DE SCURTCIRCUIT

Reactanța echivalentă de scurtcircuit este o mărime importantă a cărei valoare caracterizează funcționarea transformatorului.

Se indică în continuare modalitatea de calcul a reactanței echivalente la scurtcircuit pentru un transformator monofazat cu înfășurări cilindrice a cărei sectiune longitudinală este reprezentată în figura 2.38.



Se neglijează tensiunea magnetică din miezul feromagnetic și se consideră astfel egale solenațiile create de cele două înfășurări având sensurile indicate în figură.

Inductanța de scurtcircuit se determină pentru o anumită frecvență ca raportul dintre fluxul total de scăpări și curentul care parcurge înfășurarea la care se face raportarea. Se exprimă intensitățile câmpului magnetic de dispersie la distanța x de coloană, în trei zone caracteristice: înfășurarea primară de grosime egală cu a₁, canalul dintre cele două înfășurări a cărui dimensiune se notează cu a₁₂, înfășurarea secundară de grosime a₂.

După cum se observă din figură, s-au marcat două contururi pentru liniile de câmp corespunzătoare fluxului util (Γ_u) și fluxului de dispersie (Γ_x) prin cele trei zone considerate.

Fig. 2.38. Repartiția câmpului magnetic.

Se notează cu l_x lungimea liniei de câmp prin aer pentru cele trei zone considerate și cu H_{1x} , H_{12} , H_{2x} intensitățile câmpului, încât dacăse aplică legea circuitului magnetic pentru cele trei zone se obțin relațiile (2.41).

$$\begin{aligned} &H_{1x} I_x = \frac{W_1 I_1}{a_1} x ; & x \in [0, a_1] ; \\ &H_{12} I_x = W_1 i_1 ; & x \in [a_1, a_1 + a_{12}] ; \\ &H_{2x} I_x = W_1 i_1 - \frac{W_2 i_2}{a_2} [x - (a_1 + a_{12})] ; & x \in [a_1 + a_{12}, a_1 + a_{12} + a_2] . \end{aligned}$$

În calcule se folosește o valoare medie a lungimii conturului prin aer, pe care se stabilește câmpul magnetic, a cărei expresie este $l_m = H/k_R$, în care k_R este denumit coeficientul lui Rogowski (indicat în literatura de specialitate) iar H este înălțimea înfășurărilor. Coeficientul lui Rogowski ține seama de lungimea reală a câmpurilor de dispersie.

Pentru simplificarea relațiilor (2.41) se face schimbarea axelor de coordonate în punctele x = 0, $x' = x - a_1$ și $x''= x - a_1 - a_{12}$ încât expresiile câmpului în cele trei zone considerate devin:

$$H_{1x} = \frac{W_{111}}{a_1} \frac{x}{l_m}; \quad x \in [0, a_1];$$

$$H_{12} = \frac{W_{111}}{l_m}; \quad x' \in [0, a_{12}];$$

$$H_{2x} = \frac{W_{212}}{a_2} \frac{x''}{l_m}; \quad x'' \in [0, a_2].$$
(2.42)

Reprezentarea grafică a variației intensității câmpului în cele trei zone este dată în figura 2.38.

Cu ajutorul expresiilor intensității câmpului magnetic în cele trei zone se determină fluxul magnetic total de dispersie al transformatorului cu relația:

$$\Phi_{sc} = \int_{0}^{a_{1}} \mu_{0} H_{1x} \frac{W_{1}}{a_{1}} x dA + \int_{0}^{a_{12}} \mu_{0} H_{12} W_{1} dA + \int_{0}^{a_{2}} \mu_{0} H_{2x} \frac{W_{2}}{a_{2}} x'' dA .$$
(2.43)

Elementul de arie dA, din expresiile integralelor, se consideră de lungime constantă πD_m și de lățime variabilă dx.

Pentru obținerea expresiei fluxului total de dispersie se înlocuiesc în relația (2. 43) intensitățile câmpului magnetic definite de relația (2.42) și se ține cont de ecuația de solenații în care s-a neglijat curentul de magnetizare.

Se deduce pentru expresia fluxului total de dispersie, în cazul în care înfășurarea secundară este scurtcircuitată, relația:

$$\Phi_{sc} = \int_{0}^{a_{1}} \mu_{0} \frac{W_{1}^{2} i_{1}}{a_{1}^{2} l_{m}} x^{2} \pi D_{m} dx + \int_{0}^{a_{12}} \mu_{0} \frac{W_{1}^{2} i_{1}}{l_{m}} \pi D_{m} d'x + \int_{0}^{a_{2}} \mu_{0} \frac{W_{1}^{2} i_{1}}{a_{2}^{2} l_{m}} x'' \pi D_{m} d''x .$$
(2.44)

După calculul integralelor rezultă pentru fluxul total de dispersie relația:

$$\Phi_{\rm sc} = \mu_0 \frac{W_1^2 i_1}{l_{\rm m}} \pi D_{\rm m} \left(a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3} \right).$$
(2.45)

Inductanța echivalentă de scurtcircuit a înfășurărilor, raportată la înfășurarea primară, în forma cea mai explicită are valoarea:

$$L_{sc} = \frac{\Phi_{sc}}{i_1} = \mu_0 \frac{W_1^2 k_R}{H} \pi D_m \left(a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3} \right).$$
(2.45')

Expresia inductanței echivalente de scurtcircuit servește la determinarea analitică a componentei reactive a tensiunii de scurtcircuit.

2.9. CARACTERISTICILE TRANSFORMATORULUI

Cele mai importante caracteristici ale transformatoarelor sunt:

- caracteristica externă;
- variatia de tensiune functie de sarcină:
- caracteristica randamentului funcție de sarcină.

Toate caracteristicile enumerate mai sus depind și de natura sarcinii.



2.9.1. CARACTERISTICA EXTERNĂ A TRANSFORMATORULUI

Caracteristica externă indică variația tensiunii la bornele secundare în situația în care curentul de sarcină I₂ se modifică în limite largi. Modul de variație este influențat de natura sarcinii (Fig. 2.39) și pentru a face o distincție netă caracteristicile externe se trasează în conditiile: $U_1 = U_{1N}$; cos $\phi_2 = \text{const.}$

Fig. 2.39. Caracteristicile externe.

De obicei se preferă în locul caracteristicii externe săse studieze variația de tensiune la bornele înfășurării secundare când se modifică sar-

cina sau factorul de putere.

2.9.2. DETERMINAREA VARIAȚIEI DE TENSIUNE LA TRANSFORMATOARE

Prin variație de tensiune se înțelege mărimea ce caracterizează modificarea tensiunii la bornele înfășurării secundare, odatăcu creșterea sarcinii, față de tensiunea de mers în gol.

Variatia de tensiune poate fi exprimată în volti, în mărimi raportate sau în procente. De obicei se folsesc ultimile două modalități de definire a variației de tensiune. Variația de tensiune raportată la tensiunea de mers în gol U_{20} se definește:



 $\frac{\Delta U_2}{U_{20}} = \frac{U_{20} - U_2}{U_{20}} = \frac{U'_{20} - U'_2}{U'_{20}} \ .$ (2.46)

Dacă se raportează mărimile secundare la primar și dacă se tine cont de faptul că la mersul în gol există re-latia: $U_{20}' = E_2' = E_1 = U_{1N}$, atunci pentru variația de tensi-une se obține relația: T T/

$$\frac{\Delta U}{U'_{20}} = \frac{U_{1N} - U'_2}{U_{1N}}.$$
(2.47)

Pentru estimarea variației de tensiune se poate folosi metoda analitică și metoda grafică.

Fig. 2.40. Explicație la determinarea analitică a variației de tensiune.

a) - Metoda analică. Pentru calculul diferenței algebrice U_{1N} - U_2' se folosește diagrama simplificată de tensiuni din figura 2.40. Variația de tensiune în mărime reală este pusă în evidență prin segmentul AC', punctul C' corespunzând rabaterii segmentului OC pe direcția segmentului OA. Deoarece segmentul AC' este mult mai mic decât segmentul OC' se poate înlocui cu aproxi-mație segmentul OC' cu segmentul OE (punctul E fiind

piciorul perpendicularei din C pe OA). Cu aproximările făcute se poate scrie relația:

$$U_{1N} - U'_2 \approx AE = AF + FE = R_{sc} I_1 \cos \varphi_2 + X_{sc} I_1 \sin \varphi_2$$
, (2.48)

și raportând-o la tensiunea nominală a înfășurării primare se obține:

$$\frac{\Delta U'_2}{U_{1N}} = \frac{R_{sc} I_1}{U_{1N}} \cos \varphi_2 + \frac{X_{sc} I_1}{U_{1N}} \sin \varphi_2 . \qquad (2.49)$$

În această relație se observă că pot fi puse în evidență căderile de tensiune activă și reactivă. De asemenea se introduce un coeficient de sarcină $\beta = I_2'/I_{12N}' = I_1/I_{1N}$. În această situație variația de tensiune raportată devine:

$$\frac{\Delta U'_2}{U_{1N}} = \beta \left(u_{sc a} \cos \varphi_2 + u_{sc r} \sin \varphi_2 \right).$$
(2.50)

Un calcul mai precis al variației de tensiune se obține dacă se exprimă valoarea tensiunii U_2 ' cu relații geometrice simple, considerându-se pentru tensiunea primară $U_1 = 100 = OC$ încât se deduce pentru tensiunea secundară raportată relația:

$$U'_{2} = \sqrt{OC^{2}} - \overline{CE^{2}} - \overline{AE} = \sqrt{100^{2} - \overline{CE^{2}}} - \overline{AE} , \qquad (2.51)$$

ce poate fi pusă sub forma:

$$U'_2 = 100 \sqrt{1 - \frac{\overline{CE^2}}{100^2} - \overline{AE}}$$
 (2.52)

Dacă se dezvoltă partea de sub radical după binomul lui Newton reținându-se primii doi termeni, relația (2.52) devine:

$$U'_{2} = 100 \left[1 - \frac{1}{2} \frac{CE^{2}}{100^{2}} \right] - \overline{AE} , \qquad (2.53)$$

deci variația de tensiune se poate scrie:

$$\Delta U = \overline{AE} + \frac{\overline{CE^2}}{200}; \qquad (2.54)$$
$$\Delta U = u_{sc_a} \cos \varphi_2 + u_{sc_r} \sin \varphi_2 + \frac{(u_{sc_r} \cos \varphi_2 - u_{sc_a} \sin \varphi_2)^2}{200}.$$

Relația finală s-a obținut din exprimarea mărimilor segmentelor prin care sunt definite (AF + FE respectiv CE = CD - DE = CD - BF).

În calculele calitative se neglijează termenul al doilea încât se folosește pentru calcule relația (2.50). Cu ajutorul acestei relații s-au calculat următoarele caracteristici: variația de tensiune funcție de coeficientul de sarcină pentru diverse valori ale factorului de putere (Fig. 2.41) și variația de tensiune funcție de factorul de putere în situația menținerii sarcinii constante (Fig.2.42).





Fig. 2.41. Dependența variației de tensiune funcție de coeficientul de sarcină.

Fig. 2.42. Dependența variației de tensiune funcție de factorul de putere.

b) - Metoda grafică. Această metodă se poate folosi la determinarea variației de tensiune dacă se cunoaște triunghiul de scurtcircuit conform figurii 2.43. Luându-se ca referință curentul raportat din înfășurarea secundară, se construiește triunghiul fundamental ABC.

Pentru un anumit factor de putere (se cunoaște un-ghiul φ_2) se poate marca direcția fazorului corespunzător tensiunii secundare raportate AD urmând ca mărimea acestui segment să se determine prin construcție grafică. Se construiesc două cercuri C₁ și C₂ (de rază U₁) cu centrele în A și C. Cele două cercuri întretaie direcția fazorului corespunzător tensiunii secundare raportate în punctele D și E. Se unește C cu D și se constată că s-a obținut diagrama fazorială de tensiuni ADC (ordinea de sumare a fazorilor fiind inversată: CA +



Fig. 2.43. Determinarea variației de tensiune pe cale grafică.

AD = CD). AD = CD

Segmentul DE reprezintă chiar variația de tensiu-ne în mărimi raportate. Pentru a afla variația de tensiune în secundar în mărime reală se împarte segmentul DE la raportul de transformare.

Observație. La transformatoare de mică putere componenta activă a tensiunii de scurtcircuit, este comparabilă cu cea reactivă încât variația de tensiune în cazul sarcinii active este mai mare ca în cazul sarc-nii activ- inductive. În această situație caracteristicile externe (deci și variația de tensiune) pentru cele două ti-puri de sarcină din figura 2.39 (respectiv Fig. 2.41) își inversează pozițiile.

2.9.3. DETERMINAREA RANDAMENTULUI LA TRANSFORMATORUL MONOFAZAT

Randamentul poate fi determinat prin metode directe și indirecte. Metodele de determinare prin măsurare directă se aplică la transformatoarele de mică putere la care este posibilă încărcarea directă. Pentru determinarea randamentului prin metoda pierderilor separate sunt necesare două încercări: încercarea de mers în gol și încercarea la scurtcircuit. Din încercarea la mers în gol se determină pierderile în fier, iar din încercarea la scurtcircuit se determină pierderile la scurtcircuit nominale.

Din diagrama de bilanț energetic (Fig. 2.37) se poate scrie relația de bilanț pentru puterile active:

$$P_{1} = P_{2} + p_{Fe} + p_{j_{1}} + p_{j_{2}};$$

$$S_{N} = m_{2} U_{2N} I_{2N},$$
(2.55)

și se definește puterea aparentă secundară. În această situație expresia randamentului se poate exprima prin relația: P_2 m₂ U₂ L₂ cos ϕ_2

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = -\frac{m_2 U_2 I_2 \cos \varphi_2}{m_2 U_2 I_2 \cos \varphi_2 + p_{Fe} + p_{j_1} + p_{j_2}},$$
(2.56)

în care m_2 este numărul de faze. În cazul de față se consideră $m_2 = 1$. Ținând cont de expresia coeficientului de sarcină β , randamentul poate fi scris sub forma:

$$\eta = \frac{\beta S_{\rm N} \cos \varphi_2}{\beta S_{\rm N} \cos \varphi_2 + p_{\rm Fe} + \beta^2 (p_{j_1} + p_{j_2})}.$$
(2.57)

Se constată că mărimea randamentului este funcție de două mărimi: factorul de putere și sarcina introdusă prin coeficientul de sarcină β . Pentru a stabili maximul funcției, se poate simplifica procedeul de stabilire a maximului la o funcție de două variabile, considerând una din variabile menținută constantă (în cazul de față se consideră factorul de putere constant).



Fig. 2.44. Variația randamentului funcție de coeficientul de sarcină.

Pentru determinarea randamentului maxim se anulează derivata randamentului în funcție de variabila β conform relației:

$$\frac{d\eta}{d\beta} = \frac{S_{\rm N} \cos \varphi_2 (p_0 - \beta^2 p_{\rm scN})}{\left(\beta S_{\rm N} \cos \varphi_2 + p_0 + \beta^2 p_{\rm scN}\right)^2} = 0 .$$
(2.58)

Prin anularea numărătorului se determină valoarea lui β:

$$\beta = \sqrt{\frac{p_0}{p_{scN}}} = 0.5 \div 0.75 , \qquad (2.59)$$

pentru care randamentul este maxim.

Pentru construcțiile clasice de transformatoare, raportul pierderilor de mers în gol la raportul pierderilor de scurtcircuit are valori cuprinse între 0.25 și 0.5, încât randamentul devine maxim pentru va-

lori ale coeficientului de sarcină cuprinse între 0,5 și 0,7.

În mod obișnuit randamentul transformatoarelor este mai ridicat decât la mașinile rotative întrucât lipsesc pierderile mecanice. Randamentul își menține valoarea ridicată pentru o plajă mare de variație a gradului de încărcare. La transformatoare de putere ridicată de ordinul sutelor de MVA randamentul poate depăși chiar 99%.

2.10. TRANSFORMATORUL TRIFAZAT. CONSIDERAȚII CONSTRUCTIVE ȘI TEORETICE

În prezent în rețelele trifazate de tensiune se folosesc două variante constructive: *transformatoare cu fluxuri libere și transformatoare cu fluxuri forțate*.

Transformatoarele cu fluxuri libere sunt realizate din trei transformatoare monofazate separate a căror înfășurări primare și secundare pot fi conectate folosind una din conexiunile cunoscute. Această variantă constructivă se folosește pentru unități de putere foarte mare fapt ce permite transportarea mai ușoară de la fabrica constructoare la beneficiar și în plus pentru rezervă în caz de defect se folosește o singură unitate monofazată.



Fig. 2.45. Variante constructive ale transformatoarelor trifazate.

Transformatorul cu fluxuri libere este prezentat în figura 2.45 -a) iar transformatorul cu fluxuri forțate este prezentat în figura 2.45 -b). Deoarece varianta cu fluxuri libere prezintă dezavantajul unui consum mare de fier se recurge la varianta cu fluxuri forțate la care, înfășurările sunt dispuse pe trei coloane legate între ele prin două juguri. Modalitatea de obținere a transformatorului trifazat cu fluxuri forțate din transformatorul cu fluxuri libere este indicată în figura 2.46.



Fig. 2.46. Dispunerea coloanelor la transformatorul cu fluxuri forțate.

Dacă cele trei transformatoare sunt așezate la câte 120° unul în raport cu celelalte două (Fig. 2.46 -a) atunci cele trei coloane centrale se pot reuni în una singură. În situația în care sistemul de tensiuni aplicat înfășurării este trifazat simetric atunci rezultă că suma fluxurilor magnentice utile ale celor trei faze este nulă ($\phi_A + \phi_B + \phi_C = 0$) și nu se mai justifică prezența acesteia (Fig. 2.46 -b) Circuitul magnetic simetric cu trei coloane și șase juguri ridică dificultăți în realizare și prezintă un gabarit mărit. O construcție mai simplă și economică se realizează dacă se elimină jugurile fazei B și cele trei coloane se aduc în același plan (Fig. 2.46 -c). Nesimetria magnetică introdusă în acest caz este diminuată prin mărirea secțiunii jugurilor cu 5 - 15% față de secțiunile coloanelor ceea ce face ca acestă variantă constructivă să fie foarte răspândită.

2.11. CONEXIUNILE TRANSFORMATOARELOR TRIFAZATE

Prin conexiunea înfășurării unui transformator se înțelege modul de conectare al înfășurărilor fiecărui circuit de fază de pe partea de înaltă tensiune și joasă tensiune.

Conexiunile ce se folosesc la înfășurarea de înaltă tensiune respectiv de joasă tensiune sunt indicate în tabelul I.

Pentru precizarea conexiunilor și construcția diagramei fazoriale de tensiuni se notează începuturile înfășurărilor de înaltă tensiune ale diferitelor faze cu litere majuscule **A**, **B**, **C**, iar sfârșiturile în aceeași ordine, cu **X**, **Y**, **Z**. Pentru înfășurările omoloage de joasă tensiune se folosesc literele mici corespunzătoare: **a**, **b**, **c** pentru începuturi, **x**, **y**, **z** pentru sfârșituri.

Conform tabelului I, se constată că pentru înfășurarea de înaltă tensiune se folosesc conexiunile: Y - stea; D (Δ) triunghi (în N sau Z după asemănarea conexiunilor triunghiului cu cele două litere) iar pentru înfășurarea de joasă tensiune se folosesc conexiunile: y - stea; d - triunghi; z -zigzag. În același tabel sunt date diagramele fazoriale de tensiuni pentru toate schemele de conexiuni utilizate.



2.11.1 SCHEME ȘI GRUPE DE CONEXIUNI

Prin schemă de conexiuni se înțelege modul de conectare al înfășurărilor de înaltă tensiune și joasă tensiune la un transformator trifazat. Pentru a deosebi schemele de conexiuni între ele se introduce o mărime suplimentară numită *indice orar de cuplaj* sau *deplasare unghiulară* și semnifică unghiul de defazaj între tensiunile de linie omologe la înfășurările de înaltă, respectiv joasă tensiune. Ca unitate de măsură a deplasării unghiulare s-a introdus unghiul de 30^{0} numit *oră* (1h = 30^{0}) prin analogie cu cadranul ceasului. Deci sunt posibile realizări de deplasări unghiulare de la 1 la 12 (0). Funcție de mărimea deplasării unghiulare schemele de conexiuni se împart în douăgrupe:

- scheme cu deplasare unghiulară impară: 1, 3, 5, 7, 9, 11 (Yd, Dy şi Yz);

- scheme cu deplasare unghiulară **pară:** 0(12), 2, 4, 6, 8, 10 (**Yy**, **Dd şi Dz**) în total realizându-se 36 de conexiuni. **A B C B**



Fig. 2.47. Asocierea fazorilor de tensiuni.



Pentru explicarea schemelor de conexiuni se fac convențiile:

- se lucrează numai cu sistemul trifazat cu succesiune orară;

- toate înfășurările au același sens de bobinaj (sensul pozitiv al fazorilor corespunzători t.e.m induse este pozitiv când se parcurg înfășurările de la sfârșit spre început - Fig. 2.47 -a), fazorii fiind în fază; dacă se schimbă începutul cu sfârșitul unei înfășurări se introduce un decalaj de 6h.

În figura 2.48 se indică modul de obținere a schemei de conexiuni când se cunoaște numai simbolul schemei, de exemplu Dy_1 .

Pentru înfășurarea de înaltă tensiune se adoptă o conexiune în triunghi (varianta în N). Pentru această conexiune se construiește diagrama fazorială de tensiuni (triunghiul tensiunilor) pe care s-au numerotat coloanele corespunzătoare fazorilor. Se ia ca referință fazorul U_{AB} și se marchează fazorul U_{ab} în urmă cu 30° iar pe urmă se construiește steaua tensiunilor pentru înfășurarea de joasă tensiune. Din paralelismul fazorilor de la joasă tensiune cu cei de la înaltă tensiune se deduce modul de conectare și dispunerea bobinelor pe coloane pentru înfășurarea de joasă tensiune.

Pentru determinarea deplasării unghiulare când se indică conexiunea se procedează ca în figurile 2.49 și 2.50.

În figura 2.49 se determină deplasarea unghiulară la o conexiune Yz.



Fig. 2.49. Determinarea conexiunii Yz₅.

Fig. 2.50. Determinarea deplasării unghiulare la conexiunile Yy şi Yd.

Se construiește steaua tensiunilor pentru înfășurarea de înaltă tensiune și se notează cu 1, 2, 3 fazorii corespunzători t.e.m. induse în înfășurările dispuse pe coloanele respective. Se ia un punct de referință și se construiesc fazorii corespunzători tensiunilor secundare prin paralelism cu fazorii stelei de la înaltă tensiune. Se compară, ca direcție, fazorii corespuzători tensiunilor compuse, decalați la 5h.

Schemele de conexiuni care au aceeași deplasare unghiulară sunt incluse într-o grupă de conexiuni. În practică sunt utilizate patru grupe de conexiuni cu următoarele deplasări unghiulare: grupa A (tabelul II) cu 12h; grupa B (tabelul III) cu 6h; grupa C (tabelul IV) cu 5h; grupa D (tabelul V) cu 11h. Tabelul II. Tabelul III.

Grupa A	Diagrama	fazorială	Schema de	conexiuni	Grupa B	Diagrama	fazorială	Schema de	conexiuni
Simbol	I.T	J.T	I.T	J.T	Simbol	I.T	J.T	I.T	J.T
Dd-12	B A	a b	⁰ • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	"	Da - 6	B	₽ ₽	u÷uuur ≞÷uuur ≉÷uuur	ور مورسین ور مورسین المحسین
¥y-12	A C	a c	^U °uuur ¤°uuur	0°	¥y - 6	B C	o the second sec	^U °uuur ^A °uuur	یستیہ _{ال}
Dz-12	B		u⊶uuur ª⊶uuur ≉⊶uuur	^Ս ~ասհ Բասդ Ձ~ասհ էասդ Պ~ասհ էասդ	Dz-6	B	° , a	u. 	u, mu trund u, mu trund u, amu trund
i		Tabelul IV	Ϊ.		ž.		Tabelul V		
Grupa C	Diagrama	fazorială	Schema de	conexiuni	Grupa D	Diagrama	a fazorială	Schema de	conexiuni
Simbol	I.T	J.T	I.T	J.T	Simbol	I.T	J.T	I.T	J.T
Dy - 5	A C	a a b		ه مسم ومسط ومسط	Dy-11	A C	a b c		0°uuur
Yd - 5	R R C		⁰ °, [®] °,	⊎⊶rrrn⊾ ⊎⊶rrrn⊾ ⊔⊶rrrn⊾	Ya-11	A B C	a a a a a a a a a a a a a a a a a a a	⁰ • [@] •	"⊶uuur A⊶uuur ¶⊶uuur
Yz-5	A C	a a b	^A ^B ^O	m m m	Yz-11	B B B C		[¶] °,	۵۰۰۰۰ ۲۰۰۰ ۹۰۰۰۰ ۲۰۰۰

2.11.2. INFLUENȚA SCHEMEI DE CONEXIUNI ASUPRA FUNCȚIONĂRII LA GOL A TRANSFORMATORULUI CÂND MIEZUL ESTE SATURAT

În studiul mersului în gol a transformatorului monofazat s-a considerat că tensiunea aplicată înfășurării primare este sinusoidală și, în consecință, fluxul util este sinusoidal. Din cauza formei curbei de magnetizare a miezului și a gradului de saturație al acestuia, curentul de mers în gol i_o este nesinusoidal.

Forma curentului de magnetizare a fost dedusă pe cale grafică în figura 2.51 luând în considerare fluxul sinusoidal în cadranul I și caracteristica de magnetizare. Unda curentului de magnetizare conține, pe lângă fundamentală, o armonică de ordinul trei a cărei amplitudine este mai mare cu cât miezul este mai saturat.



Fig. 2.51. Determinarea pe cale grafică a curentului de magnetizare.



Fig. 2.52. Curentul de magnetizare în regim saturat.

În figura 2.52 este reprezentată forma curentului de mers în gol i_0 și cele două armonice i_{01} și i_{03} .

La transformatoarele trifazate regimul deformant este impus de construcția miezului și de tipul conexiunii.

În general comportarea transformatorului este impusă de prezența armonicilor de rangul trei în unda fluxului sau a curentului de magnetizare.

La o conexiune în stea, în orice moment suma curenților în valori instantanee este nulă (relația 2.60):

$$i_{OA} + i_{OB} + i_{OC} = 0$$
, (2.60)

dacă regimul este simetric sinusoidal.

La un transformator trifazat la care pot circula curenții de armonică trei, forma curentului de magnetizare este similară cazului monofazat (Fig. 2.52). În această situație undele curenților de magnetizare de pe cele trei faze se descompun în serie Fourier, conform relației 2.61, importante ca mărime fiind fundamentala și armonica a treia. $iOA = I_{m01} \sin \omega_1 t + I_{m03} \sin 3\omega_1 t + I_{m05} \sin 5\omega_1 t ...$



Fig. 2.53. Conexiunea



Din analiza acestor relații se constată că armonicile de rangul trei ale curentului de magnetizare sunt în fază și deci formează un sistem homopolar sau sinfazic.

stea. La conexiunea stea cu nulul izolat, armonicile de ordinul trei se vor îndrepta simultan spre nulul conexiunii (Fig. 2.53) fiind imposibilă circulația acestora. Prin dispariția armonicilor de ordinul trei , curentul de mers în gol se apropie de forma sinusoidală, fapt ce conduce la deformarea formei fluxului de la forma sinusoidală. În această situație fluxul corespunzător fiecărui circuit de fază va conține armonici superioare conform relatiei:



Fig. 2.54. Transformator cu fluxuri libere.

Fig. 2.55. Tensiunea secundară.

Influența armonicii de ordinul trei a fluxului asupra comportării transformatorului este dictată de configurația miezului feromagnetic și de tipul conexiunii. Se prezintă în continuare comportarea conexiunii Yy realizată pe un transformator cu fluxuri libere (Fig. 2.54). La acest tip de transformator armonica a treia a fluxului pe fiecare fază circulă nestingherită deoarece se închide numai prin circuitul feromagnetic, deci amplitudinea acesteia este apreciabilă, reluctanța circuitului fiind minimă.

În figura 2.55 se indică forma fluxului rezultant, obținut din compunerea fundamentalei cu armonica a treia precum și tensiunile electromotoare induse în înfășurarea secundară de fiecare componentă a fluxului.

Corespondența între undele fluxurilor și tensiunilor electromotoare induse este marcată pentru a pune în evidență defazajul de 90° între flux și tensiunea electromotoare indusă corespunzătoare fiecărei armonici.



Fig. 2.56. Traseul fluxului homopolar.

Se constată că tensiunea electromotoare rezultantă e₂₀ prezintă o formă ascuțită provocată de amplitudinea mare a armonicii de ordinul trei, fapt ce antrenează o creștere a amplitudinii tensiunii pe fazăcare poate fi, în unele cazuri, chiar periculoasă. Din acest motiv nu se recomandă utilizarea conexiunii Yy la transformatoare cu fluxuri libere dacă nu se iau măsuri de compensare a armonicilor de ordinul trei. Armonicile de ordinul trei ale fluxurilor sunt diminuate în cazul utilizării transformatoarelor cu fluxuri forțate. La acest tip de transformator armonicile de ordinul trei ale fluxurilor fiind în fază și egale ca mărime sunt obligate să se închidă pe trasee de reluctanță mărită (aer, tiranți și pereții cuvei), amplitudinea acestora se reduce încât efectul deformant nu mai este așa pregnant (Fig. 2.56).

Dacă pentru înfășurarea secundară se consideră relația:

$$u_2 \approx e_2 = W_2 \frac{d\varphi}{dt} , \qquad (2.63)$$

atunci tensiunile pe fiecare circuit de fază vor avea forma și expresia similară cu tensiunea electromotoare indusă: $u_{R'} = U_{21m} \cos \omega_1 t + U_{23m} \cos 3\omega_1 t + ...$

$$u_{S'} = U_{21m} \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right) + U_{23m} \cos 3\omega_1 t + \dots$$

$$u_{T'} = U_{21m} \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}\right) + U_{23m} \cos 3\omega_1 t + \dots ,$$
(2.64)

în timp ce tensiunea de linie își păstrează forma sinusoidală deoarece prin scăderea tensiunilor de fază se anulează armonicile de ordinul trei:

$$u_{R'S'} = u_{R'} - u_{S'} = U_{1m} \left[\cos\omega_1 t - \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] = U_{1m} \sqrt{3} \cos\left(\omega_1 t + \frac{\pi}{6}\right).$$
(2.65)

La transformatoarele trifazate cu schema de conexiuni Y_0y armonicile de ordinul trei se inchid prin firul neutru încât forma curentului prin fiecare circuit de fază este similară cazului de la transformatorul monofazat. În această situație fluxul util își menține forma sinusoidală fapt ce conduce la lipsa efectului de deformare a tensiunilor electromotoare induse în înfășurarea secundară. Același comportament se întâlnește și la transformatoarele ce au înfășurările primare conectate în triunghi. Și în acest caz armonicile de ordinul trei ale curentului de magnetizare au posibilitatea să se închidă în conexiunea în triunghi , deci curentul din înfășurarea primară este nesinusoidal în timp ce fluxul rămâne sinusoidal.



Fig. 2.57. Rolul terțiarului și a spirei de amortizare.

Un comportament aparte îl prezintă conexiunea Yd. La această schemă de conexiuni, datorită înfășurării primare, curentul de magnetizare nu mai conține armonica de ordinul trei și în această situație fluxul devine nesinusoidal. Armonica de rang trei a fluxului (φ_3) induce în înfășurarea secundară o tensiune electromotoare de frecvență triplă (e_{23}) ce conduce la apariția unui curent i_{23} ce se închide în interiorul triunghiului și este decalat cu aproape 90⁰ în urma tensiunii electromotoare deoarece, pentru frecvență triplă, reactanța înfășurării secundare este mult mai mare decât rezistența acesteia. Diagrama fazorială este reprezentată în figura 2.57 -a). Solenația produsă de prezența curentului i_{23} dă naștere unui flux φ_{23} , antagonist cu fluxul util φ_3 amortizând în felul acesta efectul lui φ_3 deci și regimul deformant care s-ar manifesta în această situație.

Efectul de amortizare al înfășurării în triunghi este utilizat la ameliorarea funcționării transformatoarelor de mare putere cu fluxuri libere și conexiunea Yy. Aceste transformatoare sunt prevăzute cu o înfășurare suplimentară conectată în triunghi, numită*înfășurare terțiară* care amortizează regimul deformant dar mărește costul transformatorului. Schema de principiu a unui transformator având conexiunea Yy și înfășurare terțiară este dată în figura 2.57 -c). La transformatoarele cu fluxuri forțate înfășurarea terțiară este înlocuită cu o *spiră de amortizare* 1 în scurtcircuit care înconjoară cele trei coloane 2 conform figurii 2.57 -b).

2.12. CUPLAREA ȘI FUNCȚIONAREA ÎN PARALEL A TRANSFORMATOARELOR DE PUTERE

În situația în care puterea solicitată de anumiți receptori devine mai mare decât puterea unitară a unui transformator se practică sistemul de conectare în paralel a mai multe transformatoare. Două sau mai multe transformatoare se consideră că funcționeză în paralel dacă au bornele înfășurării primare conectate la rețeaua de alimentare de tensiune U_1 iar bornele înfășurării secundare sunt conectate la o rețea receptoare de tensiune U_2 .

Pentru cuplarea în paralel a transformatoarelor este necesară îndeplinirea următoarelor condiții:

a) - să aibă același raport de transformare;

b) - să aibă aceeași grupă de conexiuni;

c) - tensiunile relative de scurtcircuit trebuie să fie egale;

d) - puterile nominale trebuie să fie în raportul 1: 3, maximum 1:4.

Primele două condiții sunt obligatorii întrucât fac posibilă cuplarea în paralel a transformatoarelor (obținerea opoziției între tensiunile secundare omoloage) în timp ce ultimile două condiții sunt legate de funcționarea optimă în paralel a transformatoarelor. În continuare se tratează distinct cazul funcționării în paralel când nu este respectată una din condițiile enumerate.

2.12.1. CUPLAREA ÎN PARALEL A DOUĂ TRANSFORMATOARE CU RAPOARTE DE TRANSFORMARE DIFERITE

Se consideră două transformatoare monofazate α și β cuplate în paralel și funcționând pentru început în gol (Fig. 2.58). Se ia în considerare un caz oarecare, de exemplu:

$$K_{\alpha} > K_{\beta} . \tag{2.66}$$



Fig. 2.58. Schema de principiu pentru funcționarea în paralel a două transformatoare monofazate.

În acest caz, tensiunile secundare se vor găsi în situația:

 $U_{20_{\alpha}} < U_{20_{\beta}}$, (2.67) încât pe conturul închis format de cele două înfășurări secundare va acționa tensiunea:

$$\underline{\Delta U} = U_{20_8} - U_{20_n} , \qquad (2.68)$$

ce va da naștere unui curent de circulație numit și *curent de egalizare* a cărui expresie este:

$$I_{eg} = \frac{\underline{U}'_{20\beta} - \underline{U}'_{20\alpha}}{\underline{Z}_{sc\alpha} + \underline{Z}_{sc\beta}}.$$
 (2.69)

Acest curent de egalizare, cu o valoare corespunzătoare și în circuitul

comun al înfășurărilor primare, va avea efect magnetizant pentru transformatorul α și demagnetizant pentru transformatorul β și va determina stabilirea unei tensiuni U'₂₀ comune pentru ambele secundare (mai mare pentru transformatorul α și mai mică pentru transformatorul β) a cărei mărime rezultă din diagrama fazorială reprezentată în figura 2.59.

La funcționarea în sarcină, secundarele celor două transformatoare alimentează împreună receptoare a căror impedanță Z se consideră impedanța echivalentă comună, schema de alimentare fiind prezentată în figura 2.60.



Fig. 2.59. Diagrama fazorială de tensiuni la funcționarea în paralel a două transformatoare cu rapoarte de transformare diferite (la gol).

Prin închiderea întrerupătorului K cele două transformatoare debitează pe impedanța Z curentul I_2 , aportul fiecărui transformator fiind impus de parametrii proprii iar schema echivalentă este dată în figura 2.61.



Fig. 2.60. Schema de principiu pentru funcționarea în paralel în sarcină a două transformaoare. monofazate.



Fig. 2.61. Schema echivalentă pentru funcționarea în paralel a două transformatoare monofazate în sarcină.

Pentru aprecieri calitative se neglijează valoarea Z_L ce reprezintă impedanța liniei de transport. În situația în care transformatoarele au rapoarte de transformare egale (considerată caz ideal) atunci curentul debitat de fiecare din cele două transformatoare este influențat de mărimea tensiunii de scurtcircuit.



Fig. 2.62. Diagrama fazorială a curenților pentru rapoarte de transformare egale și diferite.

Dacă cele două tensiuni de scurtcircuit ale transformatoarelor sunt egale atunci valorile curenților reali absorbiți, respectiv debitați, de cele două transformatoare sunt egale cu valorile ideale. Diagrama fazorială pentru curenții ideali absorbiți de înfășurările primare este indicată în figura 2.62 -a). Dacă rapoartele de transformare ale celor două transformatoare diferă atunci vor apare, în înfășurările primare și secundare ale celor două transformatoare, curenți de circulație ce vor modifica gradul de încărcare al fiecărui transformator față de cazul ideal când rapoartele de transformare sunt e-

gale. Diagrama fazorială pentru această situație este prezentată în figura 2.62 -b). Curenții reali ai celor două transformatoare se obțin prin sumarea fazorială dintre curenții ideali și curenții de egalizare. Se observă că transformatorul cu raportul de transformare mai mare (cazul concret al transformatorului α) se încarcă mai puțin în timp ce transformatorul cu raport de transformare mai mic se încarcă mai mult. Desigur sarcina totală trebuie limitată pentru ca transformatorul supraîncărcat să nu depășească puterea nominală. Situația este avantajoasă când transfomatorul supraîncărcat este de putere mai mare, fapt ce face posibilă funcționarea lui la putere nominală și implicit creșterea sensibilă a puterii ce se transmite receptorilor. În cazul egalității rapoartelor de transformare pot fi utilizate la puterea lor nominală. De obicei abaterile Δ K ale rapoartelor de transformare sunt în limite restrânse de până la 0,5 %.

Pentru determinarea curenților absorbiți de cele două transformatoare se determină ecuațiile de tensiuni pentru schema simplificată din figura 2.61:

$$\underline{\underline{U}}_{1} = \underline{\underline{Z}}_{sc \alpha} \underline{\underline{I}}_{1\alpha} + \underline{\underline{U}}'_{2\alpha};$$

$$\underline{\underline{U}}_{1} = \underline{\underline{Z}}_{sc \beta} \underline{\underline{I}}_{1\beta} + \underline{\underline{U}}'_{2\beta}.$$
(2.70)

Dacă se ține seama de expresia curentului total și se scad cele două ecuații se obțin relațiile:

$$\underline{I}_{1} = \underline{I}_{1\alpha} + \underline{I}_{1\beta};$$

$$\underline{U}'_{2\alpha} - \underline{U}'_{2\beta} = \underline{Z}_{sc\alpha} \underline{I}_{1\alpha} - \underline{Z}_{sc\beta} \underline{I}_{1\beta},$$
(2.71)

cu ajutorul cărora se determină curenții ce străbat înfășurările primare ale celor două transformatoare:

$$\underline{I}_{1\alpha} = \frac{\underline{I}_1 \underline{Z}_{sc\beta}}{\underline{Z}_{sc\alpha} + \underline{Z}_{sc\beta}} + \frac{\underline{U'}_{2\beta} - \underline{U'}_{2\alpha}}{\underline{Z}_{sc\alpha} + \underline{Z}_{sc\beta}}; \qquad (2.72)$$

$$\underline{I}_{1\beta} = \frac{\underline{I}_1 \underline{Z}_{sc\,\alpha}}{\underline{Z}_{sc\,\alpha} + \underline{Z}_{sc\,\beta}} + \frac{\underline{U'}_{2\,\alpha} - \underline{U'}_{2\,\beta}}{\underline{Z}_{sc\,\alpha} + \underline{Z}_{sc\,\beta}} \,. \tag{2.73}$$

Din analiza celor două relații se observă că în partea a doua a membrului doi din fiecare relație apare expresia curentului de egalizare care circulă prin înfășurările primare încărcând inutil transformatoarele în timp ce prima parte reprezintă curentul de sarcină furnizat de rețeaua de alimentare la fiecare transformator.

În situația în care rapoartele de transformare ale celor două transformatoare sunt egale dar transformatoarele aparțin la grupe diferite de conexiuni, tensiunile secundare sunt egale dar prezintă un defazaj impus de diferența deplasărilor unghiulare a celor două scheme de conexiuni. Pentru un defazaj de o oră diferența celor două tensiuni secundare are o valoare dată de relația:

$$\left|\underline{U'}_{2\alpha} - \underline{U'}_{2\beta}\right| = 2 U'_{2} \sin \frac{30^{\circ}}{2} = 0,52 U'_{2}, \qquad (2.74)$$

fapt ce provoacă apariția unui curent de egalizare de valoare exagerată care poate deteriora înfășurările transformatoarelor.

2.12.2. CUPLAREA ÎN PARALEL A DOUĂ TRANSFORMATOARE CU TENSIUNI DE SCURTCIRCUIT DIFERITE

Pentru o funcționare optimă în paralel care să asigure o încărcare proporțională cu puterea lor nominală este necesar ca transformatoarele să aibă tensiunile nominale de scurtcircuit egale. Dacă rapoartele de transformare sunt egale, deoarece U₁ și U₂ sunt aceleași pentru ambele transformatoare căderile de tensiune pe impedanțele de scurtcircuit sunt egale (Fig. 2.63).



Chiar dacă tensiunile de scurtcircuit nominale sunt egale căderile de tensiune active și reactive pot fi diferite:

$$\overline{\underline{A}} \overline{\underline{B}}_{\alpha} = R_{sc \alpha} \underline{I}_{1 \alpha} \neq \overline{\underline{A}} \overline{\underline{B}}_{\beta} = R_{sc \beta} \underline{I}_{1 \beta};$$

$$\overline{\underline{B}} \overline{\underline{C}}_{\alpha} = X_{sc \alpha} \underline{I}_{1 \alpha} \neq \overline{\underline{B}} \overline{\underline{C}}_{\beta} = X_{sc \beta} \underline{I}_{1 \beta},$$
(2.75)

de unde rezultă că este îndeplinită condiția:

$$\rho_{sc\,\alpha} \neq \phi_{sc\,\beta}$$

iar impedanțele de scurtcircuit au expresiile:

$$\underline{Z}_{\mathrm{sc}\,\alpha} = Z_{\mathrm{sc}\,\alpha} \,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\,\varphi_{\mathrm{sc}\,\alpha}}; \qquad \underline{Z}_{\mathrm{sc}\,\beta} = Z_{\mathrm{sc}\,\beta} \,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\,\varphi_{\mathrm{sc}\,\beta}} \,. \tag{2.76}$$

(7,70)

Fig. 2.63. Diagrama fazorială de tensiuni în cazul în care diferă rezistența și reactanța de scurtcircuit.

Din exprimarea ipotenuzei AC în cele două triunghiuri dreptunghice se poate determina raportul curenților din înfășurările primare ale celor două transformatoare în mărimi complexe con-

form relatiei:

$$\frac{\underline{I}_{1\,\alpha}}{\underline{I}_{1\,\beta}} = \frac{\underline{Z}_{sc\,\beta}}{\underline{Z}_{sc\,\alpha}} = \frac{Z_{sc\,\beta}}{Z_{sc\,\alpha}} e^{j(\varphi_{sc\,\beta} - \varphi_{sc\,\alpha})} , \qquad (2.77)$$

și fiindcă diferența dintre unghiurile de scurtcircuit este foarte mică:

$$\varphi_{\mathrm{sc}\,\alpha} - \varphi_{\mathrm{sc}\,\beta} = \varphi_{\beta} - \varphi_{\alpha} \; ; \quad (\varphi_{\mathrm{sc}\,\alpha} \approx \varphi_{\mathrm{sc}\,\beta}) \; , \qquad (2.76)$$

unghiurile triunghiurilor de scurtcircuit pot fi considerate egale, încât:

$$\frac{I_{1\alpha}}{I_{1\beta}} = \frac{Z_{sc\beta}}{Z_{sc\alpha}} \,. \tag{2.79}$$

În această relație primul termen se înmulțește la numărător și la numitor cu U_1 pentru a pune în evidență puterile aparente iar la al doilea termen se face un artificiu de calcul ca să apară tensiunile nominale de scurtcircuit procentuale:

$$\frac{S_{\alpha}}{S_{\beta}} = \frac{\frac{Z_{sc\,\beta}\,I_{N\,\beta}}{U_{1}}100}{\frac{Z_{sc\,\alpha}\,I_{N\,\beta}}{U_{1}}100} \frac{I_{N\,\alpha}}{I_{N\,\beta}}.$$
(2.80)



28

Dacă se înlocuiește raportul curenților nominali cu raportul puterilor aparente nominale și se introduc notațiile pentru tensiunile nominale de scurtcircuit exprimate procentual atunci relația 2.80 devine:

F0 / 7

$$\frac{S_{\alpha}}{S_{\beta}} = \frac{u_{sc\,\beta} [\%]}{u_{sc\,\alpha} [\%]} \frac{S_{N\,\alpha}}{S_{N\,\beta}} , \qquad (2.81)$$

din care se poate deduce puterea aparentă debitată de un transformator funcție de puterea aparentă totală debitată de cele două transformatoare ($\mathbf{S} = \mathbf{S}_{\alpha} + \mathbf{S}_{\beta}$) și tensiunea nominală de scurtcircuit proprie:

$$S_{\alpha} = \frac{S}{\frac{S_{N\alpha}}{u_{sc\alpha}} + \frac{S_{N\beta}}{u_{sc\beta}}} \frac{S_{N\alpha}}{u_{sc\alpha}} = \frac{\text{const.}}{u_{sc\alpha}} .$$
(2.82)

Se constată că transformatorul α se încarcă cu puterea aparentă S_{α} a cărei valoare este invers proporțională cu tensiunea nominală de scurtcircuit proprie, celelalte mărimi fiind constante.

În cazul general în care se consideră că funcționează în paralel μ transformatoare atunci un transformator oarecare v va debita pe sarcina comună o cotă parte din puterea aparentă totală furnizată de cele μ transformatoare a cărei valoare este dată de relația: μ

$$S_{\nu} = \frac{\sum_{i=1}^{\mu} S_{i}}{\sum_{i=1}^{\mu} \frac{S_{Ni}}{u_{sci}} \mu_{sc\nu}}.$$
 (2.83)

Dacă tensiunile nominale de scurtcircuit sunt diferite la cele μ transformatoare este de dorit ca transformatorul de putere mai mică să fie încărcat procentual mai puțin și deci să aibă o tensiune de scurtcircuit mai mare. În caz contrar transformatorul de putere mică se supraîncarcă iar pentru a nu fi depășită temperatura admisibilă trebuie redusă sarcina exterioară. Acest din urmă caz este ilustrat prin exemplul de mai jos.

> Se consideră două transformatoare TTU-NL : Sœ = 160kVA, conexiune Yzn-5 și tensiunea nominală de scurtcircuit u_{SCœ} = 4%; Sß = 630kVA, Dyn-5, și u_{SCB} =6%. Dacă cele două transformatoare se cuplează în paralel se vor încarcă diferit deoarece diferă tensiunile nominale de scurtcircuit. În acestă situație se determină putereă aparentă debitată de fiecare transformator aplicând relația 2.82:

$$S_{cs} = \frac{160 + 630}{\frac{160}{4} + \frac{630}{6}} + \frac{160}{4} = 218 \text{ kVA}; \qquad S_{\beta} = \frac{160 + 630}{\frac{160}{4} + \frac{630}{6}} + \frac{630}{6} = 572 \text{ kVA};$$

Se observă că transformatorul α s-a supraîncărcat la 218kVA în loc de 160kVA în timp ce transformatorul β funcționează la o sarcină mai mică decât puterea nominală. Pentru a proteja transformatorul α care este supraîncărcat cu 36,25% trebuie redusă puterea totală debitată de la 790kVA la 580kVA când transformatorul α debitează puterea aparentă nominală de 160kVA. În acest caz puterea aparentă furnizată de cele două transformatorar reprezintă doar 73% din pute – rea nominală. Transformatorul β apare utilizat nerațional deoarece se încarcă numai cu 420kVA. În situația în care se schimbă valorile tensiunilor de scurtcircircuit ($u_{SC\alpha} = 6\%$; $u_{SC\beta} = 4\%$,) crește gradul de utilizare al celor două transformatoare la 93% deoarece transformatorele pot debita 736kVA. Transformatorul β functionează de această dată la puterea nominală de 630kVA.

Necesitatea îndeplinirii celei de a patra condiție de funcționare optimă în paralel care limitează raportul puterilor nominale la 1:3, maximum 1:4 este impusă de faptul că pentru această gamă de puteri componentele active și reactive ale tensiunilor de scurtcircuit nu diferă mult încât defazajele între curenții debitați sunt mici iar suma fazorială a acestora se apropie de suma algebrică (Fig. 2.63). Peste această gamă de puteri defazajul curenților atinge valori mari determinând utilizarea neeficientă a transformatoarelor deoarece puterea aparentă totală transmisă receptorului este mai micădecât suma puterilor aparente cu care se încarcă transformatoarele în această situație.

2.13. UTILIZAREA TRANSFORMATOARELOR ÎN INSTALAȚII DE REDRESARE

Dezvoltarea electronicii de putere a permis obținerea unor semiconductori cu parametri performanți și astfel a luat amploare utilizarea instalațiilor de redresare în domeniul acționărilor electrice concurând până la eliminarea convertizoarelor rotative.

Deoarece practic niciodată tensiunea continuă nu este, ca mărime, în concordanță cu tensiunea alternativă (standardizată) a rețelei de alimentare a instalației de redresare este necesară utilizarea unui transformator care lucrează în această situație în regim deformant. Din acest considerent puterea aparentă a secundarului transformatorului diferă de a primarului deci transformatorul nu este utilizat optim față de cazul în care un transformator de aceeași putere aparentă alimentează o sarcină în regim perfect sinusoidal. Comportarea transformatoarelor utilizate în instalațiile de redresare prezintă unele particularități legate de forma și mărimea curenților și tensiunilor în primar și secundar precum și de stabilirea puterii de calcul. Se prezintă în continuare câteva scheme utilizate frecvent în instalațiile de redresare, graficele pentru tensiuni și curenți precum și relațiile necesare pentru determinarea **puterii de calcul a transformatorului ca medie arit-metică a puterilor aparente din primar și secundar** în fiecare caz în parte, neglijând căderile de tensiune pe înfășurarea transformatorului și pe diodele aflate în conducție.

2.13.1. INSTALAȚIA DE REDRESARE MONOFAZATĂ CU PRIZĂ MEDIANĂ

Instalația monofazată cu priză mediană servește la redresarea ambelor alternanțe și are schema prezentată în figura 2.64. Această instalație este prevăzută cu un transformator care are două înfășurări secundare identice, cu câte W_2 spire fiecare. Cele două înfășurări (0a și 0b) sunt legate la un punct median 0 iar capetele **a** și **b** sunt conectate la anozii diodelor D_a și D_b . Catozii celor două diode sunt legați împreună în punctul M de la care se înseriază sarcina activ-inductivă **R**, **L**.



Fig. 2.64. Schema de redresare cu punct median.

Modul de variație al tensiunilor și curenților în cele două înfășurări și prin impedanța de sarcină sunt date sub formă de grafice în figura 2.65. După cum se vede din figura 2.65 -a) tensiunile corespunzătoare celor două înfășurări, \mathbf{u}_a și respectriv \mathbf{u}_b sunt în opoziție de fază. Când potențialul punctului **a** este pozitiv intră în conducție dioda \mathbf{D}_a permițând închiderea curentului \mathbf{i}_a timp de o jumătate de perioadă pe conturul 0aM0 după care devine nul deoarece dioda s-a blocat când potențialul punctului **a** a devenit negativ. Deci curentul \mathbf{i}_a are o formă pulsatorie ca în figura 2.65 -b), unda fiind dreptunghiulară dacă se presupune că impedanța de sarcină este constantă și sarcina are o

constantă de timp foarte mare. În momentul în care potențialul punctului **b** devine pozitiv intră în conducție dioda $\mathbf{D}_{\mathbf{b}}$ iar pe conturul 0bM0 se stabilește curentul $\mathbf{i}_{\mathbf{b}}$ al cărui mod de variație este dat în fi-gura 2.65 -c). Se constată că impedanța de sarcină este parcursă de curent pe întreaga perioadă T. Cei doi curenți $\mathbf{i}_{\mathbf{a}}$ și $\mathbf{i}_{\mathbf{b}}$ care se închid prin impedanța de sarcină au câte o componentă continuă care parcurge fiecare înfășurare secundară în sens contrar încât fluxul magnetic corespunzător se anulează evitând expunerea miezului la o saturație constantă.



Fig. 2.64. Modul de variație a curenților și tensiunilor la redresarea monofazată cu punct median.

Pentru determinarea formei curentului din înfășurarea primară se neglijează solenația de magnetizare încât ecuația de solenații devine:

$$W_1 i_1 + W_2 i_a - W_2 i_b = 0. (2.84)$$

Acest curent este evident alternativ, alternanțele sale fiind dreptunghiulare după cum rezultă din figura 2.65 -d).

Tensiunea redresată \mathbf{u}_{r} este pulsatorie cu două pulsuri pe perioadă conform figurii 2.65 -e). Valoarea medie a tensiunii redresate este dată de relația: $1\frac{\pi}{c}$ $2\sqrt{2}$

$$U_{r} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} U_{2} \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{2} . \qquad (2.85)$$

Valoarea efectivă a curenților secundari va fi:

$$I_2 = I_a = I_b = \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \int_0^{\pi} I_r d(\omega t) = \frac{1}{\sqrt{2}} I_r .$$
 (2.86)

Puterea aparentă totală a celor două înfășurări, se determină ținând cont de relațiile (2.85) și (2.86):

$$S_2 = 2 U_2 I_2 = 2 \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_r \frac{1}{\sqrt{2}} I_r = \frac{\pi}{2} P_c = 1,57 P_c.$$
(2.87)

Valoarea efectivă a curentului din înfășurarea primară va fi:

$$I_{1} = \sqrt{\frac{1}{\pi}} \int_{0}^{\pi} \left(\frac{W_{2}}{W_{1}}\right)^{2} I_{r}^{2} d(\omega t) = \frac{W_{2}}{W_{1}} I_{r} , \qquad (2.88)$$

așa încât puterea aparentă absorbită de înfășurarea primară va fi:

$$S_{l} = U_{1}I_{l} = \frac{W_{1}}{W_{2}} \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{r} \frac{W_{2}}{W_{1}} I_{r} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} P_{c} = 1,11 P_{c}.$$
(2.89)

Puterea de calcul a transformatorului are expresia:

$$S = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,57 + 1,11}{2} P_c = 1,34 P_c .$$
(2.90)

Instalația de redresare cu priză mediană este simplă și necesită doar două diode redresoare dar puterea de calcul a transformatorului fiind relativ mare și secundarul prevăzut cu două înfășurări identice determină întrebuințarea schemei la redresoare de mică putere. Unele dezavantaje ale acestei scheme sunt înlăturate prin folosirea unei instalații în punte pentru redresarea ambelor alternanțe, forma tensiunii redresate fiind aceeași.

2.13.2. INSTALAȚIA MONOFAZATĂ DE REDRESARE ÎN PUNTE



Fig. 2.66. Schema instalației monofazare de redresare în punte.

Instalația de redresare monofazată în punte are schema dată în figura 2.66. Cele patru diode formează o punte la care una din diagonale este conectată la înfășurarea secundară **ax** a transformatorului de alimentare iar la a doua diagonală este conectată sarcina activ-inductivă \mathbf{R} , \mathbf{L} .

Când tensiunea secundară este pozitivă curentul se stabilește pe traseul indicat prin săgeți, de la borna **a** prin dioda D_a - -impedanța de sarcină - dioda D_c - borna **b** - înfășurarea secundară- borna **a**.



Fig. 2.67. Modul de variație a curenților și tensiunilor la redresarea monofazată în punte.

Modul de variație a tensiunii secundare este indicat în figura 2.67 -a) iar a curenților i_a și i_c în figura 2.67 -b). La schimbarea polarității tensiunii secundare cele două diode se vor bloca și vor intra în conducție diodele D_b, D_d curentul secundar circulând de la borna b prin cele două diode și impedanța de sarcină la borna a și apoi prin înfășurarea secundară la borna b - figura 2.67 c). Dacă se consideră constanta de timp a circuitului secundar mult mai mare decât perioada 2π , curenții prin perechile de diode vor fi pulsatorii, de formă dreptunghiulară, în timp ce curentul secundar i2 va fi alternativ cu alternante dreptunghiulare (Fig 2.67 d). De data aceasta curentul secundar nu are o componentă continuă ceea ce va avea consecințe favorabile asupra puterii de calcul a transformatorului. Curentul i1 ce parcurge în-

fășurarea primară va avea aceeași formă ca i_2 dar afectată de raportul de transformare.

Valoarea medie a tensiunii redresate precum și valorile efective ale curenților prin perechile de diode se vor calcula ca și în cazul anterior cu relațiile (2.85) și (2.86). Deoarece valoarea efectivăa curentului prin înfășurarea secundară $I_2 = I_r$, puterea aparentă din înfășurarea secundară va fi:

$$S_2 = U_2 I_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_r I_r = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} P_c = 1,11 P_c .$$
(2.91)

Puterea aparentă din înfășurarea primară are aceeași valoare încât rezultă pentru puterea de calcul a transformatorului valoarea:

$$S=1,11 P_c$$
, (2.92)

deci un grad mai bun de utilizare a transformatorului.

Instalația monofazată de redresare în punte se întrebuințează pe scară largă și la puteri mai mari, ori de câte ori sursa de alimentare de care se dispune este monofazată. În plus pentru aceeași valoare a tensiunii redresate cele patru diode, funcționând câte două în serie au tensiunea inversă la jumătate față de diodele din schema cu priză mediană.

2.13.3. INSTALAȚIA DE REDRESARE TRIFAZATĂ SIMPLĂ

Instalația de redresare trifazată simplă utilizează un transformator care are înfășurarea secundară, obligatoriu, cu nul accesibil pentru a conecta anozii de la trei diode la fazele \mathbf{a} , \mathbf{b} , \mathbf{c} și catozii prin legătură comună la o sarcină activ-inductivă (\mathbf{R} , \mathbf{L}) și apoi la nulul conexiunii înfășurării secundare conform figurii 2.68.



Fig. 2.68. Schema instalației de redresare trifazate simple.

La schema indicată, conexiunea înfășurării primare este realizată în stea dar se preferă în general conexiunea în triunghi. Pe intervalul de timp de $2\pi/3$ cât timp tensiunea u_a a fazei **a** secundare este mai mare decât tensiunile celorlalte două faze **b** și **c**, conduce numai dioda D_a. Când u_b devine mai mare decât celelalte tensiuni secundare de fază (după o durată de $2\pi/3$) începe să conducă dioda D_b. Dacă se respectă condițiile impuse sarcinii, ca în cazurile precedente, atunci curenții **i**_a, **i**_b, **i**_c au forma pulsatorie cu pulsuri dreptunghiulare conform figurii 2.69 -b,c,d. Fiecare curent secundar conține câte o compo-

nentă continuă, identică pentru fiecare circuit de fază care nu are corespondent în înfășurările primare dar va conduce la un grad mai slab de utilizare a transformatorului.



Fig. 2.69. Modul de variație a curenților și tensiunilor la redresarea trifazată simplă.

Dacă se ține cont și de prezența armonicilor de ordinul trei atunci se recomandă utilizarea transformatoarelor cu fluxuri forțate și conectarea înfășurării primare în triunghi.

Valoarea efectivă a tensiunii redresate se calculează cu relația:

$$U_{\rm r} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} U_2 \sqrt{2} \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}} U_2 , \qquad (2.93)$$

iar valoarea efectivă a curentului secundar este:

$$I_{2} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\frac{2\pi}{3}} I_{r}^{2} d(\omega t)} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{r}.$$
(2.94)

Cu mărimile determinate din relațiile (2.93) și (2.94) se poate calcula puterea aparentă a secundarului transformatorului astfel:

$$S_2 = 3 U_2 I_2 = 3 \frac{\pi \sqrt{2}}{3\sqrt{3}} U_r \frac{I_r}{\sqrt{3}} = \pi \frac{\sqrt{2}}{3} P_c = 1,48 P_c , \qquad (2.95)$$

a cărei valoare este destul de ridicată.

Valoarea efectivă a curentului primar se determină cu relația:

$$I_{I} = \frac{W_{2}}{W_{1}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\frac{\frac{2\pi}{3}}{\int_{0}^{0} \left(\frac{2I_{r}}{3} \right)^{2} d(\omega t) + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{2\pi} \left(\frac{I_{r}}{3} \right)^{2} d(\omega t) \right]} = \frac{W_{2}}{W_{1}} \frac{\sqrt{2}}{3} I_{c} , \qquad (2.96)$$

iar puterea aparentă absorbită de înfășurarea primarului este definită cu ajutorul relației:

$$S_1 = 3 U_1 I_1 = 3 \frac{W_1}{W_2} U_2 \frac{W_2}{W_1} \frac{\sqrt{2}}{3} I_r = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} P_c = 1,21 P_c$$
, (2.97)

încât puterea de calcul a transformatorului se poate stabili astfel:

$$S = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,48 + 1,21}{2} P_c = 1,35 P_c .$$
 (2.98)

Se poate afirma că instalația trifazată simplă având conexiunea transformatorului Yy, are un grad slab de utilizare a transformatorului pe lângă dezavantajele provocate de existența fluxurilor constante în coloanele miezului ca și a fluxurilor de armonică trei.

2.13.4. INSTALAȚIA DE REDRESARE TRIFAZATĂ ÎN PUNTE

Această instalație, prezentată schematic în figura 2.70, utilizează un număr dublu de diode (șase) față de instalația trifazată simplă



Fig. 2.70. Schema instalației de redresare trifazată în punte.

Cele șase diode sunt legate în dublă stea între nulurile căreia este conectată o sarcină activ-inductivă (**R**,**L**). Sarcina este alimentată la un moment dat cu tensiunea între două faze secundare. În această situație, pe intervalul de timp de $\pi/3$ cât tensiunea între fazele **a** și **b** este mai mare decât celelalte tensiuni între faze vor intră în conducție diodele D_{a1} și D_{b2}. Curentul de sarcină trece în acest interval de timp prin înfășurarea secundară **a** în sens pozitiv și în sens contrar prin înfășurarea secundară **b**. Modul de variație al tensiunilor de linie din circuitul secundar precum și formele curenților prin cele trei înfășurări secundare este prezentat în figura 2.71. În momentul în care tensiunea între fazele **a** și **c** devine mai mare decât celelalte tensiuni între înfășurările secundare, intră în conducție D_{a1} și D_{c2}. Acest curent parcurge faza **a** în sens pozitiv și faza **c** în sens negativ. Procesul decurge în mod analog și pentru celelalte tensiuni de linie intrând în conducție prin intermediul impedanței de sarcină celelalte diode corespunzătoare. În cazul în care constanta de timp a circuitului parcurs de curent se consideră mult mai mare decât perioada tensiunii de alimentare, curbele de variație ale curenților secundari sunt de formă dreptunghiulară alternând pe durata de $2\pi/3$. La nici un curent din fazele înfășurării secundare nu există componentă continuă fapt ce constituie un avantaj al schemei.



Fig. 2.71. Modul de variație al curenților și tensiunilor la redresarea trifazată în punte.

Curenții primari, deduși pe baza ecuației de solenații, sunt tot alternativi, cu alternanțe dreptunghiulare a căror înălțime este afectată de raportul de transformare. Dacă se apelează la o conexiune triunghi în primar, atunci se elimină pericolul armonicilor de flux de ordinul trei produse la magnetizarea circuitului magnetic și rezultă un curent de linie mai apropiat de unda sinusoidală conform figurii 2.71 -e).

Tensiunea redresată, reprezentată prin curba îngroșată din figura 2.71 -a), înregistrează șase pulsații pe perioada 2π , pulsațiile fiind de amplitudine mai mică decât în cazul instalației trifazate simple constituind astfel un avantaj important în obținerea unei forme de undă redresată cât mai aproape de unda continuă. Acest avantaj este concretizat și prin faptul că valoarea medie a tensiunii redresate este dublă față de cazul redresării printr-o instalație trifazată simplă, valoare definită prin relația:

$$U_{r} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} U_{2} \sqrt{2} \sqrt{3} \sin \omega t \, d(\omega t) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{2} \,.$$
(2.99)

Se remarcă faptul că în stabilirea acestei valori s-a ținut cont de faptul că tensiunea redresată reprezintă înfășurătoarea tensiunilor de linie din înfășurarea secundară. Valoarea efectivă a curentului secundar este definită astfel:

$$I_{2} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{0}^{\frac{2\pi}{3}} I_{r}^{2} d(\omega t)} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_{r} , \qquad (2.100)$$

iar cea a curentului primar este afectată de raportul de transformare:

$$I_2 = \frac{W_2}{W_1} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_r .$$
 (2.101)

Puterea aparentă din înfășurarea primară este egală cu puterea aparentă din înfășurarea secundară și deci puterea de calcul a transformatorului va avea aceeași valoare:

$$S = S_1 = S_2 = 3 U_2 I_2 = 3 \frac{\pi}{3\sqrt{6}} U_r \frac{2 I_r}{3} = \frac{\pi}{3} P_c = 1,05 P_c.$$
(2.102)

Această instalație asigură un înalt grad de utilizare a transformatorului și o tensiune redresată foarte apropiată de forma continuă. În înfășurările secundare nu există componente continue de curent, iar prin alegerea unei conexiuni în triunghi pentru primar se elimină și prezența armonicilor de rang trei în fluxul de magnetizare. Pentru avantajele pe care le prezintă este cea mai utilizată schemă chiar și în cazul punților co-mandate.

2.14. FENOMENE TRANZITORII ÎN TRANSFORMATOARE

Toate modificările condițiilor de funcționare (tensiune, curent, frecvență) sunt însoțite de fenomene tranzitorii în general de scurtă durată cu efecte asupra înfășurărilor cum ar fi:

- eforturi electrodinamice importante asupra spirelor din înfășurări;

- supraîncălziri periculoase;

- solicitarea izolației cu repercursiuni asupra duratei de funcționare.

Se disting două categorii de fenomene tranzitorii ce pot apare în funcționarea transformatoarelor și care prezintă un interes practic deosebit:

- a) supraintensități ce pot apare la cuplarea la rețea a transformatorului chiar dacă secundarul este în gol și la scurtcircuite în înfășurarea primară;
- b) supratensiuni de comutație sau supratensiuni datorate descărcărilor atmosferice.

Se vor trata în continuare cazurile corespunzătoare supracurenților ce pot apare la cuplarea la rețea a transformatorului la gol și în cazul scurtcircuitului la bornele înfășurării secundare a transformatorului.

2.14.1. SUPRAINTENSITĂȚI LA CUPLAREA LA REȚEA A UNUI TRANSFORMATOR FUNCȚIONÂND ÎN GOL

În practică s-a constatat că la cuplarea unui transformator la rețea chiar dacă acesta lucrează la gol pot apare supraintensități de valori importante fenomenul depinzând de valoarea instantanee a tensiunii în momentul cuplării, valoare definită prin relația:

$$u_1 = U_m \sin(\omega_1 t + \gamma_0)$$
, (2.103)

în care s-a definit prin γ_0 momentul cuplării. Ecuația de tensiuni a înfășurării primarului transformatorului când secundarul este în circuit deschis are forma:

$$u_1 = R_1 i_{10} + W_1 \frac{d\Phi_{t1}}{dt} , \qquad (2.104)$$

cu φ_{1t} notându-se fluxul total care înlănțuie spirele înfășurării primare, incluzând și fluxul de dispersie iar cu \mathbf{R}_1 rezistența înfăsurării. Ecuația diferențială (2.104) este neliniară deoarece dependența fluxului total de curentul de magnetizare reprezintă chiar curba de magnetizare a circuitului feromagnetic.

Pentru rezolvarea acesteia se utilizează porțiunea liniară a caracteristicii pentru care este satisfăcută egalitatea:

$$W_1 \Phi_{t1} = L_{11} I_{10} , \qquad (2.105)$$

inductanța totală a înfășurării L_{11} fiind considerată constantă. Dacă din această relație se deduce curentul de mers în gol și se introduce în relația (2.104) se obține ecuația:

$$\frac{d\Phi_{t1}}{dt} + \frac{R_1}{L_{11}}\Phi_{t1} = \frac{U_m}{W_1}\sin(\omega_1 t + \gamma_0), \qquad (2.106)$$

care se consideră o ecuație diferențială având coeficienți constanți.

Expresia fluxului, care constituie soluția acestei ecuații, cuprinde doi termeni:

$$\Phi_{tl} = \Phi_l + \Phi_p \ . \tag{2.10/}$$

Primul termen reprezintă fluxul liber și constituie soluția generală a ecuației diferențiale omogene:

$$\frac{d\Phi_{l}}{dt} + \frac{R_{1}}{L_{11}}\Phi_{l} = 0 , \qquad (2.108)$$

iar al doilea reprezintă fluxul periodic și are semnificația unei soluții particulare a ecuației complete (2.106). Soluția generală (2.109) a ecuației omogene este de formă exponentială:

$$\Phi_{\rm l} = C \, {\rm e}^{-\frac{R_{\rm l}}{L_{\rm II}}t} \,, \tag{2.109}$$

în care C este constanta de integrare ce urmează să fie determinată prin impunerea unor condiții inițiale soluției generale.

Soluția particulară se determină din ecuația generală prin neglijarea termenului al doilea din membrul I deoarece se consideră că rezistența unei faze R_1 este mult mai mică decât inductivitatea ei totală L_{11} :

$$\Phi_{\rm p} = \Phi_{\rm m} \sin\left(\omega_1 t + \gamma_0 - \frac{\pi}{2}\right) = -\Phi_{\rm m} \cos\left(\omega_1 t + \gamma_0\right), \qquad (2.110)$$

unde Φ_m este valoarea maximă a amplitudinii fluxului periodic.

Pentru determinarea constantei de integrare C în soluția generală se impune condiția inițială prin care se consideră că înaintea cuplării:

$$\Phi_{tl_0} = \pm \Phi_{rem} = C - \Phi_m \cos \gamma_0 ;$$

$$C = \Phi_m \cos \gamma_0 \pm \Phi_{rem} ,$$
(2.111)

(adică la t = 0, fluxul din miez este egal cu fluxul remanent) încât soluția generală este perfect determinată prin relația: Γ P Γ P Γ P

$$\Phi_{t1} = -\Phi_{1t_m} \left[\cos(\omega_1 t + \gamma_0) - e^{-\frac{R_1}{L_{11}}t} \cos \gamma_0 \right] \pm \Phi_{rem} e^{-\frac{R_1}{L_{11}}t}.$$
(2.112)

Plecând de la această expresie se poate justifica teoretic posibilitatea de apariție a supracurentului la cuplare, care depinde de faza inițială γ_0 a tensiunii. Se ia în considerație situația cea mai dezavantajoasă când momentul cuplării corespunde cu momentul trecerii prin zero a tensiunii ($\gamma_0 = 0$) pentru care fluxul total devine:



Fig. 2.72. Forma curentului de mers în gol pentru $\gamma_0 = 0$.



(2.113)

Fig. 2.73. Forma curentului de mers în gol pentru $\gamma_0 = \pi/2$.

a cărui reprezentare grafică este dată în figura 2.72.

Dacă se face cuplarea la rețea la $\gamma_0 = \pi/2$ componenta aperiodică nu mai apare încât fluxul total are forma dată în figura 2.73.

La momentul ω_1 t = π valoarea fluxului total poate depăși dublul valorii maxime. La această concluzie



Fig. 2.74.Forma curentului de mers

în gol pentru $\gamma_0 = 0$ (detaliu).

se ajunge dacă se consideră că fluxul remanent reprezintă 20 - 30 % din valoarea maximă a fluxului iar exponențialele se aproximează egale cu unitatea deoarece R_1 este mult mai mic decât L_{11} :

$$e^{-\frac{K_1}{L_{11}}\frac{\pi}{\omega}} = 1$$
. (2.114)

Dacă se ține cont de aproximația făcută în relația (2.113) atunci conform figurii 2.74 (detaliu marcat în figura 2.72) fluxul total, după o semiperioadă de la cuplare, devine:

$$\Phi_{t1} = -\Phi_m (\cos \pi - 1) \pm \Phi_{rem} = (2, 2 - 2, 3) \Phi_m . \qquad (2.115)$$

Cu această valoare se determină curentul maxim de mers la gol din figura 2.51 care poate fi de $50 \div 80$ ori mai mare decât curentul de magnetizare i_{10N} corespunzător fluxului nominal. La transformatoarele normale curentul de magnetizare $i_{10N} \cong 5\%$ I_{1N} deci $i_{10max} = (2,5 \div 4)I_{1N}$ Şocul de curent nu este periculos pentru transformatoare dar poate declanșa protecția în mod inutil fapt ce se elimină printr-o temporizare adecvată a protectiilor.

Pentru a explica apariția fluxului liber în momentul cuplării transformatorului la rețea la $\gamma_0 = 0$ se neglijează fluxul remanent și căderea de tensiune în înfășurarea primară. Se poate considera că la trecerea t.e.m. prin zero, fluxul periodic, defazat în avans cu 90° față de t.e.m. va fi maxim negativ. Dar în momentul cuplării, fluxul în miez a fost nul și din cauza inerției magnetice nu poate atinge instantaneu valoarea maximă. Pentru ca miezul să păstreze starea inițială (nemagnetizat) apare o componentă aperiodică egală și de semn contrar fluxului periodic care se amortizează nefiind întreținută de o sursă oarecare, timpul de amortizare depinzând de constanta de timp a circuitului.

La cuplarea transformatoarelor trifazate există condiția apariției unei supraintensități importante indiferent de momentul în care are loc cuplarea.

2.14.2. SCURTCIRCUITUL BRUSC LA TRANSFORMATOARE

Scurtcircuitul brusc constituie un regim tranzitoriu de avarie în care curenții care parcurg înfășurările transformatorului pot atinge valori mult mai mari decât cele din regimul de scurtcircuit permanent. Se consideră transformatorul din figura 2.75 la care are loc un scurtcircuit la bornele înfășurării secundare. Înfășurarea primară se alimentează cu tensiunea:

$$u_1 = U_{1m} \sin(\omega_1 t + \gamma_{sc}),$$
 (2.116)

prin γ_{sc} marcându-se momentul apariției scurtcircuitului.

Ecuația diferențială ce descrie fenomenul este:

$$R_{sc} i_{1sc} + L_{sc} \frac{di_{1sc}}{dt} = u_1 , \qquad (2.117)$$

și are soluția generală ce cuprinde o componentă aperiodică și una periodică:

$$i_{1sc} = i_a + i_p$$
 (2.118)

Componenta aperiodică constituie soluția generală a ecuației omogene:

$$i_a = C e^{-\frac{T}{T_{sc}}}$$
, (2.119)

unde C este constanta de integrare și se determină din condiția ca în momentul inițial curentul de scurtcircuit i_{1sc} să fie egal cu i_1 (0).

Componenta periodică a curentului instantaneu de scurtcircuit reprezintă o soluție particulară a ecuației (2.117) și are expresia:

$$i_{p} = \frac{U_{1m}}{\sqrt{R_{sc}^{2} + (\omega_{1} L_{sc})^{2}}} \sin(\omega_{1} t + \gamma_{sc} - \varphi_{sc}) , \qquad (2.120)$$

încât soluția generală a ecuației diferențiale devine:

$$i_{1sc} = \frac{U_{1m}}{\sqrt{R_{sc}^2 + (\omega_1 L_{sc})^2}} \left[\sin(\omega_1 t + \gamma_{sc} - \varphi_{sc}) - \sin(\gamma_{sc} - \varphi_{sc}) e^{-\frac{t}{T_{sc}}} \right] + i_1(0) e^{-\frac{t}{T_{sc}}} , \qquad (2.121)$$

reprezentarea grafică a acesteia fiind dată în figura 2.76. În situația în care:





Fig. 2.76. Forma curentului la scurtcircuit brusc.

nu apare componenta aperiodică și curentul de scurtcircuit perma-nent se stabilește instantaneu.

Deoarece la transformatoarele de mare putere ϕ_{sc} are valoarea apropiată de 90⁰ curentul liber nu se va stabili dacă scurtcircuitul se produce în momentul trecerii tensiunii rețelei prin valoarea maximă. Dacă momentul scurtcircuitului are loc atunci când sunt îndeplinite condițiile:

$$\gamma_{\rm sc} - \varphi_{\rm sc} = \frac{\pi}{2} ; i_1(0) \approx 0 , \qquad (2.122)$$

curentul de scurtcircuit se calculează cu ajutorul relației:

$$i_{1_{SC_N}} = -\frac{100}{u_{sc}} I_N \sqrt{2} \left(1 + e^{-\frac{1}{T_{sc}}} \right), \qquad (2.123)$$

dedusă din soluția generală (2.121) în care s-a pus în evidență tensiunea de scurtcircuit. Curentul de scurtcircuit ia valori considerabile de $\sim 30 \div 40$ de ori mai mari decât curentul nominal. Șocul de curent la scurtcircuit poate fi de maximum 1,8 ori mai mare decât curentul de scurtcircuit de regim permanent și poate da naștere la eforturi electrodinamice a căror mărime devine periculoasăpentru înfășurările transformatorului, provocând deteriorarea acestora.

2.15. TRANSFORMATOARE DE CONSTRUCȚIE SPECIALĂ

Transformatoarele de construcție specială apelează la diverse modificări constructive față de transformatoarele de construcție clasică modificări impuse de domeniul în care lucrează în scopul obținerii unor caracteristici adecvate.

Din categoria transformatoarelor de construcție specială fac parte autotransformatoarele, transformatoarele cu trei înfășurări, transformatoarele pentru sudare, transformatoarele pentru schimbarea numărului de faze, transformatoarele de măsură, multiplicatoarele de frecvență. În continuare vor fi studiate transformatoarele de construcție specială întâlnite frecvent în energetică.

2.15.1. AUTOTRANSFORMATORUL

Autotransformatoarele sunt transformatoare de construcție specială cu o singură înfășurare dispusă pe un circuit magnetic de construcție normală.

Construcția de principiu a autotransformatorului este prezentată în figura 2.77 -a), iar schema electrică a autotransformatorului este dată în figura 2.77 -b). Autotransformatoarele de puteri mici se folosesc la reglarea tensiunii din zero până la tensiunea de alimentare (punctul **a** constituie cursorul mobil care are posibilitate să se deplaseze pe lungimea întregii înfășurări), iar autotransformatoarele de mare putere se construiesc cu raport de transformare constant (aproximativ 2) și servesc la interconectarea rețelelor de tensiuni diferite în sistemul energetic. Din cele două figuri se observă că între înfășurarea primară și cea secundară este legătură electrică, iar una din înfășurări (în exemplul dat - cazul înfășurării secundare) constituie o porțiune din întreaga înfășurare. Cele două părți ale înfășurării sunt cuplate și inductiv și în general sunt executate din conductoare de secțiune diferită (înfășurarea **AX** fiind de înaltă tensiune, iar înfășurarea **ax** de joasă tensiune, autotransformatorul este coborâtor).



Fig. 2.77. Schema constructivă și electrică a autotransformatorului.

Autotransformatoarele se construiesc în variantă monofazată și trifazată coborâtoare sau ridicătoare. În figura 2.78 sunt prezentate cele mai utilizate scheme:

- a) autotransformator monofazat coborâtor;
- b) autotransformator monofazat ridicător;
- c) autotransformator trifazat coborâtor conectat în stea;
- d) autotransformator trifazat coborâtor conectat în triunghi.



Pentru a pune în evidență cuplajul electromagnetic și galvanic al înfășurilor primare și secundare la autotransformatoare, figurile 2.78 -a) și -b) sunt reprezentate în alt mod în figura 2.79.



Fig. 2.79. Cuplajul electric și electromagnetic la autotransformatoare.

Dacă se notează porțiunile de înfășurare cu A și B ca în figura 2.79-a) atunci se poate construi o diagramă pentru tensiunile și curenții marcați conform figurii 2.80. Se consideră că întreaga înfășurare are W_1 spire iar porțiunea comunăare W_2 spire. În această situație fluxul util induce în cele două înfășurări tensiunile electromotoare:

$$E_1 = 4,44 f_1 W_1 \Phi . (2.124)$$

$$E_2 = 4,44 f_1 W_2 \Phi , \qquad (2.125)$$

încât raportul de transformare al autotransformatorului se definește ca si la transformator (2.6):

$$K_{A} = \frac{E_{1}}{E_{2}} = \frac{W_{1}}{W_{2}} \approx \frac{U_{1}}{U_{20}} .$$
(2.126)

Se consideră un autotransformator coborâtor (fig. 2.78 -a) la care se stabilește ecuația de solenații procedând ca la transformator. Porțiunea de înfășurare Aa, cu $W_1 - W_2$ spire, este parcursă de curentul i_1 iar porțiunea de înfășurare ax este parcursă de curentul i_{12} . Ecuația solenațiilor este dată de relația:

$$i_1(W_1 - W_2) + i_{12}W_2 = i_{10}W_1$$
, (2.127)



Fig. 2.80. Diagrama fazorială de tensiuni și curenți la autotransformator.

 i_{10} fiind curentul absorbit de înfășurarea primară la gol. Dacă se neglijează curentul de mers în gol, ecuația de solenații scrisă în mărimi complexe devine:

$$\underline{I}_{1}(W_{1} - W_{2}) + \underline{I}_{12} W_{2} \approx 0.$$
(2.128)

Folosind relațiile dintre curenți în punctul care corespunde prizei **a**:

$$\underline{I}_{12} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 , \qquad (2.129)$$

ecuația de solenații devine:

$$\underline{I}_{1} W_{1} + \underline{I}_{2} W_{2} = 0; \quad \underline{I}_{1} = -\underline{I}_{2} / K_{A} = \underline{I}_{2}' , \qquad (2.130)$$

fapt ce permite introducerea noțiunii de curent raportat.

Cu relațiile (2.129) și (2.130) se poate deduce o relație între curenți:

$$\underline{I}_{12} = \underline{I}_2 \left(1 - \frac{1}{K_A} \right) = \underline{I}_1 (1 - K_A) , \qquad (2.131)$$

din care se trage concluzia că cei trei fazori diferă prin coeficienți constanți deci pot fi considerați coliniari și se pot suma algebric:

$$I_{12} = I_2 - I_1 . (3.132)$$

Puterea aparentă secundară a autotransformatorului monofazat se poate exprima prin relația:

$$S_2 = U_2 I_2 = U_2 I_{12} + U_1 I_1 = S_{EM} + S_E , \qquad (2.133)$$

și se observă că este formată din doi termeni. Primul termen este denumit *putere electromagnetică* sau *putere interioară* și se transferă de la primar la secundar pe cale electromagnetică iar al doilea termen este denumit *putere electrică* și se transferă de la înfășurarea primară la cea secundară direct pe cale galvanică. Puterea electromagnetică este puterea de calcul pentru care se dimensionează autotransformatorul.

Pentru a compara transformatorul cu autotransformatorul se face raportul puterilor la care sunt dimensionate și rezultă:

$$\frac{S_{EM}}{S_2} = \frac{U_2 I_{12}}{U_2 I_2} = 1 - \frac{1}{K_A} = \xi , \qquad (2.134)$$

un coeficient numit și coeficient de reducție care indică cu cât este mai mică puterea interioară la autotransformator astfel încât să fie apt să debiteze aceeași putere secundară S_2 ca și transformatorul. Rezultă că acest coeficient este mai mic dacă raportul de transformare K_A este mai apropiat de unitate. Avantajele autotransformatorului sunt mai evidente pentru $K_A = 1 + 2$ și constau în consumuri de materiale active (tole și conductoare) mai mici ca la transformator și în final conduc la reducerea pierderilor prin efect electrocaloric și în fier deci la obținerea unui randament mai ridicat.

Pentru a compara pierderile prin efect electrocaloric se exprimă rezistențele porțiunilor de înfășurare Aa și ax funcție de rezistențele celor două înfășurări de la transformator. Pentru porțiunea Aa este valabilă relația:

$$R_{Aa}/R_{1T} = (W_1 - W_2)/W_1 = 1 - 1/K_A$$
, (2.135)

deoarece secțiunea conductorului este aceeași la transformator și la autotransformator curentul i_1 având aceeași valoare în ambele cazuri. Prin urmare rezistențele diferă numai prin lungime deci prin număr de spire. Porțiunea **ax** are același număr de spire ca și înfășurarea secundară a transformatorului dar este parcursă de curentul i_{12} care este mai mic decât curentul i_2 . La aceeași densitate de curent secțiunea conductorului va fi mai mică, raportul rezistențelor fiind invers proporțional cu raportul curenților conform relației:

$$\frac{R_{ax}}{R_{2T}} = \frac{I_2}{I_{12}} = \frac{1}{1 - \frac{1}{K_A}}$$
(2.136)

Din relațiile (2.135) și (2.136) se deduc rezistențele R_{Aa} și R_{ax} cu ajutorul cărora se calculează pierderile prin efect electrocaloric în autotransformator funcție de pierderile prin efect electrocaloric în transformator:

$$p_{jA} = R_{Aa} I_1^2 + R_{ax} I_{12}^2 = \left(1 - \frac{1}{K_A}\right) p_{jT};$$

$$p_{jT} = R_{1T} I_1^2 + R_{2T} I_2^2.$$
(2.137)

Se constată că acest tip de pierderi în autotransformator sunt mai mici de $1 - 1/K_A$ ori ca în transformator. Deoarece greutățile conductoarelor sunt proporționale cu pierderile, acestea se vor găsi în același raport:

$$G_{CuA} = (1 - \frac{1}{K_A}) G_{CuT} .$$
(2.138)

Randamentul transformatorului se determină cu relația:

$$\eta_{\rm A} = \frac{S_2 \cos \varphi_2}{S_2 \cos \varphi_2 + p_{j\,\rm A} + p_{Fe\,\rm A}} \,. \tag{2.139}$$

Dacă se are în vedere că și pierderile în fier se află în același raport ca și pierderile prin efect electrocaloric se poate calcula raportul pierderilor totale ale autotransformatorului și transformatorului:

$$\frac{p_{\text{Fe}A} + p_{jA}}{p_{\text{Fe}T} + p_{jT}} = 1 - \frac{1}{K_A} = \frac{P_{\text{EM}}}{P_2}.$$
(2.140)

Pierderile în transformator se pot deduce în funcție de randamentul transformatorului. Dacă în relația (2.57) se înlocuiește termenul β S_N cu valoarea S₂ (puterea aparentă furnizată de transformator) atunci randamentul devine: S₂ COS ϕ_2

$$\eta_{\rm T} = \frac{S_2 \cos \varphi_2}{S_2 \cos \varphi_2 + p_{\rm Fe\,T} + p_{\rm j\,T}} , \qquad (2.141)$$

încât pierderile în transformator pot fi puse sub forma:

$$p_{FeT} + p_{jT} = \frac{1 - \eta_T}{\eta_T} S_2 \cos \phi_2$$
 (2.142)

În această situație, relația (2.138) se poate exprima în funcție de randamentul transformatorului astfel:

$$\eta_{\rm A} = \frac{S_2 \cos \varphi_2}{S_2 \cos \varphi_2 + \frac{1 - \eta_{\rm T}}{\eta_{\rm T}} p_{\rm EM}} .$$
(2.143)

Ecuațiile de tensiuni pentru circuitul primar și secundar se deduc aplicând teorema a doua a lui Kirchhof circuitelor respective:

$$\underline{U}_{1} = -\underline{E}_{1} + \underline{Z}_{Aa} \underline{I}_{1} + \underline{Z}_{ax} \underline{I}_{12} ;$$

$$\underline{U}_{2} = \underline{E}_{2} - \underline{Z}_{ax} \underline{I}_{12} .$$
(2.144)

Dacă se amplifică relația a doua cu raportul de transformare K_A se obțin ecuațiile în mărimi raportate:

$$\underline{U}_{2}^{\prime} = \underline{E}_{I} - \underline{Z}_{ax} K_{A} \underline{I}_{12} ; \quad (K_{A} U_{2} = -U_{2}^{\prime}) ;$$

$$\underline{U}_{I} = \underline{U}_{2}^{\prime} + \underline{Z}_{Aa} \underline{I}_{I} + \underline{Z}_{ax} \underline{I}_{12} (1 - K_{A}) , \qquad (2.145)$$

și luând în considerare relația (2.131) se înlocuiește I_{12} funcție de I_1 , obținându-se în final expresia tensiunii U_1 :

$$\underline{U}_{l} = \underline{U}_{2}^{\prime} + [\underline{Z}_{Aa} + \underline{Z}_{ax} (1 - K_{A})^{2}] \underline{I}_{l} .$$
(2.146)

Din această ecuație se poate deduce schema echivalentă corespunzătoare, reprezentată în figura 2.81 - a) și în același timp se poate defini impedanța de scurtcircuit a autotransformatorului.



Fig. 2.81. Schema echivalentă a autotransformatorului.

Dacă se ține cont de relația:

$$(2.147)^{2} = \left(1 - \frac{W_{1}}{W_{2}}\right)^{2} = \left(\frac{W_{1} - W_{2}}{W_{2}}\right)^{2},$$

expresia:

$$\underline{Z}_{scA} = \underline{Z}_{Aa} + \underline{Z}_{ax} (1 - K_A)^2 , \qquad (2.148)$$

reprezintă impedanța de scurtcircuit a autotransformatorului sau a unui transformator la care înfășurarea primară are W_1 - W_2 spire, încât schema echivalentă se poate reprezenta ca în figura 2.81 -b).

Tensiunea de scurtcircuit a autotransformatorului se definește astfel:

$$U_{scA} = \frac{Z_{scA} I_{1N}}{U_{1N}} 100, \qquad (2.149)$$

iar a transformatorului care are în primar înfășurarea cu $W_1 - W_1$ spire este:

(

$$U_{sc T} = \frac{Z_{sc A} I_{1N}}{U_{A a}} 100 = \frac{Z_{sc A} I_{1N}}{\frac{W_1 - W_2}{W_1} U_{1N}} 100 = \frac{u_{sc A} [\%]}{1 - \frac{1}{K_A}}.$$
 (2.150)

Dacă se compară tensiunile de scurtcircuit la un autotransformator și la un transformator care are în primar înfășurarea cu W_1 - W_2 spire :

ambele furnizând aceeasi putere la aceeasi tensiune.

$$u_{scA} = \left(1 - \frac{1}{K_A}\right) u_{scT},$$
 (2.151)

Se constată că tensiunea de scurtcircuit la autotransformator este mai mică decât la transformator având ca rezultat căderi de tensiune mai reduse în schimb eforturile electrodinamice ce apar datorită curenților în caz de scurtcircuit sunt mai mari ca la transformatoare și se pot manifesta cu repercursiuni periculoase asupra înfăsurărilor.

Datorită existentei legăturii electrice între înfăsurarea primară și secundară există pericolul, ca în cazul întreruperii înfășurării pe portiunea comună, receptorul secundar să fie supus tensiunii aplicate înfășurării primare. Din această cauză este interzisă utilizarea autotransformatoarelor pentru alimentarea circuitelor de protectie.

Autotransformatoarele se folosesc în sistemele electroenergetice pentru interconectarea rețelelor de tensiuni nominale diferite dar care se găsesc în raport de 1:2.

În tară se fabrică autotransformatoare trifazate, folosite în scopul menționat, la puteri de 200 MVA și 400 MVA și la tensiuni de 220/110 kV respectiv 400/220 kV.

2.15.2. TRANSFORMATOARE CU TREI ÎNFĂȘURĂRI

Transformatoarele cu trei înfășurări (înaltă tensiune ÎT, medie tensiune MT și joasă tensiune JT) au o înfășurare primară iar celelalte două sunt înfășurări secundare.



Fig. 2.82. Dispunerea înfaşurărilor.

În mod obișnuit, înfășurarea (ÎT) de înaltă tensiune este dispusă la mijloc, între înfășurarea de medie tensiune dispusă în exterior și cea de joasă tensiune dispusă lângă miez asigurând astfel cele mai reduse distanțe de izolație. O schemă de principiu a dispunerii bobinelor, pe coloana din mijloc, la un transformator cu trei înfășurări este dată în figura 2.82.

Transformatoarele cu trei înfăsurări se folosesc frecvent în sistemele energetice la transportul energiei electrice fiind instalate în centrale și statii de transformare și este eficient întrucât înlocuiește de fapt două transformatoare cu două înfășurări și asigură simultan alimentarea a două linii de transport cu tensiuni diferite.

Se consideră că înfășurarea de înaltă tensiune este înfășurare primară iar celelalte două înfășurări secundare (sensul convențional al curenților este indicat în figura 2.82).

Transformatorul cu trei înfăsurări are trei rapoarte de transformare:

$$K_{12} = \frac{W_1}{W_2} = \frac{E_1}{E_2} \approx \frac{U_1}{U_{20}}; \quad K_{13} = \frac{W_1}{W_3} = \frac{E_1}{E_2} \approx \frac{U_1}{U_{30}}; \quad K_{23} = \frac{W_2}{W_3} = \frac{K_{13}}{K_{12}}, \quad (2.152)$$

care se determină la încercarea la gol, când ambele înfășurări secundare sunt în circuit deschis și este alimentată numai înfășurarea de înaltătensiune. Rapoartele de transformare se determină ca la transformatorul cu două înfăsurări.

În sarcină, fiecare înfășurare a transformatorului se află sub influența celorlalte două înfășurări încât o schemă electromagnetică corespunzătoare este dată în figura 2. 83. În această schemă sunt marcate cuplajele mutuale între înfășurări.



Fig. 2.83. Schema echivalentă la transformatorul cu trei înfășurări.

Utilizând relațiile (2.7) și ținând cont de regimul de funcționare a fiecărei înfășurări se pot deduce ecuațiile de tensiuni ale transformatorului cu trei înfășurări, scrise în complex sub

forma:

$$\underbrace{U_1 = R_1 I_1 + j \omega_1 (L_{11} I_1 + L_{12} I_2 + L_{13} I_3);}_{- U_2 = R_2 I_2 + j \omega_1 (L_{22} I_2 + L_{12} I_1 + L_{23} I_3);}_{- U_3 = R_3 I_3 + j \omega_1 (L_{33} I_3 + L_{13} I_1 + L_{23} I_2),}$$
(2.153)

în care R₁, R₂, R₃ sunt rezistențele înfășurărilor iar L₁₁, L₂₂ și L₃₃ sunt inductanțele totale ale celor trei înfășurări. Cu L₁₂, L₂₃, L₁₃ s-au notat inductantele mutuale între în-fășurări, luate două câte două.

Pentru a determina variatiile de tensiune în sarcină la cele două înfășurări secundare se va utiliza metoda aplicată la transformatoarele cu două înfășurări, raportând mărimile celor două înfășurări la înfășurarea primară cu relațiile cunoscute:

$$U'_{2} = -K_{12}U_{2}; \quad U'_{3} = -K_{13}U_{3}; \quad I'_{2} = -I_{2}/K_{12}; \quad I'_{3} = -I_{3}/K_{13};$$

$$R'_{2} = K_{12}^{2}R_{2}; \quad R'_{3} = K_{13}^{2}R_{3}; \quad L'_{22} = K_{12}^{2}L_{3}; \quad L'_{33} = K_{13}^{2}L_{3},$$
(1.154)

Dacă se înmulțesc ecuațiile corespunzătoare circuitelor secundare cu rapoartele de transformare K_{12} și respectiv K_{13} se obțin relațiile:

$$\underbrace{U_1 = R_1 I_1 + J \omega_1 (L_{11} I_1 - L'_{12} I_2 - L'_{13} I_3);}_{- \underline{U'}_2 = R'_2 \underline{I'}_2 + J \omega_1 (L'_{22} \underline{I'}_2 - L'_{12} I_1 + L'_{23} \underline{I'}_3);}$$

$$\underbrace{U_1 = R'_3 I_3 + J \omega_1 (L'_{33} I_3 - L'_{13} I_1 + L'_{23} I_3);}_{- \underline{U'}_3 = R'_3 I_3 + J \omega_1 (L'_{33} I_3 - L'_{13} I_1 + L'_{23} I_2),}$$
(1.155)

în care s-au folosit relațiile:

$$L'_{12} = K_{12}L_{12}; L'_{13} = K_{13}L_{13}; L'_{23} = K_{12}K_{13}L_{23}.$$
 (1.156)

Dacă cele două înfășurări secundare sunt puse în scurtcircuit iar înfășurarea primară este alimentată cu tensiunea U_{sc} sistemul (2.155) devine:

$$\underline{U}_{1sc} = R_1 \underline{I}_1 + j \omega_1 (L_{11} \underline{I}_1 - L'_{12} \underline{I}'_2 - L'_{13} \underline{I}'_3);
0 = R'_2 \underline{I}'_2 + j \omega_1 (L_{2'2} \underline{I}'_2 - L'_{12} \underline{I}_1 + L'_{23} \underline{I}'_3);
0 = R'_3 \underline{I}'_3 + j \omega_1 (L'_{33} \underline{I}'_3 - L'_{13} \underline{I}_1 + L'_{23} \underline{I}'_2).$$
(2.157)

Pentru stabilirea relației de legătură între curenți se scrie ecuația solenațiilor:

$$W_1 \underline{I}_1 + W_2 \underline{I}_2 + W_3 \underline{I}_3 = W_1 \underline{I}_{10} , \qquad (2.158)$$

si se imparte prin mumărul W₁, obținându-se:

$$\underline{I}_1 - \underline{I'}_2 - \underline{I'}_3 = \underline{I}_{10} , \qquad (1.159)$$

relație în care s-a ținut cont de relațiile de raportare a curenților (2.154). Cu I_{10} s-a notat curentul primar de mers în gol care poate fi neglijat încât relația între curenți este de forma:

$$\underline{I}_{1} - \underline{I}_{2}' - \underline{I}_{3}' = 0 .$$
 (2.160)

Adunând prima ecuație a sistemului (2.157) cu a doua și apoi cu a treia se obține:

$$\underline{U}_{sc_{12}} = [R_1 + j\omega_1 (L_{11} - L_{12} - L'_{13} + L'_{23}]\underline{I}_1 + [R'_2 + j\omega_1 (L'_{22} - L'_{12} + L'_{13} - L'_{23})]\underline{I'}_2, \qquad (2.161)$$

si respectiv:

$$\underline{U}_{sc_{13}} = [R_1 + j\omega_1(L_{11} - L'_{12} - L'_{13} + L'_{23})]\underline{I}_1 + [R_3 + j\omega_1(L'_{33} + L'_{12} - L'_{13} - L'_{23})]\underline{I}_3.$$
(2.162)

În ambele relații se observă că părțile imaginare au semnificația unor inductanțe de dispersie. Se fac notațiile: $l_{1d} = L_{11} - L'_{12} - L'_{13} + L'_{23}$;

$$l_{2d} = L'_{22} - L'_{12} + L'_{13} - L'_{23};$$

$$l_{2d} = L'_{33} + L'_{12} - L'_{13} - L'_{23};$$
(2.163)

 $l_{3d} = L'_{33} + L'_{12} - L'_{13} - L'_{23}$, și se definesc reactanțele echivalente de dispersie pentru cele trei înfășurări:

 $X_{1d} = \omega_l l_{1d}; \quad X_{2d} = \omega_l l_{2d}; \quad X_{3d} = \omega_l l_{3d}, \quad (2.164)$ iar relațiile (2.161) și (2.162) iau forma:

$$\underline{U}_{sc_{12}} = R_1 \underline{I}_1 + j X_{1d} \underline{I}_1 + R'_2 \underline{I'}_2 + j X'_{2d} \underline{I'}_2;$$

$$U_{l_1} = R_1 \underline{I}_1 + j X_{1d} \underline{I}_1 + R'_2 \underline{I'}_2 + j X'_{2d} \underline{I'}_2;$$
(2.165)

 $\underbrace{U_{see}}_{rect} = R_1 I_1 + j X_{1d} I_1 + R'_3 I'_3 + j X'_{3d} I'_3 . \qquad (2.165)$ Pentru determinarea tensiunifor de scurtcircuit și a pierderilor prin efect electrocaloric încercarea de scurtcircuit se execută de trei ori după regula aplicată la transformatorul cu două înfășurări:

- a) se determină u_{sc12} alimentându-se transformatorul la înfășurarea 1, înfășurarea 2 este pusă în scurtcircuit, iar înfășurarea 3 este în gol;
- b) se determină u_{sc13} alimentându-se transformatorul la înfăşurarea 1, înfăşurarea 3 este pusă în scurtcircuit iar înfăşurarea 2 este în gol;
- c) se determină u_{sc23} alimentându-se transformatorul la înfășurarea 2, înfășurarea 3 este pusă în scurtcircuit iar înfășurarea 1 este în gol;

Din valorile rezistențelor globale de scurtcircuit:

$$R_{sc_{12}} = R_1 + K_{12}^2 R_2 = R_1 + R'_2;$$

$$R_{sc_{13}} = R_1 + K_{13}^2 R_3 = R_1 + R'_3;$$

$$R_{sc_{23}} = R_2 + K_{23}^2 R_3;$$

$$R'_{sc_{23}} = K_{12}^2 R_{sc_{23}} = R'_2 + R'_3,$$

(2.166)

se deduc rezistențele parțiale ale celor trei înfășurări ale transformatorului cu ajutorul relației (2.167). Se face observația că aceste rezistențe pot fi determinate și prin măsurare directă cu ohmmetru, cu o punte sau folosind metoda industrială a voltmetrului și ampermetrului.

$$R_{1} = \frac{R_{sc_{12}} + R_{sc_{13}} - R'_{sc_{23}}}{2};$$

$$R'_{2} = K_{12}^{2} R_{2} = \frac{R'_{sc_{23}} + R_{sc_{12}} - R_{sc_{13}}}{2};$$

$$R'_{3} = K_{13}^{2} R_{3} = \frac{R_{sc_{13}} + R'_{sc_{23}} - R_{sc_{12}}}{2}.$$
(2.167)

Același raționament se aplică și pentru reactanțe, încât pot fi scrise relațiile:

$$X_{1d} = \frac{X_{sc_{12}} + X_{sc_{13}} - X'_{sc_{23}}}{2};$$

$$X'_{2d} = \frac{X'_{sc_{23}} + X_{sc_{12}} - X_{sc_{13}}}{2};$$

$$X'_{3d} = \frac{X_{sc_{13}} + X'_{sc_{23}} - X_{sc_{12}}}{2}.$$
(2.168)

Valorile relative ale tensiunilor de scurtcircuit sunt mai mari decât la transformatoarele cu două înfășurări, deoarece înfășurările ocupă un spațiu mai mare și câmpul de dispersie este mai puternic. În tabelul VI sunt indicate valorile tensiunilor de scurtcircuit pentru două cazuri distincte în care înfășurările sunt dispuse diferit față de miez.

Tabelul VI.

Ordinea de plasare a înfășu- rărilor considerată de la miez	ÎT - MT	JT -ÎT	MT - JT	
JT, MT, ÎT	10,5 %	17 %	6 %	
MT, JT, ÎT	17 %	10,5%	6 %	

	MT, JT, ÎT	17 %	10,5%	6 %	
Ecuațiile	de funcționare ale transformat	torului cu trei î	nfășurări, la o s	sarcină oarecare	conectată la

Ecuațiile de funcționare ale transformatorului cu trei înfășurări, la o sarcină oarecare conectată la înfășurările secundare, se obțin din relațiile (2.165) în care membrul al doilea rămâne neschimbat, iar membrul întâi, care reprezintă tensiunea de scurtcircuit, devine $U_1 - U_2'$ respectiv $U_1 - U_3'$ obținându-se în final relațiile:

$$\underline{U}_{1} = \underline{U}_{2}' + R_{1} \underline{I}_{1} + j X_{1d} \underline{I}_{1} + R'_{2} \underline{I}_{2}' + j X'_{2d} \underline{I}_{2}';$$

$$\underline{U}_{1} = \underline{U}_{3}' + R_{1} \underline{I}_{1} + j X_{1d} \underline{I}_{1} + R'_{3} \underline{I}_{3}' + j X'_{3d} \underline{I}_{3}';$$
(2.169)

la care corespund schema echivalentă și diagrama de tensiuni din figura 2.84.



Fig. 2.84. Schema echivalentă și diagrama fazorială pentru transformatorul cu trei înfășurări.

Pe baza diagramei fazoriale sau prin încercări experimentale se determină analitic sau direct, expresiile căderilor de tensiune relative, sub forma:

$$\Delta U_2 \% = \frac{U_1 - U_2'}{U_1} 100 ; \quad \Delta U_3 \% = \frac{U_1 - U_3'}{U_1} 100 .$$
(2.169')

Schemele de conexiuni utilizate în mod obișnuit pentru transformatoarele trifazate cu trei înfășurări sunt: $Y_0/Y_0/D-12-11$ și $Y_0/D/D - 11 - 11$, iar la cele monofazate se folosesc conexiunile în stea sau triunghi pentru toate înfășurările cu deplasarea unghiulară de 12h.

Puterea nominală a transformatorului este puterea pentru care se dimensionează înfășurarea de putere cea mai mare, dacă această înfășurare se consideră ca unitate iar celelalte înfășurări pot fi dimensionate în una din variantele indicate în tabelul VII.

Tabelul VII.

Puterea aparentă	Înfășurarea I	Înfășurarea II	Înfășurarea III	
100 %	100 %	100 %	100 %	
100 %	100 %	100 %	66 %	
100 %	100 %	66 %	100 %	
100 %	100 %	66 %	66 %	

2.15.3. TRANSFORMATOARE PENTRU SUDARE

Transformatoarele pentru sudare se caracterizează printr-un regim de funcționare intermitent alternând între regimul de scurtcircuit și regimul de gol. Pentru realizarea unei suduri de bună calitate și pentru a rezista regimului de funcționare precizat mai sus, transformatorul trebuie să îndeplinească următoarele condiții:

- tensiunea de funcționare în gol trebuie să fie de 60 ÷ 80 V, mărime impusă atât de normele de tehnica securității muncii cât și de condițiile de amorsare a arcului;
- la funcționatea în sarcină căderea de tensiune pe arc trebuie să fie în limitele a 20 ÷ 30 V;
- în timpul funcționării curentul de lucru trebuie să aibă o valoare constantă impusă de tehnologia de sudare și de materialele folosite (grosime material, diametru și tip de electrod ales corespunzător, etc.);
- să existe posibilitatea reglării valorii curentului de sudură în limite foarte largi de aproximativ 1÷5;

Pentru a rezista la eforturile electrodinamice ridicate datorită valorilor mari a curenților de scurtcircuit, înfășurările se consolidează suplimentar față de transformatoarele de construcție clasică.



Fig. 2.85. Punctul de funcționare.

Controlul valorii curentului de scurtcircuit se realizează mai ușor dacă transformatorul de sudură are caracteristica externă căzătoare. Punctul de funcționare M, M, M["] al transformatorului pentru sudare este determinat de intersecția dintre caracteristica externă și caracteristica dinamică a arcului în zona de funcționare stabilă a arcului corespunzând porțiunii de rezistență negativă, marcată cu linie continuă, conform figurii 2.85. Se constată că la modificarea caracteristicii de arc provocată de o cauză oarecare, de exemplu mărirea sau micșorarea lungimii arcului curentul de sudură își modifică valoarea foarte puțin întrucât caracteristicile de arc se translează paralel față de caracteristica marcată cu linie plină. Din aceeași figură se mai costată că transformatorul pentru sudare o-

feră mai multe posibilități de lucru dacă permite obținerea unei familii numeroase de caracteristici externe căzătoare.

Obținerea de familii de caracteristici externe căzătoare se realizează prin diverse mijloace:

- pe cale constructivă urmărind creşterea fluxului de dispersie prin dispunerea separată a înfăşurării primare şi respectiv secundare reducând cuplajul magnetic dintre cele două înfăşurări şi prin folosirea unui şunt magnetic;
- prin utilizarea unor instalații suplimentare (bobine de reluctanță variabilă, amplificatoare magnetice, etc.) cu ajutorul cărora se mărește căderea de tensiune in secundar;
- prin modificarea raportului de transformare care se realizează de obicei în primar (modificarea numărului de spire), unde curenții sunt mai mici;

În mod frecvent, pentru obținerea unui domeniu cât mai mare de reglaj a curentului de sudură se asociază cel puțin douăprocedee la construcția transformatoarelor pentru sudare.

În figura 2.86 sunt prezentate familiile de caracteristici externe la transformatoare de sudare utilizând procedeele enumerate.

- a) caracteristici externe obținute prin folosirea șuntului magnetic sau înserierea unor reactanțe reglabile în secundar (bobină de reluctanță variabilă sau amplificatoare magnetice);
- b) caracteristici externe obținute prin modificarea raportului de transformare și dispunerea separată a celor două înfășurări;
- c) caracteristici externe obținute prin îmbinarea a douăprocedee de la punctele **a** și **b**.



Fig. 2.86. Modalități de obținere a diverselor familii de caracteristici externe.

Construcția transformatorului cu șunt magnetic este prezentat în figura 2.87. Înfășurarea primară **AX** este dispusă pe cele două coloane separat de înfășurarea secundară |**ax** iar între ele (zona 11') este introdus șuntul care se poate deplasa perpendicular pe planul figurii, influența lui fiind prezentă numai la funcționarea în sarcină.

Când se alimentează înfășurarea primară cu tensiunea u₁, fluxul util se închide numai prin circuitul



Fig. 2.87. Transformatorul cu şunt magnetic.

magnetic înlănțuind spirele înfășurării secundare aflate în circuit deschis încât transformatorul pentru sudare funcționează ca transformatorul de construcție clasică la gol. Dacă înfășurarea secundară este pusă în scurtcircuit atunci, tensiunea electromotoare indusă va da naștere curentului i_s cu care se execută sudura. Pe porțiunea de circuit 121' se manifestă solenația de reacție a secundarului de semn contrar cu solenația primarului încât acest traseu se comportă ca și cum ar avea reluctanța mărită iar o parte din fluxul util este obligată să se închidă prin întrefieruri și suntul magnetic. Acest fenomen conduce la scăderea accentuată a tensiunii secundare odată cu mărirea curentului de sudură, caracteristica externă fiind mai căzătoare cu cât șuntul este introdus mai mult. Caracteristicile externe pentru cele două poziții limită

ale șuntului sunt indicate în figura 2.88. Pentru poziții intermediare ale șuntului se obțin familii de caracteristici în zona hașurată.



g. 2.89. Transformatorul de sudură cu bobină de reactanță; variate constructive de bobine de reactanță.

Pentru a determina influența șuntului magnetic se execută încercarea de scurtcircuit după aceeași schemă ca la transformatoarele clasice, prima dată cu șuntul complet introdus și apoi cu șuntul complet scos. Se ia ca referință curentul de surtcircuit din secundar pentru primul caz când în primar se aplică tensiunea nominală iar pentru al doilea caz se aduce sursa de alimentare pe poziția de tensiune minimă, se scoate șuntul complet și se crește tensiunea până se obține același curent de scurtcircuit. În acest caz fluxul de scăpări va fi mai mic și tensiunea de scurtcircuit mult mai redusă.

Transformatorul de sudare cu bobină de reactanță are schema de principiu dată în figura 2.89-a), celelalte figuri (b,c,d,e) prezentând diverse variante constructive pentru bobinele de reactanță variabilă.

Reglarea curentului de sudură se face prin modificarea întrefierului bobinei de reactanță și prin urmare se modifică și reactanța bobinei. Când în-trefierul este maxim reluctanța circuitului magnetic este mare deci reactanța este mică fapt ce conduce la o cădere mică de tensiune și un curent mare de sudură. În



cazul în care întrefierul este minim, reluctanța devine minimă în timp ce reactanța este maximă și curentul de sudură este minim.

Cele două caracteristici externe limită care delimitează domeniul de reglaj al curentului de sudură sunt reprezentate în figura 2.90.

Variantele construcție de transformatoare pentru sudare prezintă avantajul că au o construcție simplă și robustă, posibilități de reglare a curentu-lui în limite largi dar prezintă un zgomot în funcționare datorită vibrației ar-măturii mobile în câmpul magnetic

Fig. 2.90. Caracteristici externe obținute cu ajutorul unei bobine de reactanță.

2.15.4. TRANSFORMATOARE PENTRU SCHIMBAREA NUMĂRULUI DE FAZE

Transformatoarele pentru schimbarea numărului de faze se folosesc în domenii în care receptoarele solicită un alt mod de alimentare decât sistemul trifazat (tracțiune, sisteme de poziționare după două direcții, diverse scheme de redresare) cel mai răspândit fiind sistemul bifazat și mai rar sistemul hexafazat respectiv dode-



Fig. 2.91. Schema Scott pentru obținerea sistemului bifazat.

cafazat.

Sistemul bifazat se caracterizează prin prezena a două tensiuni egale în modul și defazate între ele la 90° și poate fi obținut folosind diverse scheme.

Se prezintă în continuare *schema Scott* care utilizează două transformatoare monofazate T_1 și T_2 conectate ca în figura 2.91 -a). Acest mod de conectare se poate justifica pe baza triunghiului de tensiuni în care se observă că segmentul AM face un unghi de 90° cu latura BC a triunghiului echilateral și are mărimea:

$$U_{AM} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{AB} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_1. \qquad (2.170)$$

Plecând de la acest considerent s-a conectat înfășurarea primară a transformatorului T_1 (I) între faza A și punctul median M a înfășurării primare a transformatorului T_2 (II) care la rândul ei este conectată între fazele B și C. Dacă înfășurările secundare ale celor două transformatoare sunt identice și au W_2 spire, pentru a obține tensiuni egale în sistemul bifazat înfășurările pri-mare trebuie să aibă număr diferit de spire.

Cunoscând numărul de spire W_1 al înfășurării primare a transformatorului T_2 (II) se poate determina raportul de transformare al acestuia cu relația:

$$\frac{U_{1II}}{U_{2II}} = \frac{U_1}{U_2} = K_{12} = \frac{W_1}{W_2}, \qquad (2.171)$$

în timp ce pentru transformatorul T₁ (I), raportul de transformare este:

$$\frac{U_{11}}{U_{21}} = \frac{\frac{\sqrt{3}}{2}U_1}{U_{21}} = \frac{\frac{\sqrt{3}}{2}W_1}{W_2}, \qquad (2.172)$$

din care rezultă mărimea tensiunii secundare:

$$U_{21} = U_1 \frac{W_2}{W_1} = U_2 . (2.173)$$

Pentru stabilirea relațiilor de legătură între curenții celor două sisteme, se scriu ecuațiile de solenații pentru cele două transformatoare: $\sqrt{3}$

$$W_2 I_Y + \frac{\sqrt{3}}{2} W_1 I_A = 0$$
, (2.174)

pentru transformatorul T₁ și:

$$W_{2}I_{X} + \frac{W_{1}}{2}I_{B} - \frac{W_{1}}{2}I_{C} = 0 , \qquad (2.175)$$

pentru transformatorul T₂. La aceste relații se adaugă relația între curenții de alimentare, dedusă prin aplicarea primei teoreme a lui Kirchhoff în punctul M:

$$\underline{\mathbf{I}}_{\mathbf{A}} + \underline{\mathbf{I}}_{\mathbf{B}} + \underline{\mathbf{I}}_{\mathbf{C}} = 0 , \qquad (2.176)$$

rezultând în final relațiile:

$$\frac{W_1}{W_2}I_A = \underline{I'}_A = -\frac{2}{\sqrt{3}}I_Y; \quad \frac{W_1}{W_2}I_B = \underline{I'}_B = \frac{1}{\sqrt{3}}I_Y - I_X; \quad \frac{W_1}{W_2}I_C = \underline{I'}_C = \frac{1}{\sqrt{3}}I_Y + I_X.$$
(2.177)

În figura 2.92 se determină curenții de alimentare folosind relațiile de legătură în care raportarea s-a făcut la primar:



 $\underline{I}_{A} = \frac{2}{\sqrt{3}} \underline{I'}_{Y};$ $\underline{I}_{B} = -\frac{1}{\sqrt{3}} \underline{I'}_{Y} + \underline{I'}_{X};$ (2.178) $\underline{I}_{C} = -\frac{1}{\sqrt{3}} \underline{I'}_{Y} - \underline{I'}_{X} .$

−Ľy ∳ 1/3 Fig. 2.92. Diagrama fazorială de curenți la schema Scott.

Se observă că rețeaua de alimentare se încarcă simetric pe toate fazele. Sistemul hexafazat de tensiuni se obține prin utilizarea transformatoarelor pentru schimbarea numărului de faze, realizate în diverse variante constructive. Se indică în continuare două scheme la care înfășurările secundare se conectează conform diagramelor fazoriale alăturate după regulile descrise la schemele de conexiuni.



Fig. 2.93. Sistemul haxafazat în dublă stea.

Fig. 2.94. sistemul haxafazat "în furcă'.

În figura 2.93 este pre-zentat un transformator la care înfășurările secundare sunt conectate în dublă stea iar între nulurile celor două stele se intercalează o bobină de egalizare cu punct median la care se leagă sarcina (Fig. 2.93 -c).

În figura 2.94 este prezentat un transformator folosit pentru alimentarea instalației de redresare hexafazată "în furcă".

2.15.5. TRANSFORMATOARE CU REGLAJUL TENSIUNII SUB SARCINĂ

La transformatoarele de putere la care se reglează tensiunea în gol (cu înfășurările deconectate) limitele de reglaj sunt în limite de \pm 5%. În stațiile de interconexiune a două sau mai multe rețele se cere o reglare a tensiunii în limite de ± 15%, iar deconectarea trebuie să se facă rapid, fără deconectarea transformatorului de la retea, deci reglajul tensiunii este obligatoriu să se execute în sarcină.

Orice schemă de reglaj în sarcină trebuie să fie ușor de manevrat, sigură și rapidă iar spirele din treapta de reglaj să nu fie scurtcircuitate. Din considerente tehnologice și economice, reglarea tensiunii se face pe înfășurarea de înaltă tensiune și mai rar pe înfășurarea de joasă tensiune. Această soluție se justifică prin faptul că dimensiunile contactelor sunt mai reduse datorită valorii mult mai mici a curentului de comutație.

În figura 2.95 se prezintă o schemă de principiu pentru reglarea tensiunii în sarcină având în componența ei o bobină de șoc **B**, care are rolul de a limita curenții de scurtcircuit printr-o treaptă de reglaj când contactele C₁ și C₂ sunt pe prize consecutive. Schema de reglaj este prezentată în două variante: cu selectorul S linear (Fig. 2.95 -a) și cu selector rotativ (Fig. 2.95 -b).

Spirele de reglaj (șase trepte) sunt așezate la mijlocul înfășurării de înaltă tensiune AX. Poziția din figura 2.95 -a) corespunde tensiunii maxime furnizată de transformator. Pentru reducerea tensiunii cu o valoare procentuală corespunzătoare unei prize, se lasă C_1 pe poziția 1 și se trece C_2 pe poziția 2, deschizându-se întrerupătorul K care scurtcircuitează bobina B. În acest moment bobina B limitează curentul de scurtcircuit ce se închide prin treapta 1-2. Contactul C₁ se trece pe o poziție intermediară între prizele 1 și 3. Selectorul S, contactorul K, contactele C_1 , C_2 și prizele 1 - 6 se introduc într-un recipient cu ulei separat de uleiul transformatorului, deoarece arcul electric ce apare la închiderea și deschiderea contactelor ar înrăutăți calitățile uleiului transformatorului de putere.



Fig. 2.95. Schemă de reglare a tensiunii în sarcină cu bobină de reactanță:
a) – cu selectoare liniare;
b) – cu selectoare rotative.

Schemele cu bobine de limitare a curentului sunt de obicei cu acțiune lentă, încât pentru reducerea timpului de acționare la 0,04-0,06 secunde se folosesc rezistențe în locul bobinelor.



Fig. 2.96. Schemă de reglare a tensiunii cu ajutorul tiristoarelor.

Ameliorarea schemelor de reglare sub sarcină a tensiunii la transformatoare se realizează dacă se renunță la rezistențe și bobine și se folosesc tiristoare conform schemei de principiu din figura 2.96. În această schemă sunt prezentate trei momente (inițial, intermediar și final) ale realizării comutării prizei de reglaj. Avantajele acestei scheme constau în lipsa deteriorării accentuate a contactelor, timpul foarte mic (de ordinul µs) de comutare exact la trecerea prin zero a curentului, număr nelimitat de comutări succesive. Astfel de scheme se utilizează la reglarea tensiunii transformatoarelor pentru locomotive.

Alte scheme de reglare în sarcină a tensiunii la transformatoare sunt concepute cu transformatoare suplimentare care reglează indirect tensiunea. La aceste scheme, întreg dispozitivul de reglaj este separat de circuitul de înaltă tensiune realizându-se cu izolație mai redusă. Comutatorul de prize se proiectează la un curent mai mic decât cel reglat iar bobinajul transformatorului a cărui tensiune se reglează se simplifică constructiv. Transformatorul principal **TP** (Fig. 2.97) are trei înfășurări pe fiecare circuit de fază (I, II, III): înfășurarea 1 este alimentată la tensiune constantă, înfășurarea 2 este destinată a i se regla tensiunea și este conectată în stea (Fig. 2.97 -a) sau triunghi (Fig. 2.97 -b), iar înfășurarea 3 este de reglaj.

Transformatorul suplimentar **TS** se construiește în aceeași cuvă cu transformatorul principal sau în cuvă separată. Înfășurările primare ale transformatorului suplimentar sunt alimentate de la înfășurările 3 ale transformatorului principal iar înfășurările secundare sunt legate în serie cu înfășurările 2 ale transformatorului principal.



Fig. 2.97. Scheme de reglarea tensiunii sub sarcină cu transformatoare auxiliare.

Reglajul tensiunii sub sarcină la transformatoare implică aspecte deosebite când transformatoarele funcționează în paralel și diferă pozițiile prizelor de reglaj (Fig. 2.98).

Exemplu:



Se consideră două transformatoare T_1 și T_2 cu poziții diferite ale prizelor de reglaj (T_1 pe poziția -5% și T_2 pe poziția +5%). Dacă se notează cu K raportul de transformare corespunzător conectării transformatoarelor pe prizele "0" se pot defini rapoartele de transformare pentru cele două transformatoare funcționând în paralel cu prize de reglaj pe poziții diferite: pentru transformatorul T_1 expresia raportului de transformare devine:

$$K_1 = K(1 - 0.05) = 0.95 K$$

iar raportul pentru transformatorul T₂:

 $K_2 = K(1 + 0.05) = 1.05 K$.

Impedanțele de scurtcircuit calculate pentru noile rapoarte de transformare au expresiile:

 $Z'_{sc1} = Z_{sc} / K_1^2; \quad Z'_{sc2} = Z_{sc} / K_2^2.$

Fig. 2.98. Funcționarea în paralel a două transformatoare cu prizele de reglaj pe poziții diferite.

Deoarece tensiunile din înfășurările secundare sunt diferite din cauza modificării rapoartelor de transformare, în înfășrările celor două transformatoare se vor stabili curenți de circulație. Curenții de circulație

din înfășurarea secundară sunt calculați cu relația:

$$I_{2circ} = \frac{U_{20T1} - U_{20T2}}{Z'_{sc1} + Z'_{sc2}} = \frac{U_{1N}(1/K_{1} - 1/K_{2})}{Z_{sc}/K_{1}^{2} + Z_{sc}/K_{2}^{2}} = \frac{U_{1N}(1/0.95K - 1/1.05K)}{Z_{sc}/0.95K^{2} + Z_{sc}/1.05K^{2}}$$

După efectuarea calculelor se obține pentru curentul de circulație o relație de forma:

$$I_{2circ} = \frac{0.1 U_{1N} K}{2 Z_{sc} 0.95 \cdot 1.05} ,$$

în care se pune în evidență tensiunea de scurtcircuit relativă prin înmulțirea numărătorului și numitorului cu I_{IN} și a cărei valoare $u_{sc} = 7.5\%$

$$I_{2circ} = \frac{2 - 0.1I_{1N} K}{2 \frac{Z_{sc} \cdot I_{1N}}{U_{1N}} 0.95 \cdot 1.05}} \approx \frac{0.1I_{2N}}{2 \cdot u_{sc} \cdot 0.95 \cdot 1.05} = \frac{0.1I_{2N}}{2 \cdot 0.075 \cdot 0.95 \cdot 1.05} = 0.67 I_{2N} .$$

Se observă că valoarea curentului de circulație la funcționarea în gol este destul de mare atingând valoarea curentului nominal pentru $u_{sc} = 5\%$.

Procedeul expus poate fi utilizat pentru încărcarea artificială a transformatoarelor de mare putere. În această situație din rețea se preiau numai pierderile în cele două transformatoare asigurându-se o eficiență energetică ridicată.

2.15.6. TRANSFORMATOARE DE FRECVENȚĂ

Transformatoarele de frecvență, numite și multiplicatoare de frecvență, se pot folosi ca surse de frecvențe de valoare egală cu un multiplu al frecvenței tensiunii de alimentare. Principiul care stă la baza funcționării multiplicatoarelor de frecvență este saturarea accentuată a miezului feromagnetic, aspect teoretic tratat în capitolul 2.11.2.

Transformatoarele de frecvență prezintă o serie de avantaje cum ar fi:

- sunt aparate statice fără organe în mișcare spre deosebire de mașinile electrice generatoare de frecvență;
- permit reglarea aproximativ simplă a tensiunii de ieșire și obținerea simultană a mai multor frecvențe;
- realizarea constructivă este simplă și se aseamănă cu cea a transformatoarelor clasice;

- au fiabilitate mai mare în funcționare față de sursele cu semiconductori;

Se prezintă în continuare transformatorul pentru triplarea frecvenței numit și triplor de frecvență.

Dacă se ia în considerare regimul deformant produs la magnetizarea fierului la un transformator cu fluxuri libere și conexiunea Yd (Fig. 25.7 -a) se constată că la secundarul conectat în triunghi deschis se obține o tensiune de de frecvență triplă. Pentru reducerea reactanței înfășurării secundare, conectate în triunghi, aceasta este înlocuită cu o singură înfășurare **"ax"** (Fig. 2.99 -a).



Fig. 2.99. Triplorul de frecvență; a) schema electrică clasică; b) schemă electrică cu capacitate în secundar.

Înfășurarea "ax" înconjoară cele trei coloane 11', 22' și 33'. Deoarece caracteristica externă este foarte



căzătoare (fluxul de reacție φ_{23} se opune fluxului de magnetizare φ_{03}), pentru a se obține o caracteristică mai dură se introduce în circuitul de ieșire condensatorul C care asigură producerea unui flux φ_C (Fig. 2.100), întărind fluxul de magnetizare. Reglarea curentului din secundar se poate realiza dacă nulul înfășurării primare se conectează la nulul rețelei prin două tiristoare T montate antiparalel comandate de la un bloc etalon **BE** la care se aduce semnalul (proporțional cu intensitatea curentului secundar) de la un transformator de curent **TC** (Fig. 2.99 -b). Această instalație poate întrerupe funcționarea triplorului la creșterea exagerată a curentului.

Fig. 2.100. Diagrama fazorială în cazul introducerii capacității C în secundar.



Fig. 2.101. Triplor având capacități montate pe nulul înfășurării primare.

Obținerea unei caracteristici externe mai dure se poate realiza dacă se montează condensatoare în înfășurarea primară (Fig. 2.101). Condensatorul C se poate monta între nulul rețelei N și nulul conexiunii în stea a înfășurării primare (Fig. 2.101-a), instalația prezentând unele neajunsuri cum ar fi introducerea armonicilor de ordinul 3 în rețeaua de alimentare precum și apariția supratensiunilor pe înfășurarea primară.



Fig. 2.102. Diagrama de tensiuni la funcționarea triplorului în gol.



Fig. 2.103. Oscilograma curentului din înfășurarea primară.

O reprezentare fazorială intuitivă, fără justificare teoretică, este prezentată în figura 2.102 urmărind explicarea apariției supratensiunilor pe înfășurările primare ale triplorului la funcionarea la gol. Raționamentul se bazează pe determinarea valorii efective rezultante a unei mărimi în cazul prezenței armonicilor superioare (în cazul de față se ia în considerare fundamentala și armonica de rangul trei) ca radical din suma pătratelor valorilor efective.

La funcționarea în gol, curentul capacitiv de frecvență triplă ce străbate înfășurările primare ale triplorului are valoare ridicată producând căderi de tensiune ce se reprezintă fazorial în trei planuri dispuse la câte 120° între ele și perpendiculare pe planul de bazăcorespunzător frecvenței de 50 Hz. Punctul neutru se găsește pe înălțimea piramidei regulate ce se formează, iar fiecare muchie reprezintă tensiunea pe fiecare circuit de fază corespunzător înfășurărilor primare ale triplorului.

La funcționarea în sarcină, datorită reacției produse de înfășurarea secundară, curentul de frecvență triplă ce se închide prin condensator își reduce valoarea încât punctul neutru se deplasează către baza piramidei ajungând în planul acesteia când secundarul este scurtcircuitat.

În cazul funcționării triplorului de frecvență corespunzător schemei din figura 2.101 -a), pot apare, pentru anumite valori ale capacității, oscilații de frecvență foarte joasă (de ordinul herților) ale curentului din înfășurarea primară, în limite largi de până la 25% din valoarea curentului nominal. Oscilațiile se manifestă pregnant la funcționarea în gol sau la valori reduse ale sarcinii și pot fi înlăturate prin alegerea unui grad de saturație ridicat. Pentru a evita introducerea armonicilor în rețeaua de alimentare se poate folosi schema din figura 2.101 -b) la care se poate aplica metoda de reglaj a curentului secundar cu un dispozitiv similar conform schemei din figura 2.99 -b).

2.16. EFORTURI ELECTRODINAMICE LA TRANSFORMATOARE

Înfășurările transformatorului pot fi considerate ca două sisteme de conductoare paralele, parcurse de curenți în sensuri contrare. Acest lucru se deduce cu ușurință, dacă în ecuația de solenații se neglijează curentul de mers în gol. Deoarece prin cele două înfășurări trec curenți de sens contrar, rezultă că între cele două înfășurări apar forțe de respingere (Fig. 2.104).



Fig. 2.104. Forțele electrodinamice radiale și axiale.



Fig. 2.105. Efectul forțelor electrodinamice radiale.

Se observă că forțele de respingere se pot descompune în două componente:

- *forțe radiale* **F**_r (Fig. 2.105). care întind înfășurarea exterioară și comprimă înfășurarea interioară;
- *forțe axiale* $\mathbf{F}_{\mathbf{a}}$ care tind să deplaseze înfășurările în direcție axială acționând astfel asupra elementelor de consolidare axială a înfășurărilor.

Forțele electrodinamice au valori importante în cazul scurtcircuitelor când înfășurările sunt parcurse de curenții de șoc (relația 2.123) sau în cazul fenomenelor de supracurenți ce pot apare la cuplarea în gol a transformatoarelor (capitolul 2.14.1).

Se consideră un transformator cu înfășurări cilindrice de înălțimi egale (Fig. 2.106) la care forța elementară exercitată asupra unui element **dl** de conductor este dată de relația cunoscută:



Fig. 2.106. Sensul forțelor electrodinamice funcție de distribuția componentelor inducției pe înălțimea ferestrei.

Inducția magnetică **B** are componente în spațiul tridimensional dar pentru simplificare se consideră numai componentele din planul ferestrei în care distribuția se manifestă neuniform pe cele două direcții: axială și radială. Prin urmare forța electrodinamică rezultantă se descompune în douăcomponente: una axială d**F**_a și alta radială d**F**_r:

$$d\overline{F_a} = i (\overline{dl} \times \overline{B_r}); \quad d\overline{F_r} = i (\overline{dl} \times \overline{B_a}).$$
 (2.180)

Componentele radiale ale câmpului de dispersie produc forțe axiale, iar componentele axiale produc forțe radiale. Expresiile forțelor axiale și radiale care se exercită asupra unei înfășurări se determină din energia înmagazinată în câmpul de dispersie, cu ajutorul teoremei forțelor generalizate:

$$W_{\rm m} = \frac{1}{2} L_{\rm sc} \, i^2 \,, \qquad (2.181)$$

în care i este curentul ce parcurge înfășurarea la care se raportează inductanța echivalentă de scurtcircuit calculată cu ajutorul relației (2.45').

Forța axială care se exercită asupra ambelor înfășurări se determină din presupunerea că are loc o deplasare virtuală a înfășurărilor în direcție axială, în urma căreia variază înălțimea H și se determină astfel:

$$F_{a} = \left(\frac{\partial W_{m}}{\partial H}\right)_{i=\text{const}} = \frac{\partial}{\partial H} \left(\frac{L_{\text{sc}}i^{2}}{2}\right)_{i=\text{const}} = \frac{0.5\,\mu_{0}\,W^{2}\,\pi\,D_{m}\,a_{r}\,k_{r}\,i^{2}}{H^{2}}\,,\qquad(2.182)$$

în care s-a făcut notația:

$$a_r = a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3} . \tag{2.183}$$

Forța axială care se exercită asupra unei singure înfășurări este:

$$\mathbf{F}_{a2} = \mathbf{F}_{a1} = \mathbf{F}$$

Forța radială care se exercită asupra unei înfășurări se determină din presupunerea că are loc o deplasare virtuală a înfășurării pe direcție radială, în urma căreia variază distanța a_{12} :

$$F_{r} = \left(\frac{\partial W_{m}}{\partial a_{12}}\right)_{i=\text{const}} = \frac{\partial}{\partial a_{12}} \left(\frac{L_{\text{sc}}i^{2}}{2}\right)_{i=\text{const}} = \frac{0.5 \,\mu_{0} \,W^{2} \,\pi \,D_{m} \,k_{r} \,i^{2}}{H} \,.$$
(2.184)

Dacă se ține cont de această relație se pot determina forțele radiale la scurtcircuit \mathbf{F}_{r1} și \mathbf{F}_{r2} care acționează asupra celor două înfășurări:

$$F_{r1,2} = 0.5 \,\mu_0 \,W^2 \,l_{m1,2} \,k_r \frac{\tilde{l_{1,2sc}}}{H} \,, \qquad (2.185)$$

în care $l_{lm1,2}$ sunt lungimile spirelor medii ale celor două înfășurări, iar $i_{1,2sc}$ sunt curenții de scurtcircuit din cele două înfășurări, care se calculează cu relația (2.123) de la subcapitolul 2.14.2. Cu ajutorul relațiilor (2.182) și (2.184) se poate determina raportul dintre forțele radiale și forțele axiale:

$$F_r/F_a = 2 H/a_r$$
 (2.186)

Pentru transformatoarele a căror înfășurări sunt dispuse ca în figurile 2.107 –b) și 2.107 –c), valoarea e-forturilor electrodinamice se calculează cu relațiile adecvate situației respective [17].



Fig. 2.107. Sensul forțelor electrodinamice funcție de dispunerea înfășurărilor: a) egale; b) inegale; c) neomogene.

2.17. SIMULAREA UNOR FENOMENE TRANZITORII LA TRANSFORMATOARE

Dacă o mărime de care depinde funcționarea transformatorului (tensiunea, impedanța de sarcină, frecvența, etc) variază, are loc trecerea de la un regim stabil de funcționare la altul. Trecerea se produce într-un timp foarte scurt și poate fi însoțită de efecte periculoase pentru transformator. După mărimea care determină în principal regimul tranzitoriu (curentul, respectiv tensiunea), fenomenele tranzitorii se pot clasifica în: fenomene de supraintensități (care apar atât la conectarea transformatorului la rețea, cât și în caz de scurtcircuite) și fenomene de supratensiune (care apar la conectarea transformatorului la rețea, la variații ale impedanței de sarcină în mod brusc, sau sub acțiunea descărcărilor atmosferice) [9].

Pentru a studia aceste fenomene și pentru înțelegerea lor, s-a realizat un model SIMULINK având la bază ecuațiile de funcționare ale transformatorului.

Luarea în considerare a saturației este posibilă prin utilizarea metodelor numerice de câmp.

2.17.1. SUPRAINTENSITĂȚI LA CUPLAREA LA REȚEA A UNUI TRANSFORMATOR FUNCȚIONÂND ÎN GOL

Se consideră un transformator monofazat cu secundarul deschis, alimentat cu tensiune sinusoidală de forma:

$$u_1 = \sqrt{2} U_1 \sin(\omega t + \gamma_0),$$
 (2.187)

în care s-a definit prin γ_0 unghiul electric ce fixează valoarea tensiunii u₁ la momentul t=0. Ecuația de funcționare a transformatorului în regim de mers în gol, este:

$$u_1 = R_1 i_{10} + L_{1d} \frac{di_{10}}{dt} + W_1 \frac{d\phi}{dt} , \qquad (2.188)$$

în care s-a notat cu L_{1d} inductanța de dispersie a înfășurării primare, cu R_1 rezistența înfășurării primare, iar ϕ fluxul fascicular, i₁₀ fiind curentul de mers în gol.

Relațiile (2.187) și (2.188) ne permit realizarea modelului SIMULINK pentru primarul transformatorului monofazat prezentat în figura 2.108. Modelarea a fost făcută pentru un transformator monofazat de mică putere, răcit cu aer, ai cărui parametrii sunt: $S_N = 100$ VA, $U_{1N}/U_{2N} = 220$ V/16 V, f = 50 Hz, $\cos\varphi_2 = 1$, $W_1 = 1020$ sp., $W_2 = 78$ sp., $L_{1d} = 0,1$ H, $L_{2d} = 0,001$ H, $R_1 = 20$ Ω , $R_2 = 0,213$ Ω .

După cum am văzut în subcapitolul 2.14, curentul de mers în gol are două componente: una periodică permanentă care este chiar curentul de mers în gol al transformatorului în regim permanent și una exponenială amortizată.



Fig. 2.108. Modelul SIMULINK pentru primarul transformatorului monofazat.

Regimul tranzitoriu este condiționat de momentul conectării transformatorului la rețea. Situația cea mai dezavantajoasă apare când momentul cuplării corespunde cu momentul trecerii prin zero a tensiunii $\gamma_0 = 0$. Rezultatele simulării (fluxul și curentul de mers în gol), sunt prezentate în figurile 2.109 și 2.110.



După cum se poate observa din figurile 2.109. și 2.110, regimul tranzitoriu durează un timp suficient de lung, t = $(0 \div)$ sec., după care se amortizează după o lege exponențială, care depinde de rezistența R₁ și de modul cum variază fluxul ϕ cu curentul i₁₀.

Situația cea mai convenabilă intervine când γ_0 are acea valoare, încât în momentul conectării, componenta aperiodică nu intervine, adică la $\gamma_0 = \pi/2$. În această împrejurare se stabilește de la început regimul permanent după cum se poate observa în figurile 2.111. și 2.112.



2.17.2. SCURTCIRCUITUL BRUSC AL TRANSFORMATOARELOR

2.17.2.1. COMPORTAREA TRANSFORMATORULUI FUNCȚIONÂND LA TREAPTĂ DE SARCINĂ NOMINALĂ

Comportarea în sarcină a transformatorului monofazat, a fost studiată cu ajutorul modelului SIMU-LINK prezentat în figura 2.113. În figura 2.114 este prezentată structura modelului, în care pot fi identificate trei subblocuri:



Fig. 2.113. Modelul SIMULINK al transformatorului monofazat.



Fig. 2.114. Structura modelului.

- blocul care modelează circuitul primar, este conceput pe baza ecuației de tensiuni (2.188.) în care curentul de mers în gol i_{10} devine i_1 , împreună cu ecuatia (2.189) a solenatiilor:

$$W_1 i_1 + W_2 i_2 = W_1 i_{10} , \qquad (2.189)$$

unde: W₁, W₂ sunt numerele de spire ale înfășurărilor primare, respectiv secundare, i₁, i₂, i₁₀ sunt curenții ce parcurg înfășurările primare și secundare, respectiv curentul de mers în gol. Acest bloc are structura din figura 2.115.



Fig. 2.115. Modelul SIMULINK al circuitului primar.

- blocul care modelează circuitul secundar, realizat cu ajutorul relației (2.190) care reprezintă ecuația de tensiuni a secundarului transformatorului:

$$-u_2 = R_2 i_2 + L_{2d} \frac{di_2}{dt} + W_2 \frac{d\phi}{dt} , \qquad (2.190)$$







- blocul sarcină, care modelează circuitul sarcinii, prezentat în figura (2.117), este conceput astfel încât să permită modificarea în treaptăa sarcinii la o valoare și un moment de timp dorite.

În cazul de față, sarcina fiind pur rezistivă, ecuația care stă la baza modelului este de forma:

$$u_2 = R_{i_2}$$
. (2.191)

Rezultatele studiului pe model, sunt prezentate în figurile 2.118, 2.119 respectiv 2.120, unde se observă comportarea curentului din primar, a curentului din secundar, respectiv a tensiunii secundare.







Fig. 2.119. Curentul secundar la treaptă de sarcină.

În intervalul t = $(0 \dots 1,5)$ sec., transformatorul alimentat de la o tensiune sinusoidală de forma (2.187), este cu secundarul în gol (R = ∞), deci i₂ = 0 (figura 2.119), iar curentul ce străbate înfășurarea primară, este curentul de mers în gol. Acest curent i₁₀ are o valoare foarte redusă i₁₀ = 0,16i_{1N}. Forma curentului de funcționare în gol, datorită faptului că transformatorul în acest regim se comportă ca o bobină cu miez de fier saturat, nu mai are o variație sinusoidală în timp (figura 2.118).

La momentul t = 1,5 sec., începe funcționarea în sarcină nominală a transformatorului (la bornele înfășurării secundare se conectează un consumator). Curentul i_2 de la valoarea 0 trece la

valoarea nominală (figura 2.1192), iar i_{10} devine i_{1N} (figura 2.118). Odată cu intrarea în sarcină, un interes deosebit prezintă determinarea variației de tensiune la bornele secundare, de la

mers în gol la sarcină nominală. Căderea de tensiune ΔU , în mod normal nu depășește câteva procente, după cum se poate observa în figura 2.120, și se calculează cu relația (2.192):

$$\Delta U = U_{20} - U_2 . \tag{2.192}$$

2.17. 2.2. SCURTCIRCUITUL BRUSC

Scurtcircuitul brusc, după cum s-a przentat în subcapitolul 2.14.2., constituie un proces de avarie al transformatorului. Se consideră același transformator de mică putere, alimentat cu o tensiune de forma (2.116), la care se scurtcircuitează bornele înfășurării secundare, la momentul t = 0.

Studiul comportării transformatorului în acest regim s-a făcut în două cazuri: $\gamma_0 = 0$ și $\gamma_0 = \pi/2$. În cazul în care $\gamma_0 = 0$, curentul i_{sc} se calculează cu relația (2.123), iar forma curenților obținuți este prezentată în figurile 2.121 și 2.122.



Fig. 2.121. Curentul primar la scurtcircuit brusc.

Fig. 2.122. Curentul secundar la scurtcircuit brusc.

Se observă că i_{1sc} , i_{2sc} , iau valori considerabile, de aproximativ 50 de ori mai mare decât i_{1N} , respectiv de (90 ... 100) i_{2N} , acesta din urmă putând da naștere la eforturi electrodinamice periculoase pentru înfășură-rile transformatorului.

Prin curent de soc se definește valoarea maximă de vârf a curentului i_{1sc} . El este condiționat de componenta aperiodică și prin urmare de momentul conectării (valoarea fazei γ_0).

Curentul de scurtcircuit ajunge repede la valoarea de regim permanent, amortizarea componentei libere fiind deosebit de rapidă.

Dacă conectarea se face la $\gamma_0 = \pi/2$, componenta aperiodică este nulă și se stabilește direct regimul permanent de scurtcircuit, această afirmație fiind confirmată de evoluția în timp a curenților din figurile 2.123 și 2.124, în care sunt prezentate rezultatele simulării acestui regim pe modelul din figura 2.113.



2.17.3. INFLUENȚA SATURAȚIEI ASUPRA FUNCȚIONĂRII TRANSFORMATOARELOR

Dacă transformatorul funcționează nesaturat, adică pe porțiunea liniară a caracteristicii de magnetizare $\varphi = f(\Theta)$, el se comportă ca un cuadripol liniar. Dar, imediat ce fluxul și respectiv inducția depășesc o anumită valoare, punctul de funcționare intrând pe porțiunea neliniară a caracteristicii de magnetizare, saturația fierului determină deformarea amperspirelor magnetizante, adică apariția armonicilor în spectrul acestor amperispire.

Deoarece $\Theta = W_1 I_{\mu} (I_{\mu} \approx I_{10})$, unde numărul de spire primare W_1 este o constantă, deformarea solenației, adică a amperspirelor magnetizante, înseamnă deformarea curentului magnetizant I_{μ} .

2.17.3.1. INFLUENȚA SATURAȚIEI LA TRANSFORMATORUL MONOFAZAT

Funcționarea transformatorului în porțiunea liniară a caracteristicii de magnetizare, implică o valoare relativ redusă a fluxului (inducției), valoare care se obține când tensiunea de alimentare este mică, deoarece valoarea maximă a fluxului este proporțională cu valoarea tensiunii de alimentare. Cu cât tensiunea de alimentare este mai mică, fluxul este mai mic și punctul de funcționare se plasează mai sigur în porțiunea linia-ră a caracteristicii de magnetizare.

Pentru modelul considerat, la tensiunea de alimentare U = 100 V, forma curentului se apropie de o sinusoidă, după cum se poate observa în figura 2.125.







Efectuând analiza Fourier, tensiunea fiind sinusoidală, observăm existența în componența curentului de mers în gol, numaia a fundamentalei.

În cazul în care valoarea maximă a fluxului crește (tensiunea de alimentare crește), puncțul de funcționare se va deplasa în porțiunea neliniară a caracteristicii de megnetizare, poziția acestuia în cotul de saturație depinzând de valoarea tensiunii de alimentare. În acest caz, transformatorul se va comporta ca un cuadripol neliniar.

Deoarece fluxul este proporțional cu tensiunea de alimentare, el va rămâne sinusoidal, ceea ce impune deformarea curentului de magnetizare i_{μ} (de mers în gol).

Acest lucru se poate observa în figura 2.126, care corespunde cazului în care tensiunea de alimentare este U = 300 V. Din analiza Fourier, observăm apariția armonicii de ordin trei în forma de undă a curentului de mers în gol, ceea ce va conduce la deformarea acestuia.

2.17.3.2. TRIPLORUL DE FRECVENȚĂ

În unele utilizări industriale ale energiei electrice este nevoie de surse de curent alternativ de frecvență mai ridicată decât cea a rețelelor obișnuite de distribuție. În aceste cazuri se apelează la multiplicatoare de frecvență care pot fi de mai multe tipuri: mașini electrice rotative, transformatoare sau bobine saturabile, instalații cu semiconductoare.

Dintre acestea vom studia principiul de funcționare al triplorului de frecvență pe baza unui transformatoar trifazat cu fluxuri libere (transformatorul trifazat este format din trei transformatoare monofazate), cu conexiunea Yy, pentru care s-a realizat modelul SIMULINK, prezentat în figura 2.127.



Fig. 2.127. Modelul SIMULINK al triplorului de frecvență.

În componența modelului observăm trei părți principale: modelul circuitului primar al celor trei transformatoare cu fluxuri libere, modelul circuitului magnetic și modelul circuitului secundar.



Fig. 2.128. Curentul de magnetizare.

Fig. 2.129. Curentul de armonică trei.

Dacă transformatorul trifazat ar fi în conexiune Y_0y , fluxurile de fază ar fi sinusoidale, iar curentul de magnetizare ar fi deformat datorită caracteristicii de magnetizare neliniare, conform figurii 2.128.

Curenții de armonică trei de pe cele trei faze sunt sinfazici și prin firul de nul circulă suma curenților de armonică trei conform figurii 2.129.

Dacă conexiunea este Yy, curenții de armonică trei se anulează, iar prin circuitul primar de fază vor circula curenții fără armonica trei, conform figurii 2.130.



Fig. 2.130. Curentul de fază fără armonica trei.

Curenții de armonică cinci și șapte trifazați de secvență inversă și directă, continuă să existe, ca unii ce se anulează în punctul neutru. Fluxurile trifazate de armonică cinci și șapte produse de acești curenți, anulează fluxurile trifazate de armonică cinci și șapte, egale și de sens contrar, produse de termenul fundamental al curentului magnetizant [27].

Astfel, curenții de armonică trei sinfazici nu mai există în primar, în schimb în miezurile transformatorului apar acum trei fluxuri sinfazice de armonică trei de forma :

$$\varphi_3 = \Phi_3 \sin 3 \,\omega t \,\,, \qquad (2.192)$$

care se adaugă la fluxul principal Φ al transformatorului [27].

• Apariția fluxului armonicii trei în fiecare din miezurile celor trei transformatoare monofazate, are drept efect producerea unei supratensiuni la bornele transformatorului. Într-adevăr, fiecare din fluxurile φ_3 produc atât în primar cât și în secundar, trei

tensiuni electromotoare induse, defazate cu $\pi/2$ înapoi față de fluxurile φ_3 , egale și în fază în toate trei transformatoarele monofazate, deoarece fluxurile φ_3 sunt egale și în fază. Fluxul φ_1 induce și el câte o tensiune electromotoare atât în primar cât și în secundar, decalate tot cu $\pi/2$ înapoi față de fluxul Φ_1 .

Suma lor ne dă tensiune electromotoare rezultantă, respectiv tensiunea ce apare la bornele primarului și secundarului (Fig. 2.131).



Cu toate că tensiunile de fază sunt deformate, tensiunile de linie rămân sinusoidale (armonica trei fiind sinfazică se anulează), după cum se poate observa în figura 2.132.

Una din schemele cel mai des utilizate în construcția triplorului de frecvență, este prezentată în figura 2.29 -a). Datorită înfășurării secundare comune, fundamentala tensiunii de fază induse se anulează, iar la bornele înfășurării comune se va obține suma tensiunilor de fazăinduse de armonici trei, conform figurii 2.133.



În figura 2.134 este prezentată analiza armonică a undei de tensiune (Fig.2.133) din care rezultă numai prezența armonicii de ordinul trei.