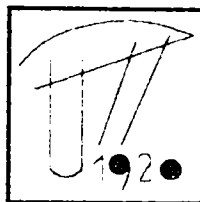


UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA
BIBLIOTECA CENTRALĂ

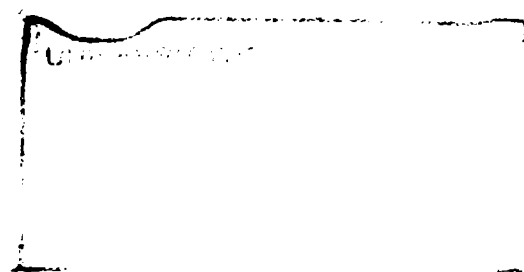
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" din TIMIȘOARA
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICĂ
DE MASINI, ACȚIONĂRI ȘI UTILIZĂRI ELECTRICE

Nr. Inv. 025.400

Dulap 181 Lit. E

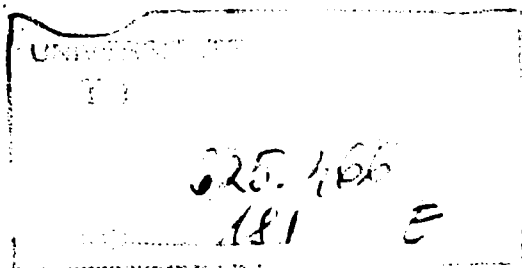


**STUDIU ASUPRA MODELĂRII
TRANSFORMATOARELOR DE SUDARE PRIN PRESIUNE
ÎN VEDEREA SIMULĂRII COMPORTĂRII
ȘI EVALUĂRII PERFORMANȚELOR FUNCȚIONALE**



Autor:
Ing. Voichița Coman

Conducător științific:
Prof. Dr. Ing. Ioan Novac



CUPRINS

1. INTRODUCERE. OBIECTUL TEZEI DE DOCTORAT	1
1.1 Obiectul tezei și importanța sa	1
1.2 Conținutul lucrării.....	4
2. ANALIZA POSIBILITĂȚILOR DE SUDARE CU TRANSFORMATORUL DE SUDARE PRIN PRESIUNE..	6
2.1. Clasificarea procedeelor de sudare prin presiune.....	7
2.2. Procedeul de sudare prin conducție	8
2.3. Construcția transformatorului de sudare prin presiune.....	13
2.4. Modificarea regimului de funcționare	16
2.5. Variante constructive de actualitate	19
2.6. Concluzii	20
3. PARTICULARITĂȚILE CONSTRUCȚIEI ȘI ALE PROIECTĂRII TRANSFORMATOARELOR DE SUDARE PRIN PRESIUNE.....	22
3.1. Particularități constructive	22
3.2. Criterii de dimensionare a TPS	23
3.2.1. Precizarea criteriilor de dimensionare.....	23
3.2.2. Etape de dimensionare	24
3.3. Dimensionarea TSP.....	25
3.3.1. Calculul mărimilor electromagnetice de bază	26
3.3.2. Proiectarea adaptată variantei constructive aleasă.	27
3.3.2.1. Precizarea variantei constructive	27
3.3.2.2. Proiectarea miezului magnetic	30
3.3.2.3. Dimensionarea înfășurărilor transformatorului.....	32
3.3.2.4. Determinarea impedanței transformatorului.....	34
3.3.3. Verificări	39
3.3.4. Sinteza rezultatelor	40
3.4. Program pentru dimensionarea TSP.....	41
3.5. Adaptarea dimensionării la cerințele procesului de sudare	41
3.6. Concluzii	42
4. TEHNICI MATEMATICE SI MODELE FOLOSITE PENTRU SIMULAREA SI ESTIMAREA COMPORTARII TSP.....	44
4.1. Implementarea tehnicilor matematice de studiu ale semnalelor la analiza în timp și în frecvență a T.S.P.....	45

4.1.1. Modelul matematic al semnalelor	45
4.1.1.1. Semnal definit în timp continuu	47
4.1.1.2. Semnal definit în timp discret	47
4.1.2. Semnale remarcabile la studiul transformatorului electric	47
4.1.2.1. Exemple de semnale definite în timp continuu ..	47
4.1.2.2. Exemple de semnale definite în timp discret ..	48
4.1.3. Analiza transformatoarelor electrice ca sisteme liniare invariante în timp ..	49
4.1.3.1. Definierea transformatorului electric ac ‘SLIT’ ..	49
4.1.3.2. Descompunerea în serie Fourier a semnalelor din transformatorul electric.....	51
4.1.3.3. Analiza Fourier sau spectrală a mărimilor caracteristice transformatorului.....	52
4.1.3.4. Analiza transformatorului electric ca sistem, prin funcții de transfer	53
4.1.4. Metode de analiză a comportării transformatorului electric pentru studiu pe caz.....	56
4.1.4.1. Analiza Fourier sau în timp.....	56
4.1.4.2. Analiza în frecvență	57
4.2. Modele propuse pentru analiza comportării transformatoarelor de sudare prin presiune.....	60
4.2.1. Modelul TSP la frecvență industrială.....	60
4.2.1.1. Modelul fizic al TSP	60
4.2.1.2. Modelul tehnic al TSP monofazat.....	61
4.2.1.3. Determinarea parametrilor modelului tehnic în ‘T’ al TSP pentru un caz concret.....	63
4.2.1.4. Sinteza metodei pentru studiul pe caz	67
4.2.2. Modelul la diferite frecvențe.....	67
4.2.2.1. Modelul schematic general	67
4.2.2.2. Modelul transformatorului electric la frecvențe joase.....	68
4.2.2.3. Analiza TSP la frecvențe joase	75
4.2.2.2. Modelul transformatorului electric la frecvențe înalte	77
4.3. Concluzii	80
5. ANALIZA POSIBILITĂȚILOR DE EVALUARE A COMPORTĂRII TSP.	82
5.1. Posibilitățile modelului clasic de a evalua comportarea TSP	82
5.1.1 Modelarea regimului de mers în gol	84
5.1.1.1. Modificare de tensiune la mers în gol.....	84
5.1.1.2. Admitanța (echivalentă) de mers în gol Y	88
5.1.2. Modelarea regimului de scurtcircuit	92
5.1.2.1. Impedanța (echivalentă) de intrare la scurtcircuit.....	92

5.1.3. Modelarea regimului de sarcină (sudare).....	97
5.1.3.1 Modificarea de tensiune la sarcină	97
5.1.4. Limitele modelului clasic	102
5.2. Posibilitatile modelului de simulare PSICE de a evalua comportarea TSP	104
5.2.1. Precizarea modelului	104
5.2.2. Evidențierea fenomenelor și estimarea efectelor	106
5.2.3. Cuantificare preciziei de estimare	110
5.3. Concluzii despre posibilitățile de evaluare a modelelor propuse	111
6. SIMULAREA COMPORTĂRII SI ESTIMAREA PERFORMANȚELOR FUNȚIONALE ALE T.S.P	113
6.1. Simularea comportării la mers în gol și evaluarea parametrilor de magnetizare și a marimilor caracteristice..	113
6.2 Simularea comportării la sudare și evaluarea marimilor caracteristice	116
6.2.1. Cazul regimului de alimentare sinusoidal	118
6.2.2. Cazul regimului de alimentare nesinusoidal	119
6.2.2. Cazul regimului asimetric	122
6.3 Observatii asupra sollicitărilor TSP specifice sistemului de sudare în care este înglobat, simularea și evaluarea lor	124
6.3.1. Influența materialelor magnetice de sudare asupra impedanței circuitului exterior	124
6.3.2 Suprasolicitățile TSP la creșterea reactanței din circuitul exterior	126
6.3.3. Cazul de avarie la creșterea reactanței circuitului exterior	128
6.4. Concluzii	129
7. SINTEZA CONCLUZIILOR ȘI CONTRIBUȚII PERSONALE.....	132
ANEXE.....	136

INTRODUCERE. OBIECTUL TEZEI DE DOCTORAT

1.1. Obiectul tezei și importanța sa

Tema lucrării de doctorat se referă la “Modelarea transformatoarelor de sudare prin presiune în vederea simulării comportării și evaluării performanțelor funcționale” Ea corespunde unei activități de cercetare și specializare desfășurată de autoare între 1983-1986 la I.S.I.M. Timișoara, în urma repartiției în cercetare obținută la terminarea facultății, continuată cu o activitate de cercetare-proiectare-testare desfășurată de autoare în perioada 1991-1999 la Facultatea de mecanică, Facultatea de Electrotehnică din Timișoara și la Facultatea de Electrotehnică din Skopje, Macedonia.

Această activitate s-a desfășurat în mai multe etape, având obiective bine precizate și rezultate finalizate prin lucrări științifice publicate, inovații, contracte de proiectare. Astfel:

- identificarea procedeelor de sudare cu arc electric și prin presiune, a domeniilor de utilizare și nivelelor de performanță, proiectarea, omologarea, executarea și punerea în funcțiune a mașinilor de sudare corespunzătoare [26], [27];

- analiza particularităților TSP, dimensionarea automată prin alcătuirea de programe specializate, bazată pe criterii de optimizare a TSP [34], [35], [17].

- modelarea mașinilor electrice și a TSP în special, posibilitățile de evaluare a comportării prin performanțele funcționale ale TSP, studierea posibilității de a introduce un model care să țină cont de comportarea miezului magnetic și prin aceasta de fenomenul de saturație și de cel de histereză [22], [23], [24];

- identificarea și estimarea performanțelor funcționale ale TSP și a metodelor de calcul aferente, utilizând modele pentru optimizarea regimului de funcționare. [31], [32], [36],[24],[25];

- evidențierea avariilor mașinilor de sudare prin presiune care au apărut în timpul testelor experimentale efectuate în etapa de identificare a parametrilor schemelor echivalente, (teste de mers în gol în laboratorul de Rețele electrice al Facultății de electrotehnică, Timișoara; teste în regim de sudare în atelierele I.S.I.M. Timișoara și în

Laboratorul de încălziri electrice și sudare prin presiune al Facultății de Electrotehnică St. Cyril&Methodius, Skopje, Macedonia)

În cadrul acestor preocupări, autoarea a considerat că studiul modelării TSP în vederea estimării comportării în diferite condiții reprezintă atât o continuare firească a cercetărilor efectuate până în prezent, cât și o etapă superioară evaluarea performanțelor unei mașini de sudare. Ca urmare, teza abordează probleme legate de modelarea comportării TSP, pe de o parte prin aplicarea tehnicilor matematice specializate și pe de alta prin utilizarea software-urilor specializate în simulare.

Conform terminologiei standardizate, prin sursă electrică de sudare se înțelege un echipament pentru sudare care furnizează și controlează energia electrică utilizată în procesul de realizare a îmbinării sudate, cu respectarea condițiilor cerute de tehnologia de sudare. După natura energiei ele se clasifică în surse de curent alternativ și surse de curent continuu. Sursele de sudare de c.a., transformatoare pentru sudare cu arc electric, transformatoare pentru sudare prin presiune și convertizoare rotative se utilizează în cadrul procedurilor de sudare prin topire cu energie electrică și arc electric și sudare prin presiune. Deoarece utilizarea procedurii de sudare prin presiune prezintă avantaje deosebite, cum ar fi calitatea ridicată a îmbinării sudate, aplicabilitatea la o multitudine de materiale precum și la cazul pieselor de sudat de dimensiuni mari, preocupările din domeniu s-au focalizat asupra surselor folosite la acest procedeu și anume asupra *transformatoarelor pentru sudare prin presiune*, notate pe tot parcursul lucrării 'TSP'

Progresele înregistrate în domeniul comutatoarelor statice, din punct de vedere al raportului performanță-calitate, au dus la tendința ca în prezent să se folosească alimentarea TSP nu direct de la rețeaua de c.a. ci prin intermediul comutatoarelor statice care prezintă avantajul unei plaje mari de reglare, unui reglaj fin al parametrilor de sudare, fiabilitate, cost redus. Față de aceste avantaje ele prezintă dezavantajul că produc un vârf de curent, deformează curentul de sudare pe măsură ce unghiul de aprindere crește și ca atare introduc armonici superioare în tensiuni și curenți modificând, mai mult sau mai puțin, comportarea TSP.

În zilele noastre, în conformitate cu datele furnizate de producători, TSP se montează într-o mașină de sudare care conține comutatorul static și circuitul exterior alcătuit din brațe de sudare.

Autoarea consideră că importanța modelării TSP în vederea simulării și estimării comportării este justificată și prin faptul că în prezent în întreaga lume există mai mult

de un milion de surse de sudare prin presiune, echipate cu transformatoare de sudare prin presiune, multe dintre ele folosite la sudarea componentelor de dimensiuni mari. Aceste mașini de sudare sunt utilizate în special pentru sudarea părților componente ale vehiculelor care circulă pe căile ferate, ale tramvaielor, troleibuzelor, autobuzelor, avioanelor și autoturismelor. Având în vedere importanța acordată în zilele noastre siguranței traficului cu mijloacele de transport enumerate anterior și asigurării confortului rezultă că este util să se modeleze comportarea TSP urilor care echipează aceste mașini astfel încât să poată fi simulată cu precizie comportarea întregului sistem reprezentat de mașina de sudare și estimată valoarea parametrilor de sudare de care depinde calitatea îmbinării sudate,

Importanța modelării sporește dacă se are în vedere că majoritatea producătorilor de mașini de sudare achiziționează cel puțin una din componente (transformator, comutator sau contactor static pentru alimentarea lui, circuit exterior alcătuit din brațe și electrozi de sudare între care se introduc piesele de sudare) de la diverși alți producători și trebuie să estimeze corect funcționarea și domeniul de utilizare al mașinii, de fiecare dată înainte de ansamblare.

Mai mult, din dorința de competitivitate pe piața mașinilor de sudare, unii producători achiziționează subansamblul miez magnetic-înfașurare primară urmând să monteze banda secundară răcită cu apă pentru a obține TSP. Într-o astfel de situație modelarea comportării TSP poate duce la îmbunătățirea performanțelor funcționale ale mașinii de sudare sau la execuția transformatorului în funcție de un caz aplicativ dat, caracterizat prin materialul, dimensiunea și forma piesei de sudat.

Estimarea comportării TSP încă din procesul de proiectare, printr-un proces iterativ de dimensionare-estimare-redimensionare, se constituie într-o direcție importantă de dezvoltare a actualelor cercetări, deoarece oferă producătorului de transformatoare posibilitatea să realizeze compatibilitatea TSP cu mașina de sudare și domeniul de utilizare și să aprecieze performanțele sale, încă din timpul dimensionării.

În mod concret, în lucrare se efectuează simularea comportării și estimarea performanțelor funcționale a TSP.

Procesul de estimare a comportării transformatorului se încadrează în procesul mai complex de programare, conducere și supraveghere a mașinii de sudare pe parcursul realizării îmbinării sudate. În mod obișnuit, mașina de sudare conține transformatorul, un element de alimentare nesinusoidală reprezentat de un comutator sau chiar contactor static, și un circuit exterior alcătuit din brațe, electrozi și piese de sudat. În lucrare se

acceptă pentru modelarea ultimelor două componente ale acestui sistem prescripțiile literaturii de specialitate. De aceea este posibil ca erorile care apar în această fază să poată influența în mod relativ sensibil corectitudinea estimării.

Estimarea performanțelor funcționale reprezintă o evaluare a mărimilor caracteristice unui anumit regim de funcționare a TSP, cu precădere de mers în gol, deoarece de regulă, permite validarea modelului utilizat, și de sudare deoarece permite predicția parametrilor de sudare în diverse cazuri diferențiate prin geometria și materialul circuitului exterior și geometria, forma și materialul pieselor de sudat

1.2 Conținutul lucrării

Conținutul acestei lucrări se situează pe direcția identificării de modele pentru TSP, adecvate pentru analiza comportării pe baza tehnicilor matematice specializate, sau capabile să simuleze comportarea, să estimeze performanțele TSP și să implementeze softul performant PSPICE la simularea comportării unui sistem complex ca cel reprezentat de mașina de sudare.

Lucrarea este structurată pe șapte capitole, realizându-se acoperirea problematicii modelării TSP în vederea simulării comportării și estimării performanțelor sale funcționale, atât din punct de vedere al aspectelor teoretice necesare unei abordări complexe cât și al aspectelor practice rezultate pe parcursul exploatării TSP, sau a testelor experimentale.

În acest prim capitol al lucrării autoarea a realizat o justificare a necesității și utilității abordării temei propuse, pentru ca în capitolul 2 să facă și o analiză a posibilităților de sudare ale transformatoarele de sudare prin presiune cu evidențierea particularităților constructive și funcționale ale lor.

Capitolul al treilea este dedicat particularităților în construcția și dimensionarea TSP pe baza unor criterii de dimensionare sintetizate într-o manieră proprie [18]. Conform metodei de dimensionare prezentată s-a elaborat un program [17] de dimensionare, prezentat în anexe, și s-a propus o metodă de adaptare a dimensionării la cerințele procesului de sudare. Așa cum s-a precizat, estimarea comportării TSP încă din procesul de proiectare, reprezintă o direcție importantă de dezvoltare a actualelor cercetări.

În capitolul patru, autoarea realizează într-un mod original implementarea tehnicilor matematice fundamentale de studiu în timp și în frecvență la cazul particular al unui transformator și prezintă modelele TSP cărora li se pot aplica aceste tehnici

Clasificarea modelelor după un criteriu original reprezintă rezultatul unui studiu aprofundat [22] [23], și cuprinde propunerea unui model original [24] pentru care se stabilește o metodă de atribuire a structurii și a valorilor parametrilor.

Capitolul al cincilea tratează comparativ analiza posibilităților de evaluare a două dintre modelele propuse, considerate semnificative. El conține evaluarea succesivă a comportării TSP în frecvență și în timp, la tensiune de intrare treaptă, și deducerea modelului matematic sistemic al TSP pentru modelul clasic. Comparativ se evidențiază complexitatea modelului original propus prin evidențierea fenomenelor de care tine cont, abilitatea de estimare a efectelor lor și de cuantificare a preciziei.

Capitolul șase este dedicat problemei simulării și evaluării performanțelor funcționale ale TSP pentru regim de mers în gol și sudare și conține simulări complet originale ale autoarei rezultate din informațiile culese în timpul testelor experimentale efectuate la I.S.I.M Timișoara și Laboratorul de Încălziri electrice și Sudare prin presiune al Facultății de Electrotehnică din Skopje, Macedonia.

În capitolul final, este prezentată o sinteză a concluziilor obținute și respectiv a contribuțiilor personale în viziunea autoarei. Sunt propuse de asemenea și câteva direcții de dezvoltare ale studiului. Ultima parte a lucrării cuprinde bibliografia și anexe cu date furnizate de producătorii de mașini de sudare precum și unele din programele elaborate în cadrul lucrării.

Autoarea aduce pe această cale mulțumiri și este profund recunoscătoare prof.dr.ing. Ioan Novac, care prin îndrumarea competentă și prin sprijinul acordat la clarificarea și orientarea domeniului de investigație, a influențat hotărâtor elaborarea prezentei lucrări.

În mod deosebit autoarea mulțumește foștilor colegi de la I.S.I.M. Timișoara, colegilor de la catedra de T.S.M. a Facultății de Mecanică Timișoara, pentru schimburile de idei și ajutorul acordat pe toată perioada elaborării tezei și grupului de cercetători de la catedra de Mașini Electrice, Transformatoare și Aparate al Facultății de Electrotehnică din Skopje, Macedonia pentru înțelegerea și sollicitudinea de care au dat dovadă în partea finală de verificări experimentale și validare a modelului.

CAP.2

ANALIZA POSIBILITĂȚILOR DE SUDARE CU TRANSFORMATORUL DE SUDARE PRIN PRESIUNE

Introducere.

Sudarea este o metodă de îmbinare nedemontabilă a două corpuri solide, prin stabilirea în anumite condiții de temperatură și presiune a unor forțe de legătură dintre atomii marginali aparținând celor două corpuri.

O parte din energia termică necesară sudării este obținută, sub diverse forme, cu ajutorul surselor de sudare.

Conform terminologiei standardizate, prin sursă electrică de sudare se înțelege un echipament pentru sudare care furnizează (și controlează) energia electrică utilizată în procesul de realizare a îmbinării sudate, cu respectarea condițiilor cerute de tehnologia de sudare.

Sursele electrice de sudare se clasifică, după tipul energiei furnizate, în .

- surse de curent alternativ;
- surse de curent continuu.

La rândul lor, sursele de sudare sunt utilizate în cadrul următoarelor procedee de sudare:

a) sudare prin topire cu energie electrică și arc electric:

- descoperit ;
- cu electrod învelit;
- acoperit sub strat de flux;
- în mediu protector de gaz;

b) sudare prin presiune:

- prin efect Joule-Lenz (prin conducție);
- cu înaltă frecvență;
- prin inducție;

Principalele surse de sudare de c.a. sunt, funcție de construcția lor:

- transformatoare pentru sudare cu arc electric (cu șunt magnetic, cu inductanță separată sau comună);
- transformatoare pentru sudare prin presiune;
- convertizoare rotative.

În continuare, în corespondență cu obiectul tezei, se abordează doar transformatoarele de sudare prin presiune, notate prescurtat TSP, și procedeele de sudare aferente.

2.1. Clasificarea procedeelor de sudare prin presiune

Clasificarea procedeelor de sudare prin presiune se poate face după mai multe criterii:

a) după temperatura maximă T a îmbinării sudate:

- sudare prin presiune la rece ($T < T_{\text{recristalizare}}$);
- sudare prin presiune la cald ($T_{\text{recristalizare}} < T < T_{\text{topire}}$);
- sudare prin presiune la cald și topire ($T > T_{\text{topire}}$);

b) după tipul de energie care se utilizează pentru a încălzi zona îmbinării:

- sudare prin presiune cu energie electrică:
 - de înaltă frecvență;
 - prin inducție;
 - prin conducție (efect Joule-Lenz);
 - cu energie înmagazinată în câmp electric;
 - cu energie înmagazinată în câmp magnetic;
- sudare prin presiune cu energie termomecanică:
 - cu gaz;
 - prin forjare;
 - prin laminare;
 - prin difuziune;
- sudare prin presiune cu energie mecanică:
 - la rece (refulare);
 - ultrasunete;
 - prin șoc;
- sudare prin presiune și topire cu energie electrică:
 - cu arc rotitor;
 - cu arc a bolțurilor;

În cazul unora din procedeele prezentate anterior se utilizează pentru realizarea sudării doar energia corespunzătoare deformației plastice, care apare la rece ca urmare a unor forțe exterioare. Calitatea îmbinării sudate este însă mai bună, iar procedeul tehnic mai eficient, în cazul când sudarea se face la temperatură ridicată; ceea ce a permis extinderea domeniului de utilizare la o multitudine de materiale și la dimensiuni mari ale pieselor de sudat. Mărirea locală a temperaturii poate fi obținută prin furnizarea de energie de la diferite tipuri de surse de energie. În prezent, cea mai mare răspândire o au procedeele de sudare prin conducție, care utilizează pentru încălzire o sursă de curent alternativ (datorită caracteristicilor tehnice favorabile ale încălzirii prin conducție, denumită în multe lucrări de specialitate, Joule-Lenz).

Se prezintă schematic modul de interacțiune al sursei de c.a. cu celelalte elemente ale instalației de sudare în schema bloc de principiu din figura 2.1. care urmează:

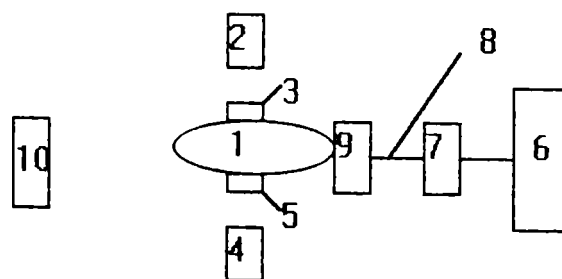


Fig.2.1 Schema bloc a utilajului de sudare prin presiune.

- unde:
- 1- piese de sudat;
 - 2- dispozitiv de generare a forței mecanice;
 - 3- dispozitiv de transmitere a forței;
 - 4- dispozitiv de fixare și deplasare a pieselor;
 - 5- element de prindere al dispozitivului anterior;
 - 6- sursa de energie electrică;
 - 7- sistem de alimentare și reglare a parametrilor de sudare;
 - 8- circuit de sudare;
 - 9- element de racord pentru circuitul de alimentare;
 - 10- clești de prindere (eventual).

2.2. Procedeele de sudare prin conducție

Principiul de sudare prin conducție constă în manifestarea efectului Joule-Lenz în zona de contact a două elemente metalice, urmată de aplicarea unei forțe exterioare la momentul potrivit. Încălzirea și presiunea exercitată sunt condiționate de caracteristicile fizice, electrice, termice și de grosimea pieselor care urmează să fie îmbinate.

Principalele tipuri de sudare prin conducție sunt:

- sudare în puncte;
- sudare în linie;
- sudare cap la cap.

Aceste procedee de sudare reprezintă de fapt o aplicație a efectului Joule-Lenz care poate fi caracterizată prin următorul **set de mărimi electrice**:

- căldura degajată în zona de contact W ;
- rezistența electrică a pieselor de sudare R_p ;
- curentul de sudare I_2 ;
- impedanța circuitului exterior Z_{ext} ;
- impedanța circuitului de sudare Z .

Pentru explicarea noțiunilor se consideră cazul sudării în puncte reprezentat în figura 2.2:

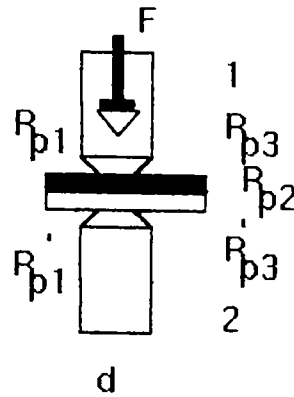


Fig.2.2 Sudare în puncte - schema tehnologică

Căldura degajată în volumul cuprins între vârfurile electrozilor 1 și 2 este definită de relația:

$$W = \int_0^t R \cdot I_2^2 \cdot dt \quad [J] , \quad (2.1)$$

unde W , R_p , I_2 au aceleași semnificații, iar t = timpul de sudare.

Rezistența de sudare, definită anterior prin R_p este un factor complex compus din

- rezistențele ohmice ale pieselor, R_{p1} și R_{p1}' ;
- rezistența de contact electrod-piesă, R_{p3} și R_{p3}' ;
- rezistența de contact între piese, R_{p2} ;
- efortul de strângere, F ;
- diametrul vârfurilor electrozilor, d .

Este de remarcat, că rezistența de contact, aflată în continuă corelare cu efortul de strângere dintre piese, este elementul definitoriu al acestui lanț, deoarece este în continuă dependență de factorii externi și este mult mai mare decât celelalte. În literatura de specialitate [2], ea este studiată în funcție de natura metalului și caracteristicile lui fizice, de starea suprafeței pieselor în contact, de efortul de strângere și de diametrul vârfului electrozilor

Curentul de sudare I_2 depinde de impedanța totală a circuitului secundar și de tensiunea de mers în gol a transformatorului de sudare respectiv de alura caracteristicii exterioare.

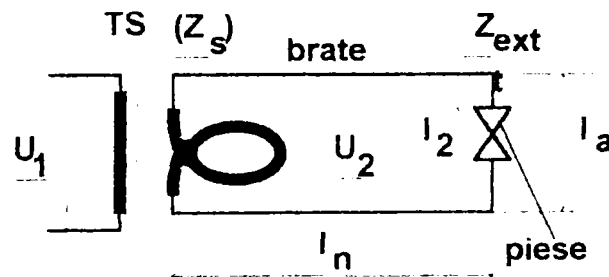


Fig.2.3 Schema de principiu pentru transformatorul și circuitul de sudare

Impedanța transformatorului de sudare Z_2 este alcătuită din rezistența spirelor secundare R_2 , (din rezistența de fugă dintre primar și secundar R_2') și reactanța sa ωL_2

Impedanța circuitului exterior Z_{ext} se datorează următoarelor echipamente din circuitul de sudare:

-conductoarele de legătură și brațele care contribuie printr-o impedanță Z_b alcătuită din rezistența lor și inductivitatea care apare datorită structurii circuitului (brațe de o anumită lungime l_n și ecartament l_a);

-conexiunile dintre brațul fix și capul mobil care contribuie prin rezistențele de contact.

-electrozii care contribuie prin rezistențele lor, și cele de contact introduse de ele R_{p3}, R_{p3}' ;

-piesele de îmbinat care contribuie prin rezistențele lor, prin cea de contact introduse de ele R_{p1}, R_{p1}' respectiv R_{p2} și prin reactanța care apare la dimensiuni mari datorită concentrării liniilor de câmp magnetic.

Concluzionând, se poate afirma că impedanța circuitului exterior are o componentă datorată brațelor, notată Z_b și una datorată pieselor de sudare notată Z_p .

Impedanța circuitului de sudare Z

Ea este o mărime complexă de următoarea formă:

$$\underline{Z} = \underline{Z}_2 + \underline{Z}_b + \underline{Z}_p = \underline{Z}_2 + \underline{Z}_{ext} = \left[\sum R + \sum (j\omega L) \right] = (R_2 + R_{ext}) + j(X_2 + X_{ext}), \quad (2.2)$$

având modulul: $Z = \sqrt{(R_2 + R_{ext})^2 + (\omega L_2 + \omega L_{ext})^2}$

(cu indicele "2" s-au notat mărimile care aparțin de transformator și cu "ext" cele care aparțin de circuitul exterior, adică de brațe 'b' și de piese de sudare 'p').

Tratarea unitară din punct de vedere al fenomenelor electrice trebuie completată pentru fiecare caz în parte cu **particularitățile tehnologice ale procedurii** după cum urmează.

1. Sudarea în puncte

În acest caz doi electrozi cu vârfuri de formă tronconică sau calotă sferică (cu rază mare) presează local piesele de asamblat și asigură transmiterea curentului necesar încălzirii unui 'bob' de metal care va constitui punctul de sudare, așa cum se observă în figura 2.3

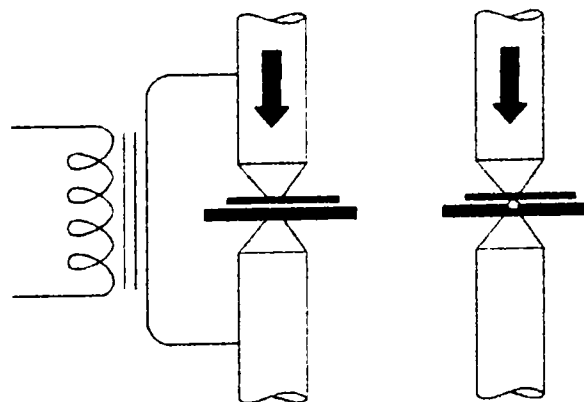


Fig.2.4 Sudarea în puncte

O variantă a acestui tip o constituie sudarea în relief, (figura 2.5), caz în care una din piese are un relief sub formă de proeminență care concentrează efortul mecanic și încălzirea prin efect Joule-Lenz.

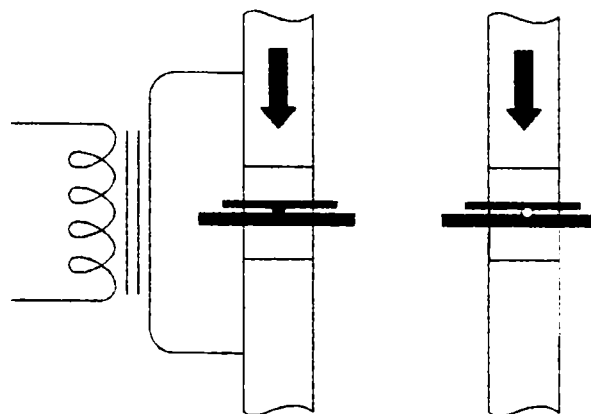


Fig.2.5 Sudarea în relief

2. Sudarea în linie

În acest caz electrozii sunt discuri mobile care se mișcă simultan în jurul axelor lor, continuu sau discontinuu, și de-a lungul unei linii de pe suprafața pieselor de ansamblat. Curentul trece sub formă de trenuri de impulsuri și se poate realiza o succesiune de puncte de sudare între care se poate regla distanța până la unirea într-un cordon (cusătură) continuu, așa cum se arată în figura 2.6.

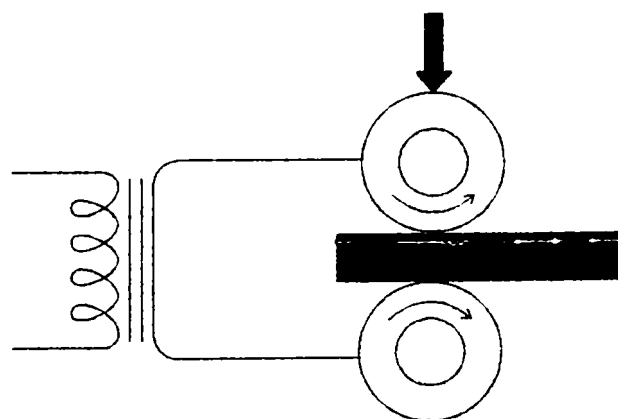


Fig.2.6 Sudarea în linie

3. Sudarea cap la cap

În acest caz dispozitive conductoare de curent asigură presarea pieselor de sudat una peste alta, ca în figura 2.7. În timp ce suprafețele de contact, încălzite ca urmare a trecerii curentului se înmoaie, se aplică un impuls puternic de strângere care finalizează sudura.

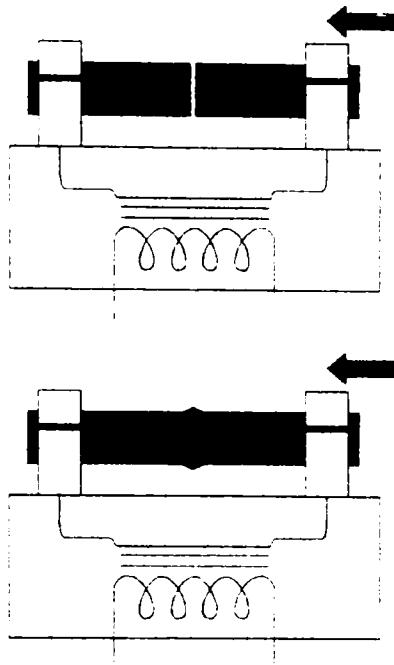


Fig.2.7 Sudarea cap la cap

O variantă a acestui procedeu este sudarea cap la cap prin scânteiere (figura 2.8), care, utilizând același sistem de prindere și de transmitere a curentului, asigură permanent un contact electric sub formă de scânteie între piesele de sudat. când încălzirea este suficientă, se aplică un impuls puternic de strângere.

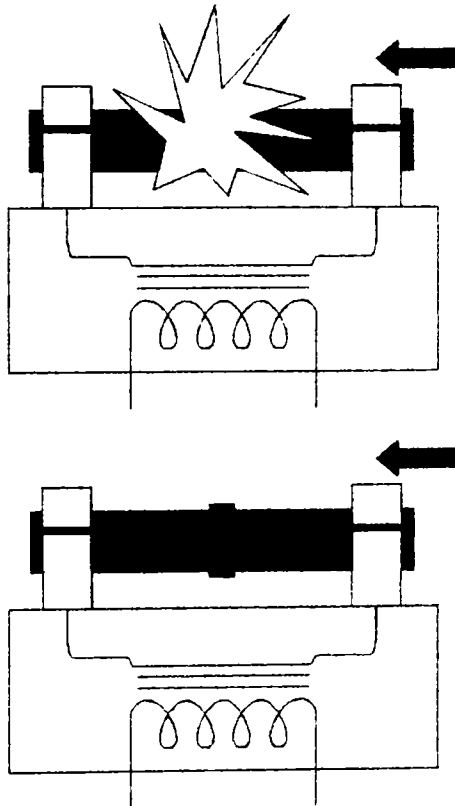


Fig.2.8. Sudarea prin scânteiere

2.3. Construcția transformatorului de sudare prin presiune

Transformatoarele de sudare prin presiune se construiesc în varianta monofazată sau trifazată. Asemenea unui transformator obișnuit el este alcătuit din: circuit magnetic, circuit electric primar și circuit electric secundar.

Circuitul magnetic - caracteristic este faptul că funcționează la inducții mari, în zona de saturație, acolo unde aproape toate moleculele sunt orientate după direcția câmpului exterior (chiar și în cazul tolelor netratate), deci permeabilitatea magnetică nu mai depinde decât de distanța dintre molecule și este cu atât mai mare cu cât conținutul de siliciu este mai scăzut. De aceea alegerea materialelor pentru tole se va face în funcție de durata relativă de funcționare 'DA', astfel:

- pentru cazul când DA nu depășește 15% se poate neglija influența pierderilor în fier și se aleg tole cu permeabilitate ridicată, deci din oțel electrotehnic netratat, cu conținut slab de siliciu,

- pentru cazul când DA depășește 15% nu se poate neglija influența pierderilor în fier asupra bilanțului energetic care apare la inducții mari în tole cu conținut slab de siliciu; în acest caz, pentru micșorarea gabaritului și a greutateii se vor utiliza tole cu cristale orientate prin laminare la rece după o anumită direcție;

- pentru cazul când DA este mare gabaritul și greutatea joacă un rol secundar, de aceea se utilizează tole netratate dar cu conținut ridicat de siliciu.

Pentru motivarea selecției materialelor tolelor magnetice se analizează comparativ, în zona inducțiilor mari, curbele de magnetizare prezentate în figura 2.9.

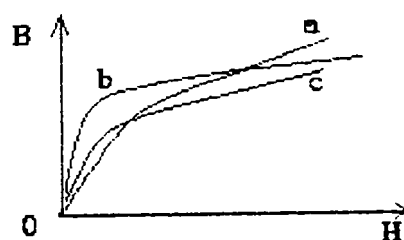


Fig. 2.9. Curbe de magnetizare pentru diferite sorturi de tole

- a- cu conținut slab de siliciu
- b- laminate la rece
- c- cu conținut ridicat de siliciu

Execuția miezului.

Miezul transformatorului de sudat prin presiune poate fi de tip cu coloane, toroidal sau înfășurat. Miezul în coloane se execută din tole E sau I [3] asamblate, tehnologie abandonată astăzi. Miezul toroidal se execută din tole tăiate în C care se obțin din tole rulate, care se taie pentru a permite așezarea în jurul bobinelor. Miezul înfășurat se execută din bandă rulată direct în jurul bobinelor.

Varianta de miez înfășurat din bandă rulată este de departe cea mai bună, deoarece se evită operații suplimentare necesare la tole tăiate în C, cum ar fi tratarea, tăierea, lipirea, ansamblarea și în plus dispăre întrefierul, secțiunea nu e micșorată de găuri și nu apar scurtcircuitate între tole.

Când se utilizează tolele C sau cele rulate, miezul se execută ca în figura 2.10

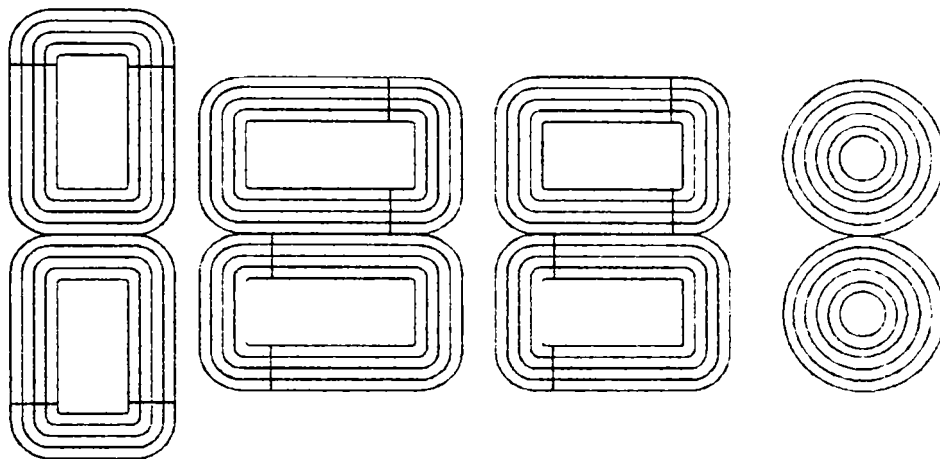


Fig.2.10 Execuția miezului toroidal și înfășurat

După caz, tolele sunt cu conținut slab de siliciu (0.5, 2%) sau tole cu granule orientate după o anumită direcție.

Pentru cazul circuitului C și pentru cel rulat se pot utiliza atât tole laminate la rece cât și tole cu conținut ridicat de siliciu, acestea din urmă, după bobinare, trebuind supuse unui tratament termic pentru refacerea calităților magnetice.

În cazul transformatoarelor de sudare având tole cu conținut slab de siliciu, la punerea sub tensiune apare un regim tranzitoriu caracterizat prin apariția unor curenți de aproximativ zece ori mai mari decât cei de regim permanent (ca urmare a modificării inductivității circuitului magnetic față de cazul regimului staționar). Eliminarea acestui dezavantaj se face de obicei prin alternarea unei tole laminate la rece cu una de conținut mic de siliciu.

Circuitul electric primar.

Circuitul electric primar este alcătuit din mai multe bobine executate din conductor filiform sau bandă de cupru emailată în clasa H și izolată exterior cu o bandă de aceeași clasă (nomex).

Lățimea benzii este între 8 și 12 mm. (peste 16 mm. apar pierderi considerabile prin efect Foucault), iar grosimea maximă este 2,5 mm. Dacă se cere o secțiune mai mare, se suprapun și se conectează în paralel mai multe conductoare. De obicei, între două benzi se așează o bandă izolantă. Bobina astfel alcătuită este înfășurată complet cu o altă bandă izolantă.

În figura 2.11 se prezintă o bobină primară cu spire tip bandă de Cu.

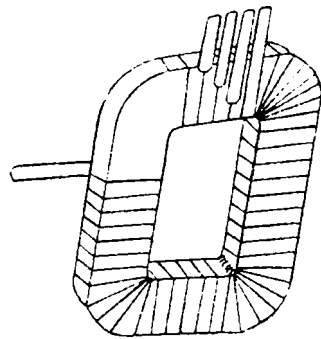


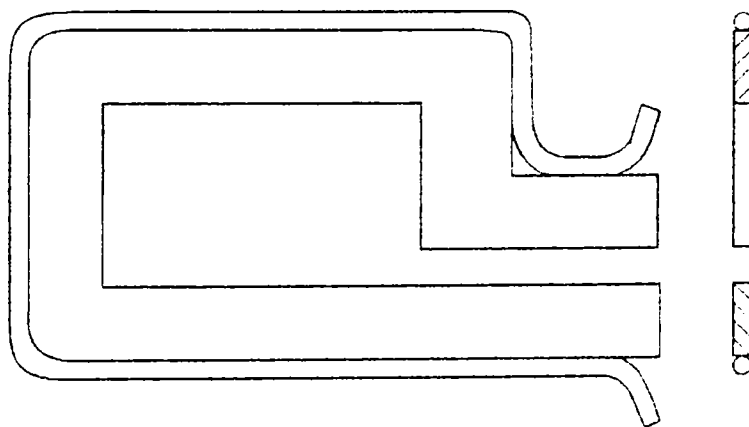
Fig.2.11. Construcția unei bobine primare

Pe bobine se practică prize astfel încât bobinele sau diferite fracțiuni ale lor să se poată conecta într-o multitudine de moduri.

Circuitul electric secundar

Este alcătuit din câteva spire elementare din benzi de cupru, care se conectează după caz, în serie sau în paralel. De cele mai multe ori înfășurarea secundară este alcătuită dintr-o singură spiră, deoarece ea asigură ușor o tensiune de 12 V, acoperitoare pentru o multitudine de aplicații practice. Pentru cazul când se cer tensiuni mai mari se conectează mai multe spire, 2-3, în serie. Pentru a asigura curentul de sudare (aproximativ 10 kA) spirele secundare trebuie conectate în paralel; acesta este cazul normal de funcționare.

Din punct de vedere tehnologic spirele se obțin prin decupare din plăci de cupru electrolitic. Ele suportă un curent mare și vor fi răcite cu apa care circulă printr-un tub care poate fi lipit pe suprafața spirei ca în figura 2.12.a. sau obținut prin găurirea spirei ca în figura 2.12.b. O altă metoda constă în obținerea unei spire elementare din alte două, astfel profilate încât la îmbinare să rezulte un circuit pentru circulația apei, ca în figura 2.12.c.



a)

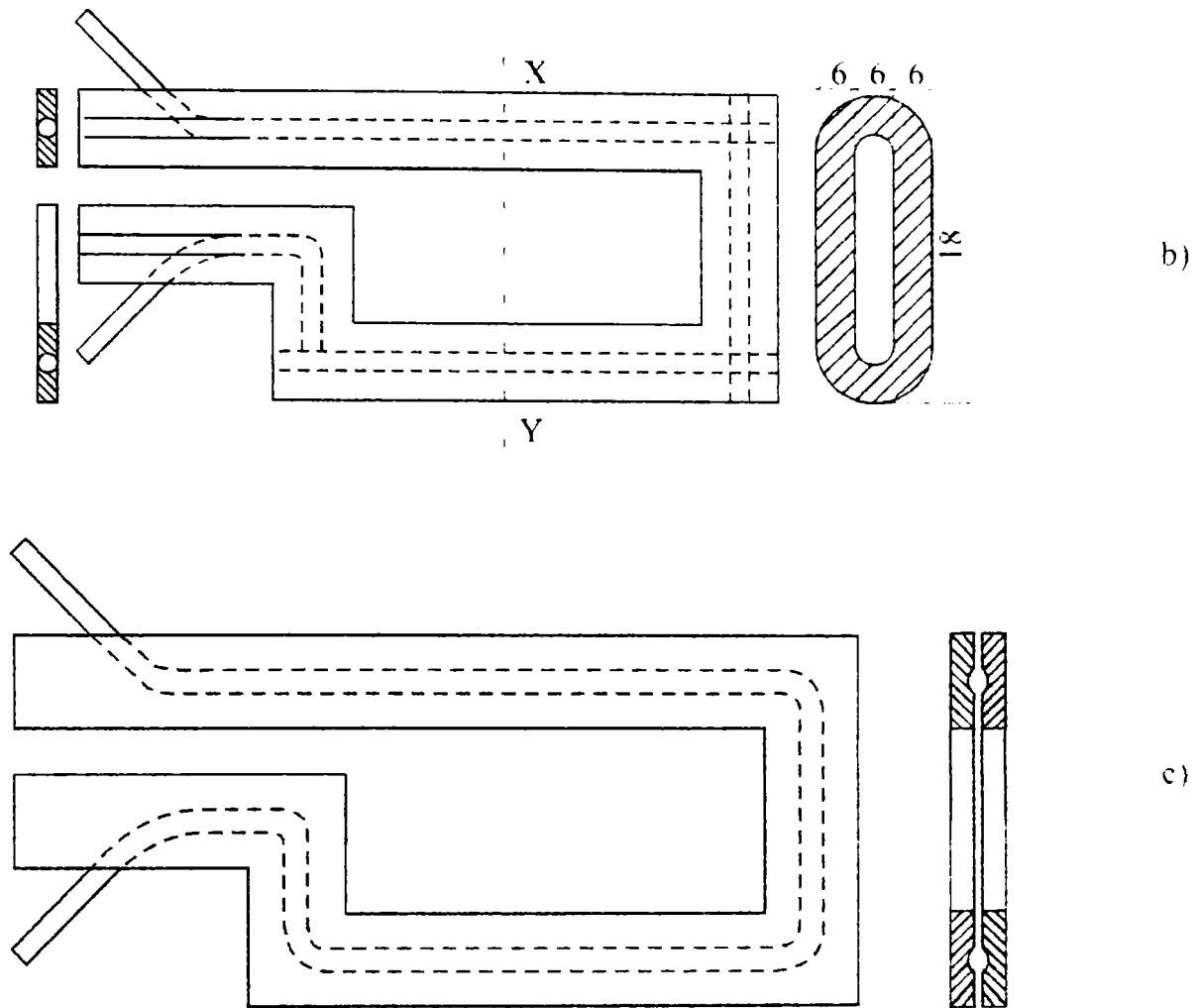


Fig. 2.12. Variante constructive pentru spira secundă

Ansamblarea părților componente este o problemă importantă datorită faptului că transformatorul este supus unor șocuri (importante) de natură electromagnetică provocate de închiderea repetată a circuitelor electrice, ceea ce necesită rigidizarea celor două înfășurări prin impregnare în rășini. Rășina utilizată în prezent este aralditul sau siliconul. Pentru araldit există o multitudine de formule, care includ și un adaos de material care să mărească transmisivitatea termică și prin aceasta să asigure o mai bună răcire. În privința rășinii siliconice, odată turnată, ea pătrunde perfect în cele mai mici locuri, rezistă bine și asigură datorită transmisivității sale o răcire foarte bună. Tendința actuală este de utilizare a rășinii siliconice, care aparține clasei H(180°C) de izolație. Pe blocul astfel obținut, prin rigidizarea celor două înfășurări se așează sau rulează miezul, după caz.

2.4. Modificarea regimului de funcționare

Prin reglarea regimului de funcționare se înțelege reglarea mărimilor funcționale ale unui transformator de sudare prin conducție pentru a-l adapta la tehnologia de sudare.

Aceasta impune reglarea tensiunii și implicit a curentului furnizat de transformator, atât ca valoare cât și ca formă de variație.

Exprimăm raportul de transformare:

$$K = \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2}; \text{ pentru } N_2 = 1 \Rightarrow N_1 = \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1} \Rightarrow \quad (2.3)$$

$$U_2 = \frac{U_1}{N_1} \text{ și } I_2 = I_1 \cdot N_1 \quad (2.4)$$

Rezultă că modificarea tensiunii U_2 s-ar putea face modificând U_1 prin introducerea unei rezistențe reglabile în serie cu primarul, ceea ce atrage simultan și variația curentului I_2 , prin faptul că variază I_1 . Această soluție prezentată în figura 2.13 nu este utilizată decât foarte rar și la puteri foarte mici, pentru că e însoțită de pierderi de putere în rezistența suplimentară deloc neglijabilă.

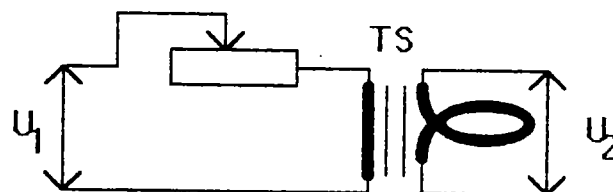


Fig.2.13. Modificarea tensiunii cu rezistență reglabilă

O altă metodă constă în modificarea numărului de spire din primar N_1 și implicit a raportului de transformare ceea ce produce variația lui U_2 și I_2 în trepte conform relațiilor 2.4. În acest caz se prevăd prize intermediare pe una sau mai multe bobine primare care se scot din înfășurare și se racordează la un comutator de reglare care le conectează între ele. Pentru transformatorul de sudat prin conducție sunt utilizate diverse tipuri de comutatoare: tip priză cuțit, tip rotativ cu ploturi sau cu tobă de contacte, etc., prezentate în figura 2.14.

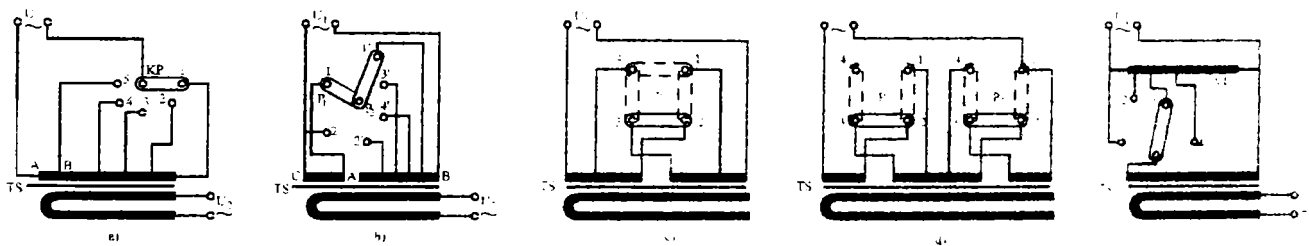


Fig 2.14 Scheme de reglare cu comutator mecanic

Modul de conectare între ele a diferitelor părți din înfășurarea primară trebuie să asigure și utilizarea permanentă a unui număr cât mai mare de spire primare astfel încât impedanța transformatorului să varieze în trepte cât mai mici. O astfel de schemă de conexiuni este prezentată în figura 2.15.

Handwritten note: v.25.10.2018

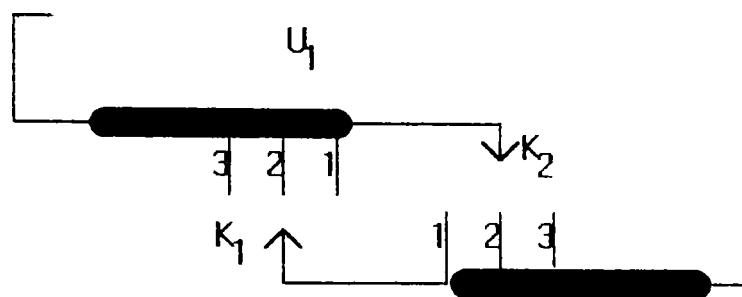


Fig.2.15. Schema de conexiuni de reglare pentru înfășurarea primară

În acest caz reglarea timpilor de sudare este greoaie și se limitează la cazul valorilor mari de ordinul secundelor.

O a treia metodă constă în reglarea continuă a curentului și implicit a tensiunii cu comutatoare statice, caz prezentat în figura 2.16.a. Reglarea se face modificând unghiul de aprindere al dispozitivelor semiconductoare redresoare de tip tiristor sau triac; în acest scop se aplică un impuls de comandă pe poarta tiristorului la un anumit interval de timp după trecerea tensiunii prin zero, (figura 2.16.b), adică după ce conducția devine posibilă. Cu cât unghiul de aprindere crește, tensiunea și curentul mediu scad.

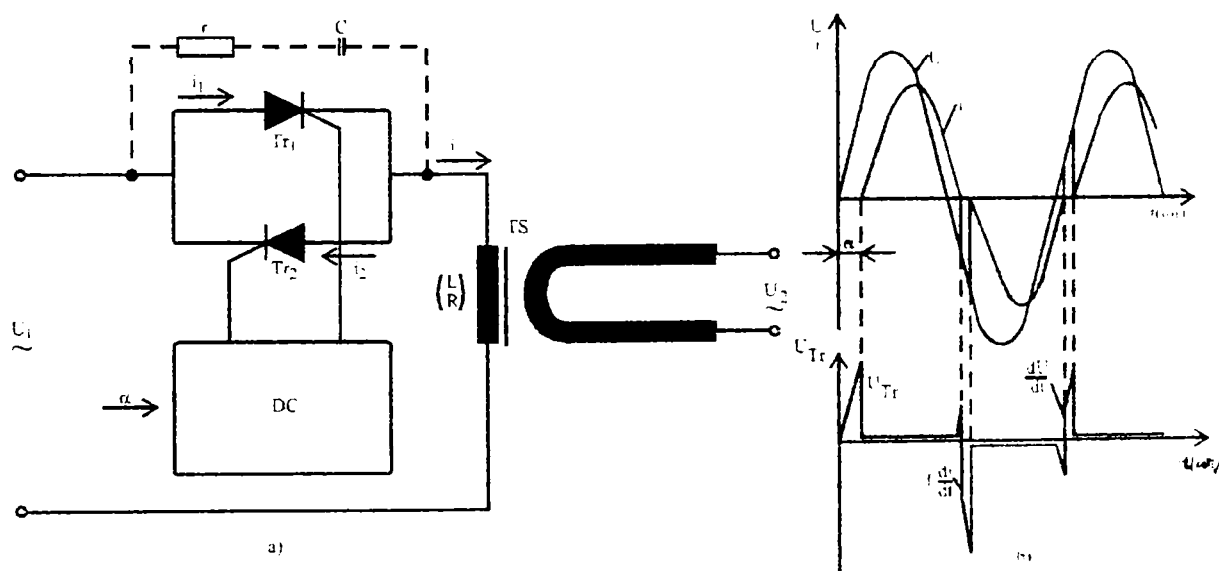


Fig.2.16. Schema de reglare cu comutator static cu tiristoare

unde: T_{r1}, T_{r2} - tiristoare

DC - dispozitiv de comandă

C,R - condensator respectiv rezistor

TS - transformator de sudare.

Fiecare dintre cele trei metode expuse are inconvenientul ei. Prima nu se poate utiliza decât la putere foarte mică, a doua nu poate asigura un reglaj de precizie al parametrilor de sudare iar a treia, datorită vitezei ridicate de comutație, produce un vârf de curent și în plus deformează curentul de sudare pe măsură ce unghiul de aprindere al tiristoarelor crește. Încercând să elimine aceste inconveniente s-a creat o metodă de reglaj mixt care utilizează atât comutatoare mecanice cât și statice. În acest caz comutatorul

mecanic aplică celui static o tensiune reglabilă în trepte, oferindu-i posibilitatea de a lucra la diferite tensiuni. Regimul optim de funcționare se determină corelând unghiul de aprindere al tiristoarelor cu tensiunea aplicată în sensul creșterii lui când tensiunea scade (sau invers când tensiunea crește).

La sudarea electrică prin presiune o condiție deosebit de importantă care se impune este reglajul exact al timpului de sudare și implicit a energiei consumate pentru fiecare sudare. Acest lucru presupune conectarea și deconectarea tensiunii de alimentare la intervale de timp bine determinate. În acest scop se folosesc următoarele tipuri de întrerupătoare:

- întrerupătoare cu acționare manuală sau cu pedală, care conectează sau deconectează direct de la rețea transformatoare cu timpi mari de acționare și precizie mică.
- contactoare electromagnetice sincronizate cu trecerea curentului prin zero; în caz de nesincronizare nu pot întrerupe curentul. Se folosesc la mașini de sudare mari,
- contactoare statice; ele tind să le înlocuiască pe celelalte datorită preciziei în funcționare.

Cel mai frecvent utilizate sunt contactoarele statice cu tiristoare în montaj antiparalel, prezentate în figura 2.16.

Tendința actuală este de înlocuire a celor două tiristoare cu un triac, ceea ce reduce numărul elementelor folosite, prețul și mai ales gabaritul. Totuși trebuie precizat că în prezent sunt în exploatare în întreaga lume mai mult de jumătate de milion de mașini de sudare prin presiune care utilizează contactoare statice cu tiristoare, fapt pentru care li se acordă o importanță deosebită.

2.5. Variante constructive de actualitate

Transformatoarele de sudare prin presiune se construiesc, de obicei, în variantă monofază și au particularitățile constructive prezentate în §.2.2.3.

În Anexa 1 se prezintă tabelar principalele caracteristici tehnice și prospectele aferente unor mașini de sudare prin presiune care au în componența lor TS prin presiune.

Pentru fiecare din ele, vom preciza în continuare principalele elemente caracteristice din punct de vedere:

- al reglării puterii transformatorului (cu comutator mecanic sau electronic).
- al reglării timpului de sudare (cu contactor mecanic acționat manual sau cu pedală sau cu contactor static)
- al domeniului de utilizare (sudare în puncte, cap la cap, în relief, prin scânteiere)

Variantele constructive tip 4000-8000TC (produse de firma TECNA) permit sudarea în puncte și în relief. Reglarea timpului de sudare se face cu comutator mecanic cu două poziții selectate cu o cheie pentru comandă cu pedală sau manuală; la sudarea în puncte se poate selecta comanda cu pedală iar la sudarea în relief ambele tipuri de comenzi. Pedala

are două trepte, una de poziționare și una de sudare în modul punct sau cusătura. Toate cazurile beneficiază de reglare cu comutator static sincronizat cu trecerea curentului prin zero iar conducerea procesului se face digital, toți parametrii se preregleză numeric. Toate elementele de putere sunt răcite cu apă al cărei debit este controlat de un ventil electromagnetic. Menținerea parametrilor de sudare la valorile reglate se face printr-un sistem de reglare automată cu reacție negativă culeasă de pe rezistența de sudare. Mașina asigură două programe de sudare cu creșterea automată a curentului de sudare și compensarea oscilațiilor în rețea. Variantele constructive tip PTE-PTF (produse de firma TELWIN) sunt reprezentative ca mașini cu braț oscilant și reglarea timpului de sudare prin contactor static cu tiristoare. Modelul PTE are acționare cu pedala și resort iar modelul PTF are acționare pneumatică cu aer comprimat. Reglarea curentului și tensiunii se face cu comutator static prin comenzi date la potențiometrele de pe carcasa.

Variantele tip ST-SRT (produse de firma ISEA) sunt destinate sudării în puncte, cap la cap sau prin scânteiere a metalelor neferoase în c.c., de aceea sunt prevăzute cu redresor de putere în secundar. Acționarea este realizată manual, pneumatic sau oleo-hidraulic.

Toate aceste surse au reglaj electronic al timpilor de sudare, între 1 și 100 de perioade, și a curentului de sudare, de la 20% la 100%. Răcirea transformatorului, a electrozilor și a brațelor se face cu apă.

Transformatoarele CNOMO (produse de firma LANGUEPIN) sunt destinate să echipeze mașini de sudat în puncte sau relief; ele sunt turnate în rășini epoxidice și au practicate prize în primar, care sunt conectate la un comutator de reglare rotativ.

2.6. Concluzii

În acest capitol s-a definit noțiunea de sursă electrică de sudare, s-au prezentat procedeele de sudare care utilizează surse de sudare de c.a. și s-a prezentat clasificarea principalelor surse de sudare de c.a. după construcție.

Pentru transformatoarele de sudare prin presiune, care reprezintă obiectul de studiu al tezei, s-au prezentat toate procedeele de sudare prin presiune, clasificate după temperatura maximă a îmbinării sudate și după tipul de energie folosită pentru încălzirea îmbinării sudate. S-a desprins ideea că cea mai bună calitate a îmbinării sudate se obține când sudarea se face la temperatură ridicată ceea ce corespunde sudării prin conducție, realizată prin utilizarea TSP. Un alt motiv care impune acest procedeu este faptul că el este aplicabil la o multitudine de materiale precum și în cazul pieselor de sudat de dimensiuni mari. În consecință, s-au prezentat pe larg procedeele de sudare prin presiune care utilizează TSP, schema de principiu pentru TSP și circuitul de sudare, evidențiindu-se următorul setul de mărimi electrice caracteristice:

- căldura degajată în zona de contact W ;
- rezistența electrică ^{apieselor} de sudare R_p ;
- curentul de sudare I_s ;
- impedanța circuitului secundar Z_{ext} (alcătuit din brațe 'b', și piese de sudat 'p');
- impedanța transformatorului de sudare Z_2 .

Corespunzător, se poate exprima impedanța circuitului de sudare Z :

$$\underline{Z} = \underline{Z}_2 + \underline{Z}_b + \underline{Z}_p = \underline{Z}_2 + \underline{Z}_{ext} = \left[\sum R + \sum (j\omega L) \right] = (R_2 + R_{ext}) + j(X_2 + X_{ext})$$

În continuare, sunt abordate particularitățile constructive ale TSP, impuse de condițiile în care trebuie să funcționeze pentru a realiza o îmbinare sudată:

Circuitul magnetic - caracteristic este faptul că funcționează la inducții mari, în zona de saturație, acolo unde aproape toate moleculele sunt orientate după direcția câmpului exterior (chiar și în cazul tolelor netratate) deci permeabilitatea magnetică nu mai depinde decât de distanța dintre molecule și este cu atât mai mare cu cât conținutul de siliciu este mai scăzut. De aceea alegerea materialelor pentru tole se face în funcție de DA.

Circuitul electric primar- pentru micșorarea reactanței de dispersie el este alcătuit din mai multe bobine executate din conductor filiform sau bandă de cupru emailată în clasa H și izolată exterior cu o bandă de aceeași clasă (De ex.: nomex).

Circuitul electric secundar-este alcătuit din câteva benzi de cupru, care se conectează după caz, în serie sau în paralel. De cele mai multe ori înfășurarea secundară este alcătuită dintr-o singură spirală, deoarece ea asigură ușor o tensiune de 10 V, acoperitoare pentru o multitudine de aplicații practice. Ea suportă un curent mare și este răcită cu apa care circulă printr-un tub de cupru.

O altă particularitate a TSP-ului este dată de diversele regimuri de sarcină impuse de parametrii de sudare, tensiune și curent, pe care trebuie să-i asigure. De aceea s-au studiat pe rând modalitățile de modificare ale regimului de funcționare, prin rezistență reglabilă, prin modificarea numărului de spire din primar și prin comutatoare statice. Astăzi se utilizează preponderent ultima dintre ele deoarece are avantajul unui consum energetic mic, a timpilor de comutație mici, a plajei de reglare mare și unui reglaj fin. Totodată pentru a asigura reglajul exact al timpului de sudare este necesar un întrerupător care să realizeze conectarea și deconectarea tensiunii la intervale de timp bine stabilite. Acest întrerupător, numit contactor se execută în variantă cu pedală, variantă electromagnetică sau variantă statică. Astăzi se utilizează în special contactoarele statice cu pedală.

Aceste tendințe în construcția și utilizarea TSP-urilor se manifestă pe piață și sunt confirmate de datele furnizate de producătorii mașinilor de sudare prin presiune, prezentate în Anexa 1a.

CAP.3

PARTICULARITĂȚILE CONSTRUCȚIEI ȘI ALE PROIECTĂRII TRANSFORMATOARELOR DE SUDARE PRIN PRESIUNE

Transformatoarele de sudare prin presiune (prescurtare în continuare: TSP) prezintă particularități constructive care le deosebesc de majoritatea transformatoarelor. În consecință și dimensionarea lui prezintă unele aspecte particulare, determinate și de forma constructivă adaptată în funcție de tipul transformatorului de sudare, ca și de prezența frecventă a unui comutator static pentru alimentare. În cele ce urmează se vor preciza aceste particularități pentru cazul TSP, respectiv se va elabora o metodică de proiectare care să poată fi implementată pentru adaptarea la cerințele procesului de sudare printr-un proces iterativ de dimensionare-simulare-verificare-dimensionare, ș.a.m.d.

3.1 Particularități constructive

Sintetizând materialul prezentat în cap.2, §.2.2.3, rezultă particularități constructive la nivelul miezului magnetic, al circuitelor electrice, al răcirii și al rigidizării ansamblului. Concret, se remarcă față de transformatoarele obișnuite tipul miezului magnetic, înfășurarea secundară sub formă de bandă pe care se așează înfășurarea primară și răcirea cu apă, care circulă printr-un tub solidar cu secundarul. În plus cele două circuite electrice se înglobează într-o rășină electroizolantă (araldit sau rășină siliconică), în scopul rigidizării și unei mai bune răciri.

Circuitul electric primar este compus din mai multe bobine conectate între ele în serie sau în paralel. Conductoarele utilizate sunt circulare sau din bandă de cupru. Izolația se face cu țesătură de sticlă sau nomex, clasa de izolație H (vezi figura 2.19).

Circuitul electric secundar este alcătuit din una sau două spire (foarte rar mai multe), conectate în serie sau în paralel, care formează unul sau două contururi circulare. Particularitatea constă în faptul că sunt realizate sub formă de bandă de cupru turnat și sunt răcite cu apă care circulă printr-un tub încorporat în ele sau sudat cu cositor pe suprafața lor (vezi Fig 2.20.a),b),c)).

Circuitul magnetic poate fi realizat în varianta 'manta' sau 'înfășurat' și este realizat cu tole de oțel electrotehnic având conținut slab de siliciu (vezi Figura 2.18), pentru DA mai mic de 15%. Atunci când durată relativă de funcționare DA este mai mare de 15%, se utilizează tole cu conținut ridicat de siliciu sau tole laminate la rece.

Aceste particularități constructive, care rezultă din condițiile suplimentare care trebuie îndeplinite de un transformator de sudare, asigură:

- asamblarea bobinelor primare și a spirelor secundare astfel încât solicitările mecanice să fie uniform distribuite;
- micșorarea greutateii transformatorului prin creșterea densității de curent în conductoare și scăderea rezistenței termice dintre bobinele primare și spira secundară care servește ca radiator pentru ambele înfășurări;
- micșorarea gabaritului miezului magnetic prin creșterea inducției până în zona de saturație;
- realizarea etanșezării împotriva apei și a prafului.

3.2 Criterii de dimensionare a TSP

3.2.1 Precizarea criteriilor de dimensionare

O dimensionare rațională trebuie făcută pe baza solicitărilor datorate regimului de sudare deoarece transformatorul de sudare are rolul de a modifica parametrii energiei electrice, în sensul concret de a coborî tensiunea de la rețea aplicată primarului la o tensiune joasă (0,1-25V) și a furniza un curent mare (1-100KA), astfel încât să se poată realiza un regim de sarcină conform cu tehnologia de sudare prescrisă. **Astfel, în cele ce urmează dimensionarea se face pe criteriul solicitărilor impuse de regimul de sudare.**

Solicitările impuse de regimul de sudare se apreciază prin parametrii de sudare și particularitățile constructive impuse de regimul de sudare, pentru care se stabilesc următoarele mărimi definitorii:

a. Parametrii de sudare

Pentru cazul cel mai general al unui transformator cu regim de sudare intermitent, care asigură un curent de sudare de forma prezentată în figura 3.1., acești parametri sunt definiți de următoarele mărimi [27]:

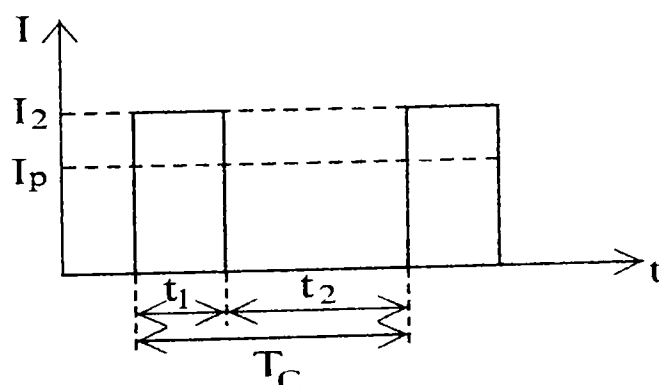


Fig.3.1 Variația curentului de sudare

- t_1 = timp de sudare, (t_2 = timp de pauză);
- T_C = durata ciclului de sudare;
- I_2 = curentul de sudare, (I_p = curentul de sudare, echivalent din punct de vedere energetic cu I_2 , în regim permanent);
- $DA = t_1/T_C$ = durata relativă de acționare la sudare [28],
iar: F_1 = forța de strângere exercitată asupra pieselor de sudat.

b. Particularitățile constructive impuse de regimul de sudare

Particularitățile constructive impuse de regimul de sudare sunt:

Geometria circuitului exterior determinată de forma ferestrei, lungimea l_n , și ecartamentul l_a dintre brațe care impune ca mărime definitorie:

- impedanța circuitului exterior, $Z_{ext} = Z_b + Z_p$, unde Z_b și Z_p reprezintă impedanța brațelor mașinii respectiv a pieselor de sudat.

Modul de reglare al curentului și tensiunii de sudare impune ca mărimi definitorii:

- căderea de tensiune pe contactorul static ΔU ;
- raportul de reglare r , între tensiunea maximă și cea minimă de sudare.

Construcția transformatorului impune prin clasa de izolație "X" a materialelor electroizolante folosite și execuția spirelor din secundarul transformatorului, cu circuit de răcire cu aer sau apă astfel încât să suporte curentul de sudare, următoarele mărimi definitorii:

- densitatea de curent în primar j_{px} , respectiv;
- constanta termică de răcire τ ;
- numărul de spire din secundar N_2 , de regulă una sau două.

3.2.2. Etape de dimensionare

Dimensionarea se face conform criteriului adoptat la §3.2.1, în funcție de parametrii funcționali și constructivi precizați prin mărimi definitorii.

Într-o primă etapă dimensionarea va consta în determinarea următoarelor mărimi de bază [17], [18], [28]:

- puterea aparentă nominală S_n , puterea aparentă de durată S_p ;
- curentul secundar nominal I_{2n} , curentul secundar de durată I_{2p} ;
- tensiunea de mers în gol U_{20} ;
- curentul primar nominal I_{1n} , curentul primar de durată I_{1p} .

În final, dimensionarea transformatorului va consta în alegerea variantei constructive cu determinarea gabariturii și a greutății pentru fiecare parte componentă și a recalculării mărimilor caracteristice care au stat la baza proiectării.

Se alege varianta constructivă și corespunzător se dimensionează.

- Secțiunea miezului magnetic
- Gabaritul și greutatea miezului
- Secțiunea înfășurărilor primare respectiv secundare
- Gabaritul și greutatea celor două înfășurări

Se determină impedanța totală a mașinii

Se verifică curenții nominali, de durată, și curentul de mers în gol.

Se redimensionează dacă este cazul.

În Figura 3.2. se prezintă sub formă schematică algoritmul de dimensionare și verificare a variantei constructive alese.

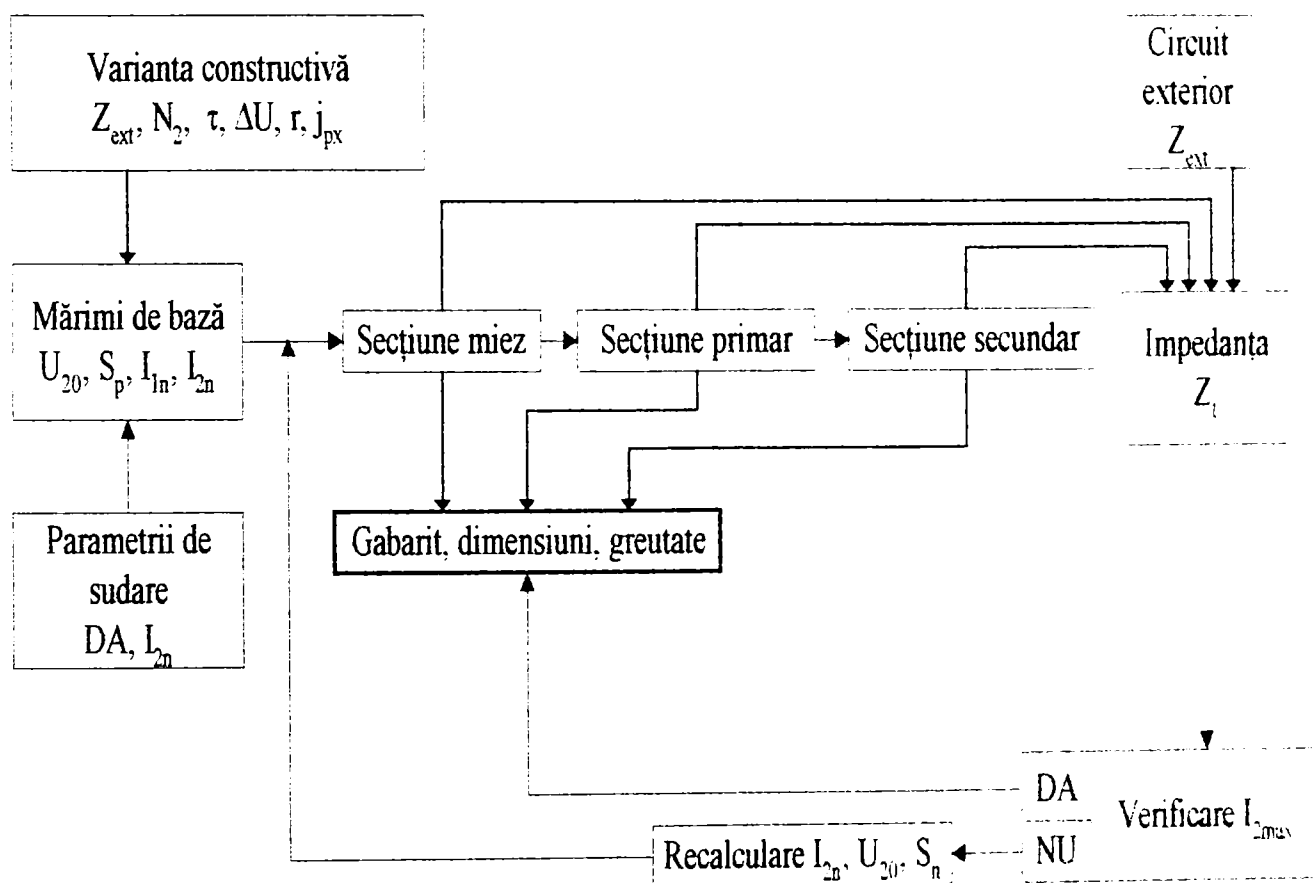


Fig.3.2 Algoritm de dimensionare a transformatorului

3.3 Dimensionarea TSP

În cele ce urmează se prezintă metoda elaborată pentru dimensionarea unui transformator de sudare prin presiune pentru care se cunosc mărimile definiții pentru criteriul de dimensionare, precizate în §3.2.1. În prima etapă se determină mărimile electromagnetice pe baza cărora se efectuează apoi, prin metode clasice, dimensionarea propriu-zisă, verificarea și sinteza rezultatelor.

3.3.1 Calculul mărimilor electromagnetice de bază

În figura. 3.4. se prezintă schema electrică echivalentă a transformatorului și a circuitului exterior. Se remarcă că s-a adoptat varianta reducerii mărimilor primare la cele secundare, deoarece ultimele corespund procesului de sudare. Astfel pe tot parcursul proiectării ele intervin prin valoarea reală și în consecință se pot utiliza toate relațiile empirice de calcul deja consacrate.

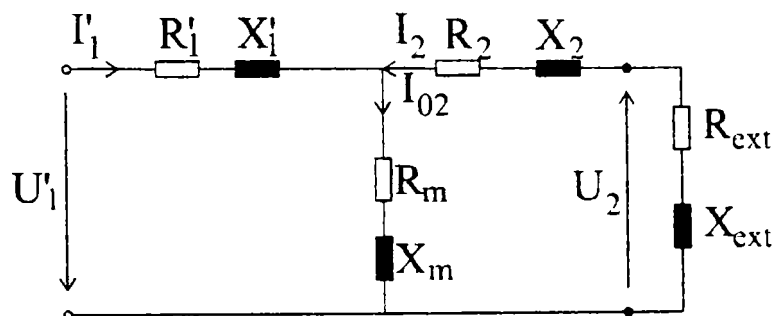


Fig.3.3. Schema electrică echivalentă a transformatorului și a circuitului de sudare

În figura 3.3 notațiile au următoarele semnificații:

- R_1', X_1' rezistența respectiv reactanța primarului redusă la secundar,
- R_m, X_m rezistența respectiv reactanța miezului magnetic,
- R_2, X_2 rezistența respectiv reactanța secundarului,
- R_{ext}, X_{ext} rezistența respectiv reactanța circuitului exterior,
- I_2 curentul secundar,
- U_{ext} căderea de tensiune pe circuitul exterior,
- U_1' tensiunea primară redusă la secundar.

Notăm cu U_{20} tensiunea secundară de mers în gol.

Căderea de tensiune pe circuitul exterior U_{ext} se exprimă conform relației:

$$U_{ext} = Z_{ext} \cdot I_2. \quad (3.1)$$

Tensiunea de mers în gol U_{20} maximă se poate aprecia într-o primă aproximație, [5], cu relația:

$$U_{20max} = U_{ext} \left(1 + 0.5 j_{px} \sqrt{\frac{N_2}{U_{ext} DA}} \right), \quad (3.2)$$

unde: U_{ext} - căderea de tensiune pe circuitul exterior
 j_{px} - densitatea de curent în cupru pentru izolație de clasa 'X'
 DA - durata relativă de acționare
 N_2 - număr de spire din secundar

Se poate determina în continuare, dacă N_2 este adoptat, numărul de spire minim al înfășurării primare N_{1min} plecând de la particularizarea raportului de transformare k la mers

în gol. În cazul alimentării TSP cu comutator static, datorită căderii de tensiune pe el, raportul numărului de spire K corespunde relației:

$$\frac{N_{1\min}}{N_2} = \frac{U_{e1}}{U_{e2}} \cong \frac{U_{1t}}{U_{20}}, \text{ iar } N_{1\min} = \frac{(U_{1n} - \Delta U)N_2}{U_{20\max}}, \quad (3.3)$$

unde: ΔU - căderea de tensiune pe comutatorul static de alimentare ;
 U_{1t}, U_{1n} - tensiunea de alimentare a transformatorului respectiv a rețelei ;
 $N_{1\min}$ - numărul minim de spire al înfășurării primare .

Ținând cont de valoarea raportului de reglare r al transformatorului, care este de fapt o măsură a variației raportului de transformare al transformatorului între K_{\min} și K_{\max} , se poate determina numărul maxim de spire primare $N_{1\max}$:

$$N_{1\max} = rN_{1\min} .$$

Se determină apoi puterea aparentă maximă $S_{1\max}$:

$$S_{1\max} = K_t \frac{I_2 U_{20\max}}{\eta} . \quad (3.4)$$

S-a notat cu K_t coeficientul lui Thyron [5], determinat din diagrame specializate în funcție de DA și $Y=T_C/\tau$, și cu η randamentul transformatorului.

În final se poate determina puterea nominală S_{1n} :

$$S_{1n} = S_{1\max} \sqrt{\frac{DA}{DA_n}} . \quad (3.5)$$

unde: DA - durata relativă de acționare [%]
 DA_n - durata relativă de acționare nominală [50%]

Se determină curentul de durată secundar I_{2p} cu relația:

$$I_{2p} = I_2 \cdot \sqrt{\frac{DA}{100}} . \quad (3.6)$$

3.3.2. Proiectarea adaptată variantei constructive alese

3.3.2.1. Precizarea variantei constructive

În figura 3.4 se prezintă cele mai utilizate variante constructive pentru TSP.

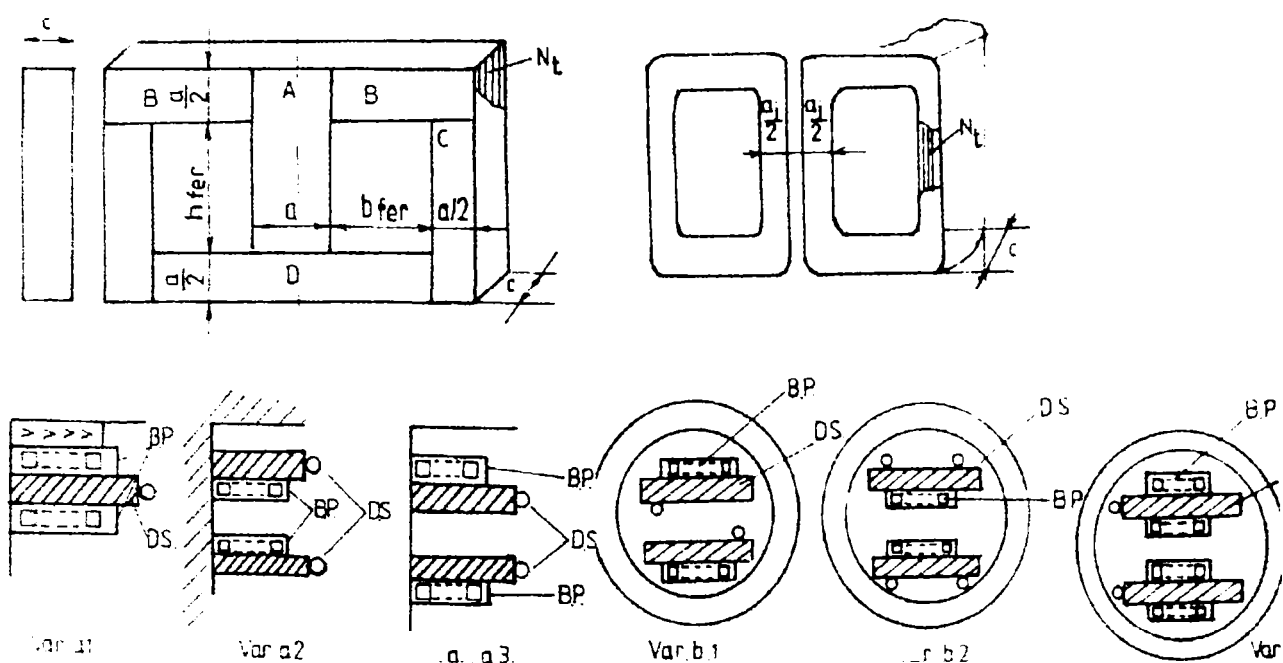


Fig 3.4. Variante constructive pt. TSP

Alegerea uneia din variantele constructive prezentate în figura.3.4, presupune .

- pentru miez

-varianta manta, considerată clasică

-varianta “înfășurat”, în jurul înfășurărilor [5]

- pentru înfășurări, alegerea unei variante, corelată cu miezul, din cele 6 prezentate, precizând:

- numărul de grupe de spire N_g ;

- număr de bobine pe grupă N_b ;

- număr de straturi pe bobină N_s .

În cele ce urmează ne vom referi la varianta manta sau înfășurat cu indicii “m”, respectiv “i”.

În figurile 3.5 și 3.6 se prezintă detaliat câte un exemplu pentru fiecare variantă constructivă.

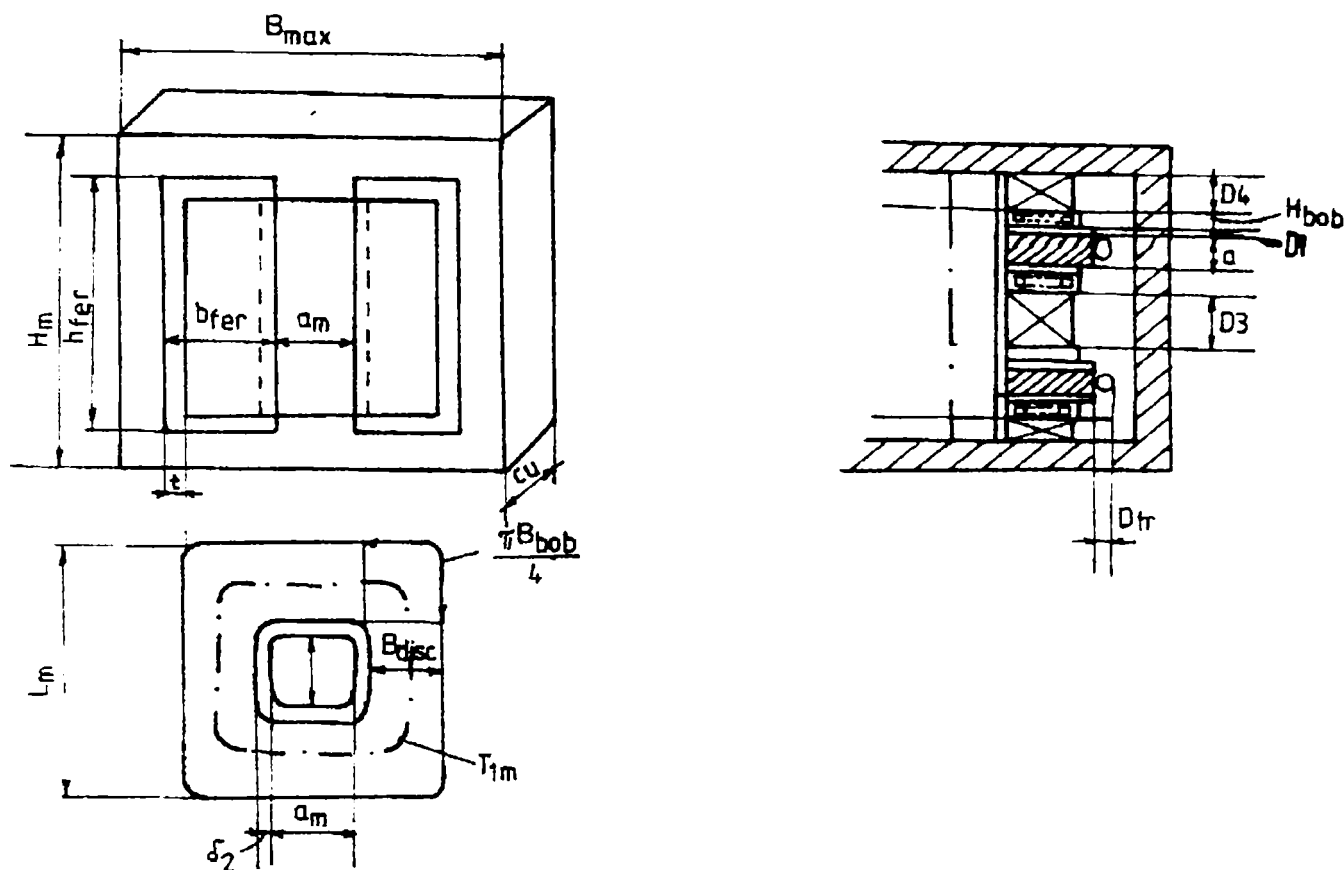


Fig.3.5 Figură explicativă la varianta miez manta

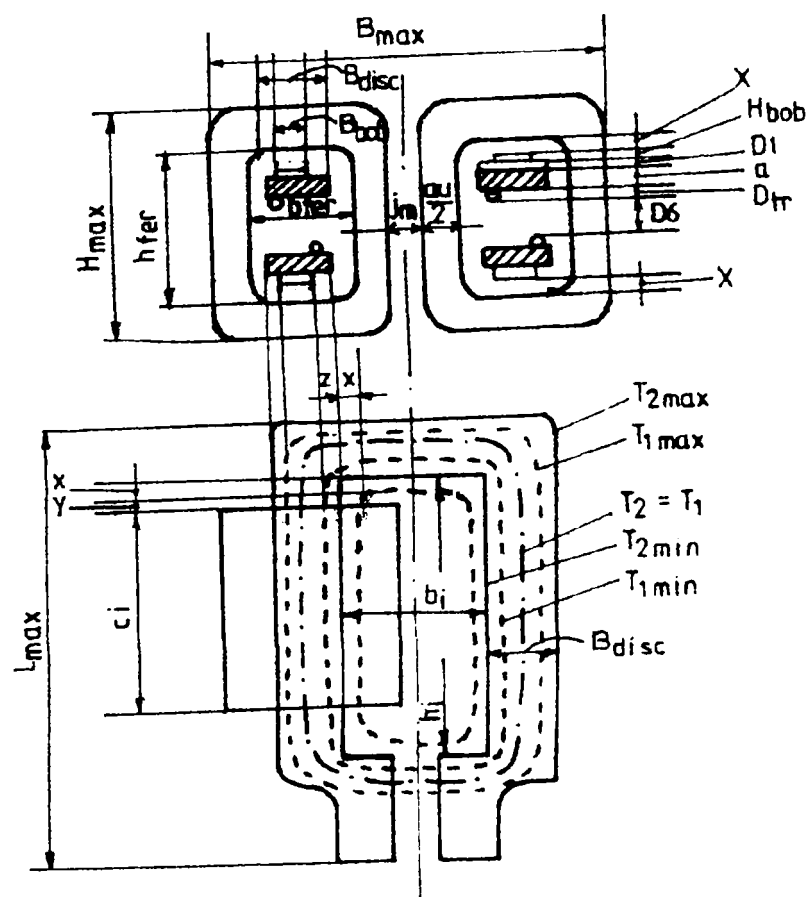


Fig.3.6 Figură explicativă la varianta miez înfășurat

3.3.2.2. Proiectarea miezului magnetic

Secțiunea miezului magnetic se determină cu relația cunoscută [6]:

$$S_{Fe} = \frac{U_{20max}}{\pi \sqrt{2} f N_2 B} \quad (3.7)$$

unde:

- f - frecvența tensiunii de alimentare a transformatorului [50 Hz]
- B - inducția în miezul magnetic aleasă din caracteristica magnetizare, de regulă 1,5-2T
- N_2 - numărul de spire secundare, în acest caz particular discuri în număr de 1 maxim 2, suficiente pentru a asigura o plajă de variație corespunzătoare parametrilor de sudare
- U_{20max} - tensiunea maximă de mers în gol

Alegerea materialelor pentru tole se face în funcție de DA, deoarece aceste miezuri funcționează la inducții relativ mari, în zona de saturație, caz în care aproape toate moleculele sunt orientate după direcția câmpului (chiar și în cazul tolelor netratate) deci permeabilitatea magnetică nu mai depinde practic decât de distanța dintre molecule și este cu atât mai mare cu cât conținutul de siliciu este mai scăzut.

Pentru cazul când DA nu depășește 15% se poate neglija influența pierderilor în fier și se aleg tole cu permeabilitate ridicată, deci din oțel electrotehnic netratat cu conținut slab de siliciu. (Ex: DI-MAX B, $P_{10}=2W/Kg(1T)$ $p_{15}=4,7W/kg$, $B=1,4-1,7 T$)

Pentru cazul când DA depășește 15% nu se poate neglija influența pierderilor în fier asupra bilanțului energetic care apare la inducții mari în tole; în acest caz, pentru micșorarea gabariturii și a greutateii se vor utiliza tole cu cristale orientate prin laminare la rece după o anumită direcție. (Ex: DI-MAX A, $p_{10}=1,7W/Kg(1T)$ $p_{15}=4W/Kg$, $B=1,5-2 T$)

Pentru cazul când DA este mare, depășind 50%, gabaritul și greutatea joacă un rol secundar, de aceea se utilizează tole netratate dar cu conținut ridicat de siliciu.

Valoarea inducției în miez B, se alege din curbele de magnetizare $B=f(H)$ pe porțiunea de saturație, apoi cunoscând inducția se determină pierderile specifice p_{Fe} din curbele pierderilor de energie $p_{Fe}=f(B)$.

Se alege **grosimea tolei g**, (de obicei 0.35 sau 0,5 mm).

Dimensionarea miezului magnetic

Pentru că puterile TSP sunt relativ modeste, se admite pentru coloane o secțiune realizată sub formă dreptunghiulară $S_{Fe}=a \cdot c$, de valoare cunoscută prin (3.7) și un raport n:

$$n=c/a \quad (3.8)$$

rezultat din experiența de proiectare. În acest caz particular, a , c și n au semnificații și respectiv valori diferențiate după tipul constructiv, astfel:

- la miez manta a = lățime, c =înălțime iar $n=0,7...1,8$;
- la miez înfășurat a = înălțime, c = lățime iar $n=2...4$.

Se calculează a cu relația:

$$a = \sqrt{\frac{S_{Fe}}{n}} \quad (3.9)$$

Se calculează c cu relația:

$$c = na \quad (3.10)$$

În funcție de soluția constructivă precizată la §3.3.2.1. se calculează numărul de tole necesar N_t și se rotunjește adâncimea a sau c pachetului de tole la o valoare a_i respectiv c_m , multiplu al grosimii tolei elementare. Numărul de tole N_t se calculează, conform variantei constructive, cu relațiile (3.11) respectiv (3.12):

$$N_t = \frac{c_m}{g} \quad (3.11)$$

$$N_t = \frac{a_i}{2g} \quad (3.12)$$

După rotunjirea înălțimii pachetului de tole de la valoarea a la a_i sau de la valoarea c la c_m se recalculează cealaltă dimensiune a dreptunghiului de bază c_i , respectiv a_m utilizând rel (3.7).

Apoi se efectuează redimensionarea ținând cont de grosimea izolației tolei și de modul de împachetare, definite printr-un factor K_u și se obține adâncimea reală a pachetului de tole c_u respectiv a_u cu relațiile (3.13) și (3.14):

$$c_u = \frac{c_m}{K_u} \quad (3.13)$$

$$a_u = \frac{a_i}{K_u} \quad (3.14)$$

Corespunzător variantei constructive se recalculează, utilizând dimensiunile reale, secțiunea reală a miezului S_{fem} , S_{fei} cu relația (3.15) respectiv (3.16). Apoi, înlocuind rezultatele în rel (3.7) se recalculează inducția reală B_m , B_{ri} .

$$S_{Fem} = c_u \cdot a_m \quad (3.15)$$

$$S_{Fei} = c_i \cdot a_u \quad (3.16)$$

3.3.2.3. Dimensionarea înfășurărilor transformatorului

Înfășurările electrice se așează pe miez în grupe simetrice care pot prezenta mai multe variante în funcție de tipul miezului și de puterea transformatorului, conform figurii 3.4.

Pentru miez în manta, pe coloana din mijloc se așează minim 2 grupe simetrice, în funcție de S_{In} astfel:

- $S_{In} < 50$ (75) KVA se aleg 2 grupe
- $75 \text{ KVA} < S_{In} < 140 \text{ KVA}$ se aleg 3 grupe
- $140 \text{ KVA} < S_{In} < 400(600) \text{ KVA}$ se aleg mai multe grupe până la 6.8

Pentru miez manta cea mai utilizată este varianta a1 (figura 3.4), datorită răcirii mai bune și simplității sale

Pentru miez înfășurat se alege una din variantele constructive b1, b2, b3.

Determinarea secțiunii conductoarelor primare respectiv secundare Q_{cu1} , Q_{cu2}

Se alege curentul de mers în gol I_{10} din STAS 10942-84, în funcție de puterea nominală calculată cu relația (3.4).

Se calculează curentul maxim primar I_{1max} cu relația:

$$I_{1max} \cong \frac{I_{2n}}{K_{min}} + I_{10} \quad (3.17)$$

În funcție de I_{1max} și de curentul de sudare I_2 se calculează curenții de durată, echivalenți sub aspect energetic, I_{1p} , I_{2p} din primar și secundar cu relația (3.18) respectiv (3.19):

$$I_{1p} = I_{1max} \sqrt{\frac{DA}{100}} \quad (3.18)$$

$$I_{2p} = I_2 \cdot \sqrt{\frac{DA}{100}} \quad (3.19)$$

Admițând densitatea de curent în primar j_{px} , stabilită înainte de calculul rel. (3.2), rezultă secțiunea înfășurării primare Q_{cu1} conform relației:

$$Q_{cu1} = \frac{I_{1p}}{j_{px}} \quad (3.20)$$

În această etapă se alege densitatea de curent pentru secundar, care diferă de cea din primar datorită răcirii cu apă a discului secundar, j_2 , în funcție de tipul constructiv al miezului și clasa de izolație aleasă.

Ex: În literatură se propune, pentru clasă de izolație F

- j_{2m} 5.....6 A/mm² dacă miezul este realizat sub formă de manta

- j_{2i} 6.....7 A/mm² dacă miezul este realizat sub formă înfășurată

Se calculează secțiunea înfășurării secundare Q_{cu2} cu relația:

$$Q_{cu2} = \frac{I_{2p}}{j_2} \quad (3.21)$$

Dimensionarea înfășurărilor conform soluției constructive aleasă

Primar

Înfășurarea primară poate avea secțiunea circulară, de rază d , sau dreptunghiulară de arie $a \cdot b$; considerând izolația spirei de grosime D_{iz} se calculează numărul de spire pe strat N_s în funcție de soluția constructivă aleasă, astfel:

Se calculează numărul de spire pe bobină N_{bm} în funcție de numărul de grupe N_g și numărul de bobine N_b cu relația:

$$N_{bm} = \frac{N_{lmax}}{N_g N_b} \quad (3.22)$$

Se calculează numărul de bobine pe strat N_{bstr} cu relația:

$$N_{bstr} = \frac{N_b}{N_s} \quad (3.23)$$

Pentru conductori dreptunghiulari (după NID 2046-66) se alege perechea a, b care îndeplinește condiția $a \cdot b = Q_{cu1}$ pornind de la alegerea lui a :

$a = 1 \dots 3,8$ mm pentru care $D_{iz} = 0,4$ mm ;

$a = 4,1 \dots 5,5$ mm pentru care $D_{iz} = 0,45$ mm ;

Se recomandă alegerea unei valori mai mici de 2,5 mm.

Lățimea b a conductorului primar, care rezultă din calcul poate să fie de maximum 8-12 mm deoarece peste această valoare apar pierderi considerabile prin efect pelicular.

În cazul conductoarelor circulare de diametru d se acceptă următoarele valori

$d = 0,8 \dots 1,8$ mm pentru care $D_{iz} = 0,35$ mm ;

$d = 1,9 \dots 6$ mm pentru care $D_{iz} = 0,4$ mm ;

Se calculează dimensiunile bobinei primare:

Notăm:

- jocul dintre conductori pe strat $j_c = 0,1 \dots 0,15$ mm ;

- grosimea benzii izolatoare $D_{biz} = 0,1 \dots 0,2$ mm ;

- jocul de montaj al benzii izolatoare $j_{bi} = 0,2 \dots 0,4$ mm ;

Lățimea B_{bob} se determină, pentru cele două variante constructive cu relațiile (3.24) respectiv (3.25):

$$B_{bobm} = (a + D_{iz})N_{bstr} + j_c(N_{bstr} - 1) + 4D_{biz} + 2j_{biz}, \text{ miez manta ;} \quad (3.24)$$

$$B_{bobi} = (a + D_{iz})N_{bstr} + j_c(N_{bstr} - 1) + 2D_{biz} + j_{biz}, \text{ miez înfășurat ;} \quad (3.25)$$

Similar înălțimea H_{bob} se determină cu relațiile (3.26) respectiv (3.27):

$$H_{bobm} = (b + D_{iz})N_s + j_c(N_s - 1) + 4D_{biz} + 2j_{biz}, \text{ miez manta ;} \quad (3.26)$$

$$H_{bobi} = (b + D_{iz})N_s + j_c(N_s - 1) + 2D_{biz} + j_{biz}, \text{ miez înfășurat ;} \quad (3.27)$$

Obs: În cazul conductoarelor circulare se ia $a=b=d$

Secundar

Deoarece bobina primară se așează pe discul secundar, din motive constructive, se impune ca lățimea discului secundar B_{disc} să fie mai mare decât cea a bobinei primare, cu $1 \div 3$ mm și se calculează corespunzător cu relația:

$$B_{disc} = B_{bob} + (1 \div 3). \quad [\text{mm}] \quad (3.28)$$

Se alege numărul de discuri secundare m_2 și se determină lățimea a_2 a discului secundar în funcție de secțiunea secundarului:

$$a_2 = \frac{Q_{Cu2}}{B_{disc} m_2} \quad (3.29)$$

Se rotunjește a_2 la o valoare conform STAS și anume 6,8,10,12,14mm. La fel se rotunjește B_{disc} și apoi se recalculează secțiunea reală a unui disc $Q_{Cu2real}$:

$$Q_{Cu2real} = a_2 B_{disc} \quad (3.30)$$

Verificare

Se recalculează densitățile de curent j_1 , și j_2 verificând dacă mai corespund clasei de izolație alese prin j_{p1} respectiv j_2 :

$$i_1 = \frac{I_{1p}}{Q_{Cu1}} \quad (3.31)$$

$$i_2 = \frac{I_{2p}}{m_2 Q_{Cu2real}} \quad (3.32)$$

Obs: Alte variante constructive se pot studia pornind de la figura 3.4.

3.3.2.4 Determinarea impedanței echivalente a transformatorului

Determinarea lungimilor medii ale bobinelor primare și discului secundar se face diferențiat, pentru cele două variante constructive, manta respectiv înfășurat, prezentate în figurile 3.5. și respectiv 3.6.

Pentru miez manta exprimăm:

- lungimea medie T_{1m} și cea maximă T_{1maxm} a bobinei primarului prin relațiile:

$$T_{1m} = 2(am + cu + 4D_{iz}) + \pi B_{bob} ; \quad (3.33)$$

$$T_{1maxm} = 2(am + cu + 4D_{iz}) + 2\pi B_{bob} ; \quad (3.34)$$

- lungimea medie T_{2m} și cea maximă T_{2maxm} a discului secundar prin relațiile:

$$T_{2m} = 2(am + cu + 4D_{iz}) + \pi B_{disc} ; \quad (3.35)$$

$$T_{2maxm} = 2(am + cu + 4D_{iz}) + 2\pi B_{disc} ; \quad (3.36)$$

Pentru miez înfășurat exprimăm:

- b_i lățimea interioară a discului:

$$b_i = a_u + j_m + 2x ; \quad (3.37)$$

- h_i lungimea interioară a discului:

$$h_i = c_i + 2y + 2x ; \quad (3.38)$$

- x joc transversal miez-disc, 3 mm ;

- y cota montaj miez-disc, 4mm ;

- z cotă montaj primar-secundar:

$$z = \frac{B_{disc} - B_{bob}}{2} ; \quad (3.39)$$

- j_m joc miezuri, 3-6 mm .

Exprimăm lungimea medie T_1 , cea minimă T_{1min} și cea maximă T_{1max} a bobinelor primarului:

$$T_1 = 2(b_i + h_i) + \pi B_{disc} ; \quad (3.40)$$

$$T_{1min} = 2(b_i + h_i + 4z) ; \quad (3.41)$$

$$T_{1max} = T_{1min} + 2\pi B_{bob} ; \quad (3.42)$$

Exprimăm lungimea medie T_2 , cea minimă T_{2min} și cea maximă T_{2max} a secundarului. Având în vedere că $T_2 = T_1$, avem:

$$T_{2min} = 2(b_i + h_i) ; \quad (3.43)$$

$$T_{2max} = T_{2min} + 2\pi B_{disc} ; \quad (3.44)$$

Determinarea cotelor totale ale transformatorului

Pentru cotele totale ale transformatorului se stabilesc relații de calcul diferențiate în funcție de soluția constructivă aleasă. Pentru exprimarea lor se utilizează notațiile din figura 3.5 și 3.6.

Pentru miez manta s-au făcut următoarele notații

δ_2 =distanță miez-înfășurare (1...1,5 mm)

t =joc de montaj bloc înfășurări în fereastră

Δ_3 =distanțor izolator între înfășurări (10-14 mm)

Δ_4 = distanțor izolator înfășurări-fereastră(4-5mm)

Δ_1 =grosime izolație primar-secundar

D_{tr} = diametru exterior al țevii de răcire

Exprimăm dimensiunile ferestrei, lățimea b_{fer} și înălțimea h_{fer} :

$$b_{fer} = B_{discm} + D_{tr} + \delta_2 + t ; \quad (3.45)$$

$$h_{fer} = N_g (a_m + 2H_{bob} + 2\Delta_1); \quad (3.46)$$

și cotele maxime de gabarit, lățimea B_{max} , înălțimea H_{max} și adâncimea L_{max} :

$$B_{max} = a_m + 2b_{fer} + 2\frac{a_m}{2} ; \quad (3.47)$$

$$H_{maxm} = h_{fer} + 2\frac{a_m}{2} ; \quad (3.48)$$

$$L_{max} = 2B_{disc} + c_u - 2\Delta_{iz} . \quad (3.49)$$

Pentru miez înfășurat s-a făcut notația:

Δ_6 =distanța între 2 grupe de bobine (de regulă 1...3 mm)

Exprimăm dimensiunile ferestrei, lățimea b_{fer} și înălțimea h_{fer} :

$$b_{fer} = 2x + B_{disc} , \quad (3.50)$$

$$h_{fer} = 2 \cdot (x + H_{bob} + a + \Delta_1) . \quad (3.51)$$

și cotele maxime de gabarit, lățimea B_{max} , înălțimea H_{max} și adâncimea L_{max} :

$$B_{max} = 2 \cdot (2 \cdot x + B_{disc} + a) + j_m , \quad (3.52)$$

$$H_{max} = h_{fer} ; \quad (3.53)$$

$$L_{max} = 2 \cdot B_{disc} + ci + 2 \cdot x + 2 \cdot y + A . \quad (3.54)$$

Calculul rezistenței discului secundar

Pertru discul secundar care are forma și dimensiunile prezentate în figura.3.6 rezistența R_2 se determină cu relația:

$$R_2 = \beta_2 \cdot N_2 \cdot \rho_{\Theta_2} \cdot \frac{T_{2m} + 2 \cdot a_2 - b_2}{m_2 Q_{cu2disc}}, \quad (3.55)$$

unde:

$-\beta_2$ reprezintă factorul de majorare a rezistenței în c.a. prin efect pelicular, și se determină conform relației [7], [8]:

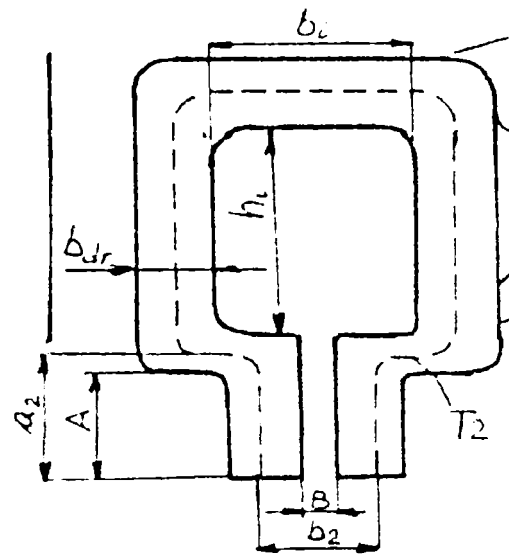


Fig 3.8 Discul secundar

$$\beta_2 = 1 + 0.04 a^4. \quad (3.56)$$

(a =lățimea discului secundar).

$-N_2$ numărul de spire secundare

$-\rho_{\Theta_2}$ rezistivitatea cuprului la temperatura de lucru Θ_2 , și se determină conform relației:

$$\rho_{\Theta_2} = \rho_{15} \cdot [1 + \alpha_{15} \cdot (\Theta_2 - 15)] . \quad (3.57)$$

$-m_2$ numărul de discuri elementare în paralel

$-Q_{cu2real}$ secțiunea unui disc

$-a_2, b_2$ dimensiuni racord terminal:

$$a_2 = B_{disc}/2 + A \quad b_2 = B_{disc} + B . \quad (3.58)$$

Calculul rezistenței înfășurării primare

Rezistența înfășurării primare R_1 se determină conform relației [7]:

$$R_1 = \frac{\beta_1 \cdot N_{1min} \cdot \rho_{\Theta_1} \cdot T_1}{Q_{cul} \cdot 2}, \quad (3.59)$$

unde:

$-\beta_1$ reprezintă factorul de majorare a rezistenței în c.a. prin efect pelicular, și se determină conform relației [7],[8]:

$$\beta_1 = 1 + 0,01 \cdot b^4 \cdot (5 \cdot N_s^2 - 1) . \quad (3.60)$$

(b =raza sau lățimea secțiunii dreptunghiulare a spirelor)

- N_{1min} numărul minim de spire primare

- ρ_{Θ_1} rezistivitatea cuprului la temperatura de lucru Θ_1 , care se determină conform relației:

$$\rho_{\Theta_1} = \rho_{15} \cdot [1 + \alpha_{15} \cdot (\Theta_1 - 15)] \quad (3.61)$$

Q_{cu1} reprezintă secțiunea înfășurării primare

Calculul rezistenței totale a transformatorului cu mărimile primare reduse la secundar se face conform relației:

$$R_{sc} = R_1' + R_2 \quad (3.62)$$

unde:

- R_1' reprezintă rezistența primarului redusă la secundar, și se determină conform relației:

$$R_1' = \frac{R_1}{K_{min}^2} = \frac{R_2}{N_{1min}^2} \quad (3.63)$$

- R_2 reprezintă rezistența discului secundar, conf. rel. (3.55)

Calculul reactanței transformatorului

Reactanța totală a transformatorului cu mărimile primare reduse la secundar se calculează cu relația [5]:

$$X_{sc} = N_2^2 \left[\frac{X_0}{m_2} + \frac{1,97 \cdot \lambda \cdot T}{N_g \cdot b_f} \cdot \left(d + \frac{e_1 + e_2}{6} \right) \right] \quad (3.64)$$

unde: N_2 - numărul de spire secundare ;

X_0 - reactanța ieșirilor discului secundar ;

N_g - numărul de grupe simetrice ;

$T = (T_1 + T_2)/2$ media lungimii înfășurărilor ;

$\lambda = 1 - 1/2\pi\tau$ coeficient de dispersie ;

$\tau = b_f / (2d + e_1 + e_2)$;

e_1, e_2 - înălțimea conductorului primar, secundar dintr-o bobină ;

b_f - lățimea ferestrei ;

d - distanța disc secundar-primul strat al înfășurării primare .

Calculul impedanței totale

Se determină impedanța totală Z_t , a transformatorului cu mărimile primare reduse la secundar, cu relația:

$$Z_t = \sqrt{R_t^2 + X_t^2} \quad (3.65)$$

unde: $R_t = R_{ext} + R_{sc}$

$$X_t = X_{ext} + X_{sc}$$

3.3.3. Verificări

Verificarea curentului maxim de sudare

Utilizând valorile rezultate din proiectare se determină curentul maxim de sudare I_{2maxr} :

$$I_{2maxr} = \frac{U_{20max}}{Z_t} \quad (3.66)$$

și se calculează abaterea față de curentul I_2 impus prin datele de proiectare la 3.2.2

$$\Delta I = I_{2maxr} - I_2 \quad (3.67)$$

Dacă abaterea este în limite admisibile (225 A) proiectarea se consideră corespunzătoare. În caz contrar se reia proiectarea în următoarele condiții:

$$-I_{2rec} = I_2 + 225 [A] ; \quad (3.68)$$

- $U_{20maxrec}$ recalculat conform rel (3.2) ;

- S_{maxrec} , S_{1rec} recalculate conform rel. (3.3) respectiv (3.5).

Calculul curentului de mers în gol

Curentul de mers în gol I_{10r} se exprimă în funcție de componenta activă I_{0a} și cea reactivă I_{0r} astfel:

$$I_{10r} = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0r}^2} ; \quad (3.69)$$

$$I_{0a} = \frac{P_{Fe}}{U_{1t}} ; \quad (3.70)$$

$$I_{0r} = \frac{aw \cdot l_m + 0,8 \cdot n \cdot \delta \cdot B_{rt}}{\sqrt{2} \cdot N_{1min}} ;$$

unde:

$P_{Fe} = G_m P_{Fe}$ pierderile de energie activă în miez;

P_{Fe} - pierderile specifice de energie la inducția B;

$G_m = V d_{mz}$ - greutatea miezului;

V- volumul miezului magnetic (Ex: La miez înfășurat dreptunghiular $V = (l_m \cdot a_u \cdot c_i) / 2$);

d_{mz} - densitatea miezului magnetic;

aw- intensitatea câmpului magnetic (H) aleasă din curba de magnetizare funcție de inducția B_r (recalculată);

l_m - lungimea medie a liniei de câmp;

δ - întrefierul de-a lungul liniei de câmp mediană;

n- număr de întrefieruri pe linia de câmp mediană

Determinarea curenților maximi și de durată

Determinarea curenților maximi și de durată este importantă la calculul schemelor de reglare și de încălzire a transformatoarelor.

Plecând de la valoarea curentului maxim secundar I_{2rec} recalculată conform relației (3.68) se determină:

$$I_{1max} = \frac{I_{2rec}}{K_{min}} + I_{10r} ; \quad (3.71)$$

$$I_{1p} = I_{1max} \cdot \sqrt{\frac{DA}{100}} ; \quad (3.72)$$

$$I_{2p} = I_{2rec} \cdot \sqrt{\frac{DA}{100}} . \quad (3.73)$$

3.3.4. Sinteza rezultatelor

În urma dimensionării se obțin următoarele rezultate:

1. Gabaritul maxim

- L_{max} adâncimea maximă ;
- B_{max} lățimea maximă ;
- H_{max} înălțimea maximă .

2. Greutatea G_t

- $G_t = G_1 + G_2 + G_{tr} + G_m$;
- $G_1 = d_{cu} Q_{cu1} T_1 N_{1max}$ greutatea înfășurării primare ;
- $G_2 = d_{cu} m_2 T_2$ greutatea înfășurării secundare ;
- unde: d_{cu} - densitatea cuprului
- G_{tr} greutatea țevii de răcire

$$G_{tr} = m_2 \cdot T_2 \cdot \pi \cdot \left[\frac{D_{tr} - D_{tri}}{4} \right] \cdot d_{cu} , \quad (3.74)$$

unde: D_{tri} - diametrul interior al țevii de răcire

- $G_m = V d_{mz}$ - greutatea miezului

3. Mărimi caracteristice

- I_{1max} – curentul primar ;
- I_{2max} – curentul secundar ;

- I_{10r} – curentul de mers în gol ;
- U_{20max} – tensiunea de mers în gol ;
- B_{max} – inducția în miez.

3.4 Program pentru dimensionarea TSP

Urmărind metoda prezentată la §3.3. s-a elaborat un program de dimensionare automată a TSP, prezentat în Anexa3, care poate fi utilizat pentru implementarea unei diversități de criterii de optimizare.

Programarea este executată în programul matematic de calcul Mathcad 6.0, [9] versiunea sub Windows și necesită un calculator PC 486, cu minim 4MB RAM. Programul din Anexa 3 conține exemplul concret de dimensionare al unui TSP care asigură un curent de sudare de $I_2=16\text{KA}$ cu o durată relativă de funcționare $DA=20\%$ și care va fi montat într-o mașină de sudare cu circuit exterior cunoscut prin impedanța sa Z_{ext} . (deoarece programul lucrează doar dacă are aceste date de intrare introduse).

Modul de utilizare al programului este următorul:

1. Se introduc datele de proiectare indicate la 3.2.2, pe baza cărora programul calculează automat mărimile electromagnetice de bază, conform §3.2.2.
2. Se parcurge programul, care de altfel lucrează automat, intervenind prin oprirea lui și introducerea de corecții acolo unde:
 - se cer adaptări la condiții practice ;
 - trebuie alese valori conform STAS-urilor în vigoare ;
 - dorim să facem modificări.
3. Se extrag datele finale din fișa de pe ultima pagină

3.5. Adaptarea dimensionării la cerințele procesului de sudare

În scopul satisfacerii parametrilor de sudare la introducerea într-o mașină de sudare, cunoscută prin contactorul static de alimentare al TSP și prin circuitul său exterior, se poate interveni în procesul de dimensionare printr-un proces iterativ de simulare-verificare-redimensionare, până la îndeplinirea acestei condiții.

Metoda propusă constă în adoptarea unui model schematic care utilizează parametrii și mărimile caracteristice ale transformatorului rezultate din procesul de dimensionare urmată de validarea sa pentru regimul de mers în gol.

În acest scop, după adoptarea structurii modelului schematic, i se atribuie următorii parametrii obținuți în timpul dimensionării:

- rezistența înfășurării primare R_1 (rel.3.59) și numărul de spire N_1 ;
- rezistența discului secundar R_2 (rel.3.55), și numărul de discuri N_2 ;
- configurația circuitului magnetic și materialul utilizat: lungimea h_{fer} (rel.3.51), și secțiunea S_{fc} (rel.3.7);
- curentul primar de mers în gol I_{10r} (rel.3.69);
- tensiunea secundară de mers în gol U_{20} (rel.3.2);

Cu ajutorul modelului astfel obținut se simulează regimul de mers în gol și se validează modelul prin compararea rezultatelor obținute (pentru B , I_{10r} și U_{20}) prin dimensionare cu cele obținute prin simulare.

În următoarea etapă se simulează funcționarea într-un regim de sudare concret, definit prin parametrii de sudare, ai circuitului exterior și prin alimentarea cu tensiune de forma celei furnizate de contactorul static utilizat. Se compară tensiunea de sudare U_2 , și curentul de sudare I_2 obținute la ieșirea modelului cu valorile și formele de variație propuse. Dacă eroarea relativă față de valorile propuse este mai mare de 10% se modifică unul din parametrii modelului până când eroarea scade la o valoare admisibilă. Apoi se redimensionează transformatorul utilizând parametrii rezultați din simulare și cu noul set de parametrii care rezultă se repetă simularea și din acest moment procesele se repetă până când eroarea devine acceptabilă.

3.6 Concluzii

În acest capitol s-a efectuat adaptarea dimensionării unui transformator la cazul particular al TSP, pe baza criteriilor propuse în §3.2.1. În acest scop, s-au prezentat succint particularitățile constructive ale transformatorului și s-a elaborat o metodologie originală [18] de calcul al mărimilor electromagnetice de bază, pornind de la asigurarea parametrilor de sudare și a particularităților constructive impuse. Metodologia de dimensionare a fost, apoi, sintetizată sub forma unei diagrame din care rezultă particularitățile ei.

S-a dezvoltat pe larg metodologia de dimensionare, începând cu determinarea mărimilor electromagnetice de bază U_{20} , S_p , I_{1p} , I_{2p} și continuând cu alegerea uneia din variantele constructive prezentate în figura 3.5. Dimensionarea se efectuează prin

adaptarea metodologiei clasice la cazul concret al unui TSP și este caracterizată prin următoarele particularități:

1. Miezul magnetic poate fi executat în varianta “înfășurat” în jurul înfășurărilor care au forma unui cadru dreptunghiular ca în figura 3.6. Alegerea materialului se face în funcție de DA, iar inducția se alege în zona de saturație.
2. Înfășurarea secundară este alcătuită din una, maxim două benzi de cupru numite discuri, răcite cu apă, de aceea densitatea de curent admisibilă se alege aproximativ $7A/mm^2$.
3. Înfășurarea primară se execută în galeți și se așează pe discul secundar răcit cu apă, în grupe simetrice astfel încât să fie cât mai uniform răcită. Corespunzător, în proiectare, trebuie corelate dimensiunile înfășurărilor.
4. Asamblarea celor trei părți componente se face într-un mod specific așa cum se observă în figurile 3.5 și 3.6.

În conformitate cu metodologia expusă s-a elaborat un program de dimensionare automată a TSP [21] care poate fi utilizat pentru implementarea unei diversități de criterii de optimizare. Programarea este realizată în programul matematic MATHCAD 6.0. [9], versiune sub Windows, și necesită un calculator PC 486, cu minimum 4MB RAM. Programul este prezentat în Anexa 3 și conține un exemplu concret de dimensionare al unui TSP care va fi montat într-o mașină de sudare cunoscută prin comutatorul static de alimentare și prin circuitul său exterior.

În continuare s-a propus o metodă de adaptare a dimensionării TSP la cerințele procesului de sudare printr-un proces de dimensionare-simulare-verificare (parametrii de sudare)-redimensionare care se repetă până când parametrii de sudare corespund. Metoda constă în a atribui transformatorului un model schematic care utilizează parametri rezultați din procesul de dimensionare, a valida modelul pentru regimul de mers în gol și a-l utiliza apoi pentru simularea procesului de sudare.

CAP. 4

TEHNICI MATEMATICE ȘI MODELE FOLOSITE PENTRU SIMULAREA ȘI ESTIMAREA COMPORTĂRII TSP ALIMENTAT PRIN COMUTATOR STATIC

Transformatoarele electrice, în general, și cele de sudare prin presiune, în special, suferă adesea o varietate de solicitări. Ele sunt cauzate de diverse tipuri de defecte, de încărcări neliniare cum ar fi arcul electric și de alimentarea cu tensiune nesinusoidală.

În cazul particular al transformatoarelor de sudare prin presiune alimentate prin comutator static, care fiind concepute pentru aplicație pe robot industrial sunt înglobate într-o mașină de sudare, solicitările specifice apar datorită alimentării cu tensiune periodică nesinusoidală determinată chiar de alimentarea cu comutator static. Tensiunea este furnizată printr-un comutator static, alcătuit din două tiristoare în antiparalel, care permite reglarea curentului de sudare în funcție de unghiul de aprindere al tiristoarelor. Reglarea curentului se face în trepte, de la un comutator care are de regulă 8 poziții, marcate cu T1, T2, ..., T8. Pentru reglarea duratei curentului de sudare se variază durata de aplicare a tensiunii de alimentare printr-un alt comutator, de regulă între 20ms și 1980ms, reprezentând 1 respectiv 99 de perioade ale tensiunii de frecvență 50Hz.

Rezumând, se poate afirma că același TSP este supus unei tensiuni de alimentare particulare a cărei formă și durată variază de la o aplicație la alta. De aceea, se consideră utilă identificarea și analiza semnalelor care apar în timpul funcționării lui și implementarea tehnicilor matematice de studiu al semnalelor și sistemelor la analiza în timp și în frecvență pentru cazul transformatoarelor de sudare prin presiune alimentate prin comutator static.

Pentru a analiza comportarea TSP se adoptă un model, prin atribuirea structurii lui, și se elaborează o metodă de determinare a parametrilor săi. De aceea în acest capitol s-au prezentat mai multe modele aplicabile transformatorului, clasificate după frecvența la care sunt valabile.

Se efectuează apoi analiza comportării T.S.P., aplicând o tehnică de estimare a comportării transformatorului. Tehnica de estimare constă într-o metodă de simulare a comportării unui model (cel propus în etapa anterioară) și de apreciere a performanțelor lui. Se propun două tehnici principale, tehnica de estimare în timp și tehnica de estimare în frecvență. Estimarea în timp constă în simularea variației în timp a unei mărimi considerate definiții pentru regimul tranzitoriu, atunci când la intrarea transformatorului se aplică un semnal a cărui variație în timp este cunoscută. În acest caz mărimile definiții sunt curentul primar și tensiunea și curentul secundar, iar comportarea transformatorului se apreciază prin variația lor în timp. Tehnica de estimare în frecvență se poate aplica anumitor mărimi caracteristice pentru transformator, caz care constă în analiza Fourier a lor, sau

transformatorului ca sistem, caz în care se face analiza unor funcții definite, de regulă, ca funcții de transfer complexe pentru cazul când transformatorului i se aplică un semnal de amplitudine constantă și egală cu 1, dar de frecvență variabilă. În acest ultim caz comportarea transformatorului se apreciază pe baza spectrului de variație a modulului și fazelor funcțiilor de transfer cu frecvența.

4.1 Implementarea tehnicilor matematice de studiu ale semnalelor la analiza în timp și în frecvență a TSP

În cele ce urmează se vor identifica modelele matematice ale mărimilor din transformator considerate 'semnale' și în continuare se va aborda transformatorul electric ca un sistem liniar invariant în timp. Apoi transformatorului i vor aplica tehnicile matematice de analiză în timp și în frecvență ale unui astfel de sistem.

4.1.1. Modelul matematic al semnalelor

Un semnal notat în continuare cu "x" este o cantitate sau calitate fizică ce poartă o anumită informație și are o anumită evoluție în timp. După evoluția în timp, semnalele se pot clasifica în semnale definite în timp continuu și semnale definite în timp discret.

Semnalele definite în timp continuu pot fi ele însele continue sau discontinue, așa cum se prezintă în figura.4.1. respectiv figura.4.2.

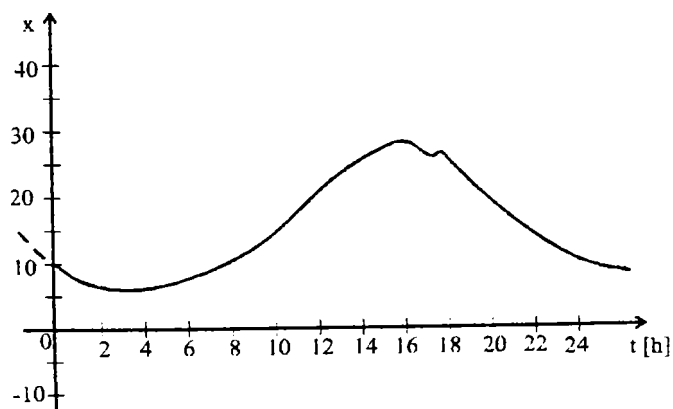


Fig.4.1. Semnal continuu, definit în timp continuu

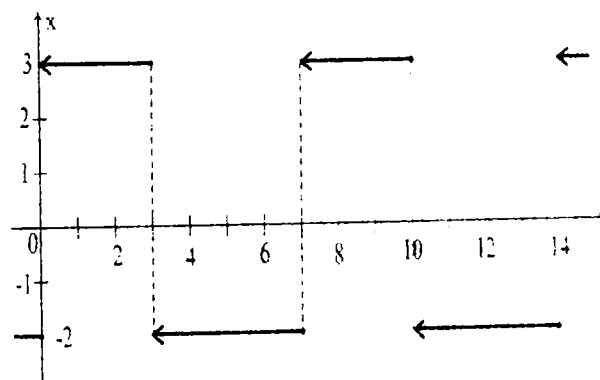


Fig.4.2. Semnal discontinuu definit în timp continuu

Acest tip de semnale se întâlnește la transformatorul electric sub forma variației mărimilor electromagnetice de bază, curent, tensiune, putere, în funcție de timp respectiv sub forma unor impulsuri de tensiune aplicate la intrarea transformatorului, în scopul anumitor încercări.

Semnalele definite în timp discret reprezintă o categorie de semnale foarte importante pentru prelucrarea datelor experimentale, deoarece pentru a procesa un semnal definit în timp continuu cu ajutorul calculatorului numeric este necesară discretizarea lui în timp și prelucrarea unor eșantioane de semnal care sunt reprezentate de valorile semnalului la anumite momente de timp $t_n = nT_c$, unde $n \in \mathbb{Z}$, iar T_c reprezintă pasul de eșantionare. Un astfel de semnal în timp discret "x_d" obținut prin eșantionarea unui semnal de timp continuu "x" se

prezintă în figura.4.3. Acesta este cazul rezultatelor obținute prin măsurări, efectuate asupra curenților și tensiunilor din transformatoarele electrice, la intervale egale de timp.

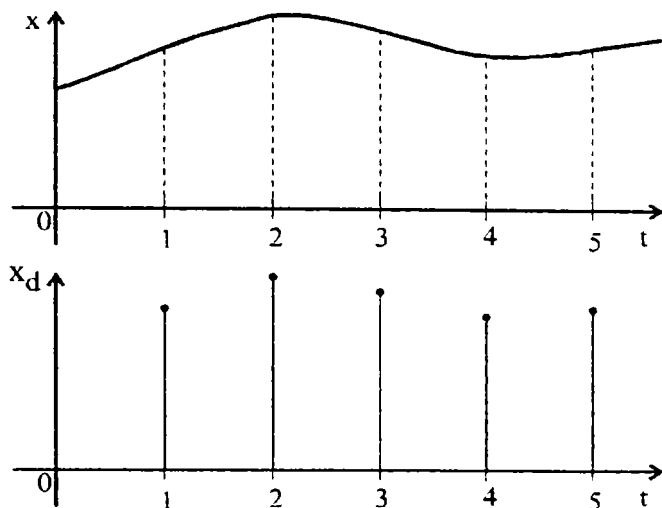


Fig.4.3. Semnal în timp discret obținut prin eșantionarea unui semnal în timp continuu

În cazul sistemelor expert de achiziție a datelor, cu ajutorul calculatorului numeric, utilizate la măsurări asupra transformatoarelor electrice, este necesară și o discretizare a valorilor eșantioanelor numită **cuantizare**, deoarece calculatorul acceptă la intrare numere cu un număr dat de cifre binare. În principiu, o mărime cuantizată " x_q " poate lua numai anumite valori ce diferă între ele prin multipli ai cuantei q , așa cum se prezintă în figura.4.4. Structura unui sistem de achiziții și prelucrare numerică a datelor este prezentată în literatura de specialitate [10]. Acesta este cazul semnalelor culese din transformator și procesate de sistemele expert tip TRINET și HAMEG utilizate în studiul pe caz efectuat în această lucrare.

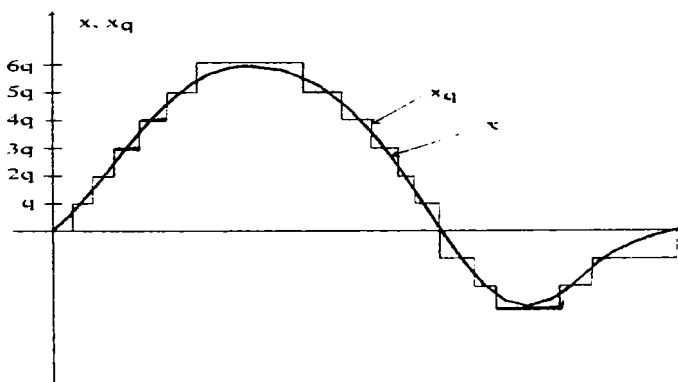


Fig.4.4. Semnalul cuantizat definit în timp continuu.

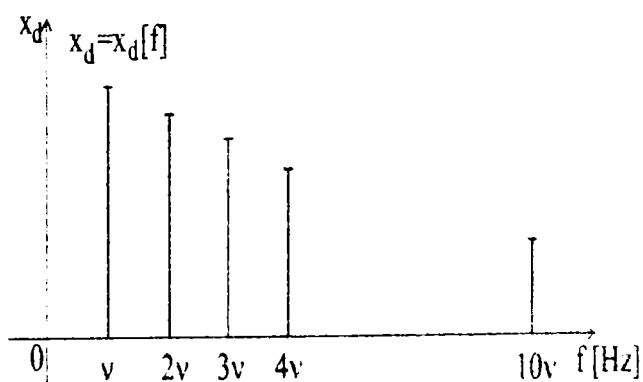


Fig.4.5. Semnal discret definit în funcție de frecvență, variabilă discretă

Semnalele discrete pot fi definite și în funcție de alte variabile discrete, de exemplu frecvența. Un astfel de caz este prezentat în figura.4.5. Acesta este cazul armonicilor curenților și tensiunilor, des întâlnit la studiul transformatoarelor electrice, care sunt semnale complexe ale căror frecvențe au ca valoare numai multipli întregi ai frecvenței de bază v , numită și fundamentală.

Pentru semnalele întâlnite la transformator și definite anterior se pot asocia următoarele modele matematice:

4.1.1.1. Semnal definit în timp continuu

Modelul este o funcție x având ca variabilă un element t care aparține unei mulțimi T și luând valori în M , o mulțime fixată corespunzătoare valorilor posibile ale semnalului; T este un interval ale axei reale R .

Se scrie:

$$x: T \rightarrow M; t \rightarrow x(t), \forall t \in T \text{ și } x(t) \in M. \quad (4.1)$$

4.1.1.2. Semnal definit în timp discret

Acesta admite un model identic cu cel anterior, cu observația că T este o submulțime a numerelor întregi Z .

Se scrie:

$$x: T \rightarrow M; t \rightarrow x[n], \forall n \in T \text{ și } x[n] \in M. \quad (4.2)$$

4.1.2. Semnale remarcabile la studiul transformatorului electric

Semnalele cel mai des utilizate la transformatorul electric sunt prezentate pe scurt în cele ce urmează. Accentul se pune pe semnalul exponențial considerat definitoriu deoarece tensiunile și curenții din transformator fiind, în general, semnale sinusoidale pot fi exprimate cu ajutorul lui.

4.1.2.1. Exemple de semnale definite în timp continuu

Acesta este cazul mărimilor din transformatorul electric exprimate sub formă analitică.

Semnal exponențial; el este definit de o funcție x de forma:

$$x(t) = Ae^{st}; s = \sigma + j\omega = \text{'operatorul Laplace'} \quad (4.3)$$

$$\Rightarrow x(t) = Ae^{\sigma t} \cos \omega t + jAe^{\sigma t} \sin \omega t \quad (4.4)$$

În cazul particular $\sigma = 0$, numit "exponențială neatenuată", relația (4.4.) devine.

$$x(t) = Ae^{j\omega t} = A \cos \omega t + jA \sin \omega t \quad (4.5)$$

și se poate demonstra că semnalul este periodic deoarece:

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \Rightarrow T = \frac{2\pi}{\omega} \Rightarrow \quad (4.6)$$

$$\Rightarrow x(t) = Ae^{j\omega t} = Ae^{j\left(\omega + \frac{2\pi}{T}\right)t} = x(t + T). \quad (4.7)$$

În plus avem:

$$\operatorname{Re}\{x(t)\} = A \cos \omega t = \frac{A}{2} e^{j\omega t} + \frac{A}{2} e^{-j\omega t}, \quad (4.8)$$

$$\operatorname{Im}\{x(t)\} = A \sin \omega t = \frac{A}{2j} e^{j\omega t} - \frac{A}{2j} e^{-j\omega t}. \quad (4.9)$$

Analizând relațiile prezentate anterior rezultă că semnalele reale de tip sinusoidal sau cosinusoidal pot fi considerate ca parte imaginară respectiv reală a exponențialei neatenuate

[10]. Suplimentar, din ultimul membru al rel.(4.8),(4.9) obținut prin aplicarea relațiilor lui Euler, semnalele anterior precizate se interpretează ca reprezentând suma a 2 vectori rotitori, de modul $\frac{A}{2}$, care se rotesc uniform cu vitezele unghiulare ω și respectiv $-\omega$. Mărimea $\omega=2\pi f$ se numește pulsație, motiv pentru care pulsației “ $-\omega$ ” i se mai spune pulsație negativă. Este vorba de o ficțiune de calcul și nu de o pulsație negativă în sens fizic

În cazul particular $\omega = 0$, numit “exponențială reală”, rel.(4.4) devine:

$$x(t) = Ae^{\sigma t}, \quad (4.10)$$

adică un semnal exponențial real. El crește în timp dacă $\sigma > 0$ și descrește dacă $\sigma < 0$.

Semnale exponențiale cu exponent complex și frecvențe în relație armonică.

Ele reprezintă un caz des întâlnit la studiul transformatorului electric și se exprimă sub forma:

$$x_k(t) = A_k e^{jk\omega_0 t}, \quad v \in Z - \{0\} \quad (4.11)$$

unde pulsațiile ω_v și perioadele T_v sunt:

$$\omega_v = v\omega_0, \quad (4.12)$$

$$T_k = \frac{1}{|k|} \cdot \frac{2\pi}{\omega_0} = \frac{T_0}{|k|}, \quad (4.13)$$

cu $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$

Se poate găsi o perioadă comună tuturor acestor exponențiale, care este cea mai lungă dintre perioade, adică T_0 . Pulsația corespunzătoare $\omega_0=1/T_0$ se numește pulsație “fundamentală”, iar pulsațiile $\omega_v = v\omega_0$ se numesc armonice.

Se poate demonstra, [10], că suma unor exponențiale complexe, având frecvențele în relație armonică, este un semnal periodic de perioadă T_0 , dat de relația:

$$y_t = \sum_k A_k e^{jk\omega_0 t}. \quad (4.14)$$

4.1.2.2. Exemple de semnale definite în timp discret

Astfel de semnale se obțin în cazul determinării experimentale a mărimilor din transformatorul electric, cu ajutorul sistemelor de achiziții de date. În mod concret, pentru cazul de studiu din cap.5 și 6 s-au prelevat câte 2056 eșantioane de curenți și respectiv tensiuni pe parcursul a 20ms.

Semnalele astfel obținute se notează în mod uzual $x[n]$ sau $x(nT_e)$.

Semnal exponențial

Fie semnalul din rel.(4.3), definit în timp continuu: $x(t) = Ae^{\sigma t}$ din care se prelevează niște eșantioane la momentele de timp $t = nT_e$. Avem:

$$x(nT_e) = A \cdot e^{\sigma n T_e} \cdot e^{j\omega n T_e}, \quad (4.15)$$

adică un semnal definit în timp discret $x[n]$ cu valori $x[n] = x(nT_e)$. Deci:

$$x[n] = A \cdot e^{\sigma n T_e} \cos \omega(nT_e) + jA \cdot e^{\sigma n T_e} \sin \omega(nT_e). \quad (4.16)$$

În cazul particular $\sigma = 0$, numit “exponențială complexă neatenuată”, relația (4.16) devine:

$$x[n] = A \cdot e^{j\omega n T_e}. \quad (4.17)$$

Obs.: Exponențiala complexă neatenuată (definită în timp discret) se deosebește de cea definită în timp continuu prin faptul că cea din urmă nu este periodică cu ω ci după t .

În cazul particular $\Omega = \omega T_e = 2\pi m$ și $\sigma \neq 0$, rel.(4.15) devine:

$$x[n] = A \cdot e^{\sigma n T_e} = A \cdot a^n \text{ unde } a = e^{\sigma T_e}, \quad (4.18)$$

adică un semnal exponențial care crește când n crește, dacă $\sigma > 0$ ($a > 1$), și scade cu n dacă $\sigma < 0$ ($0 < a < 1$), fără să prezinte oscilații.

Semnal exponențial cu exponent complex și frecvențe în relație armonică

Se consideră semnale de forma:

$$x_v[n] = A_v \cdot e^{jv\Omega_0 n} = A_v \cdot e^{j\Omega_v n}. \quad (4.19)$$

“Frecvențele” Ω_v și “perioadele” N_v sunt:

$$\Omega_v = v \cdot \Omega_0 \text{ iar } \Omega_0 = 2\pi/N, \quad (4.20)$$

$$T_v = \frac{2\pi}{\Omega_v} = \frac{2\pi}{v\Omega_0} = \frac{N}{v}; \quad v \neq 0 \quad (4.21)$$

Se poate găsi o perioadă comună tuturor acestor semnale și ea este N , cea mai lungă dintre perioade. Frecvența corespunzătoare Ω_0 se numește frecvență fundamentală iar frecvențele $\Omega_v = vk\Omega_0$ se numesc armonice.

Se poate demonstra [10] că un semnal periodic discret, de perioadă N , se poate descompune într-o sumă de semnale exponențiale complexe neatenuate, având frecvențele în relație armonică.

$$y[n] = \sum_v A_v \cdot e^{jv\frac{2\pi}{N} \cdot n}. \quad (4.22)$$

4.1.3. Analiza transformatoarelor electrice ca sisteme liniare invariante în timp, “SLIT”

4.1.3.1. Definirea transformatorului electric ca SLIT

Un transformator electric poate fi considerat un sistem, adică o entitate fizică, care transformă un semnal $x(t)$ dintr-o mulțime precizată X , (numit de intrare), într-un semnal $y(t)$ dintr-o mulțime și ea precizată Y , (numit semnal de ieșire). Deci sistemul realizează o

corespondență între două mulțimi de funcții de aceeași natură.

Se admite ca model matematic pentru descrierea lui operatorul S, unde $S: X \rightarrow Y$ care realizează o corespondență de forma:

$$x(t) \xrightarrow{S} y(t) \text{ sau } y(t) = S\{x(t)\}: x(t) \in X, y(t) \in Y. \quad (4.23)$$

În cazul în care sistemul transformă semnale definite în timp discret, la intrarea sistemului se aplică un semnal $x[n]$ din mulțimea posibilă X_d , iar la ieșire se obține un semnal discret $y[n]$ din mulțimea posibilă Y_d ; modelul matematic corespunzător este reprezentat de operatorul S_d unde $S_d: X_d \rightarrow Y_d$ care realizează o corespondență de forma:

$$x(n) \xrightarrow{S_d} y(n) \text{ sau } y[n] = S_d\{x[n]\}: x[n] \in X, y[n] \in Y \quad (4.24)$$

Astfel de transformatoare, considerate sisteme, admit o reprezentare schematică ca cea prezentată în figura.4.6.

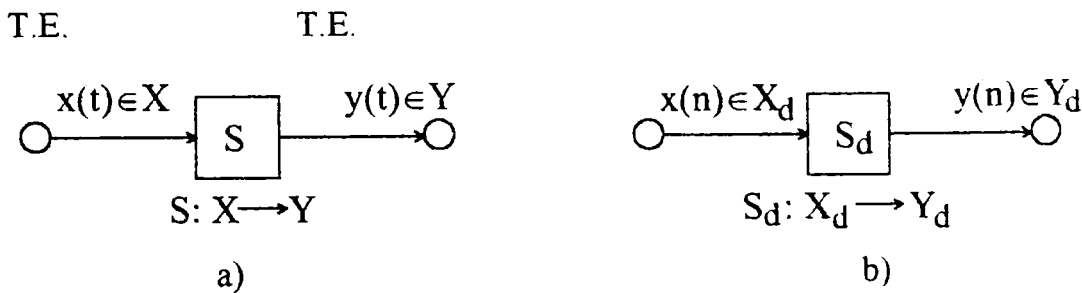


Fig.4.6. Reprezentarea schematică a unui transformator considerat a). sistem continuu sau b).sistem discret

În majoritatea cazurilor care apar în electrotehnică, modelelor prezentate pentru transformatorul electric li se impun restricții suplimentare, care să simplifice utilizarea lor. Astfel în cele ce urmează transformatorul electric se va considera ca sistem liniar invariant în timp, datorită facilităților pe care această simplificare le introduce la analiza comportării în timp și în frecvență.

Un transformator electric se consideră a fi un sistem liniar și se notează cu "SL", dacă operatorul S sau S_d care îl modelează este liniar, adică aditiv și omogen. Un astfel de operator liniar are forma:

$$S\{a_1x_1(t) + a_2x_2(t)\} = a_1S\{x_1(t)\} + a_2S\{x_2(t)\}. \quad (4.25)$$

Din punct de vedere fizic, pentru astfel de transformator este valabil principiul suprapunerii efectelor, iar ca o consecință a omogenității, la amplificarea semnalului de intrare cu o constantă "a", se amplifică și cel de ieșire cu aceeași constantă.

Dacă $x(t) \rightarrow ax(t) \Rightarrow$
 $\Rightarrow y(t) = S\{ax(t)\} = aS\{x(t)\}. \quad (4.26)$

Pentru cazul $a = 0$ rezultă că la intrare "0" avem ieșire "0".

$$\text{Dacă } a = 0 \Rightarrow y(t) = 0. \quad (4.27)$$

În cazul particular reprezentat de TSP constanta a este subunitară iar mărimile de ieșire din secundar sunt micșorate.

Un transformator electric se consideră un sistem invariant în timp și se notează "SIT", dacă forma semnalului de ieșire nu depinde de momentul aplicării semnalului de intrare. Operatorul invariant în timp care-l modelează, satisface relația:

$$S\{x(t)\} = y(t) \text{ și } S\{x(t-t_0)\} = y(t-t_0), \forall t_0 \in \mathbb{R}, \quad (4.28)$$

sau:

$$x(t) \rightarrow y(t) \text{ și } x(t-t_0) \rightarrow y(t-t_0).$$

Un transformator electric se consideră sistem liniar invariant în timp și se notează prescurtat "SLIT", dacă îndeplinește condiția de liniaritate și invarianță în timp.

4.1.3.2. Descompunerea în serie Fourier a semnalelor din transformatorul electric

Fie cazul curenților, tensiunilor și puterilor dintr-un transformator electric. Ele sunt semnale periodice $x(t)$ de perioadă T_0 de forma:

$$x(t) = x(t+v \cdot T_0); \quad v = 1, 2, 3, \dots \quad (4.29)$$

unde: $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$ = perioada funcției; ω_0 = pulsația curbei fundamentale.

Dacă $x(t)$ îndeplinește condițiile lui Dirichlet, [11], atunci el se poate dezvolta în trei tipuri de serii Fourier.

Seria Fourier trigonometrică

Seria Fourier trigonometrică corespunzătoare rel.(4.29) este:

$$x(t) = a_0 \cdot 1 + \sum_{v=1}^{\infty} [a_v \cos(v\omega_0 t) + b_v \sin(v\omega_0 t)] , \quad (4.30)$$

coeficienții a_0 , a_v , b_v fiind dați de [10]:

$$a_0 = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} x(t) dt = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} x(t) dt ,$$

$$a_v = \frac{2}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} x(t) \cos(v\omega_0 t) dt = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} x(t) \cos(v\omega_0 t) dt , \quad (4.31)$$

$$b_v = \frac{2}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} x(t) \sin(v\omega_0 t) dt = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} x(t) \sin(v\omega_0 t) dt .$$

Seria Fourier armonică

Ea se utilizează în cazul analizei la diferite frecvențe, când suntem interesați de amplitudinea și faza unei componente de o anumită frecvență. Se poate face transformarea

$$a_v \cos(v\omega_0 t) + b_v \sin(v\omega_0 t) = \sqrt{a_v^2 + b_v^2} \cdot \cos(v\omega_0 t + \varphi_v); \quad \text{tg}(\varphi_v) = \frac{b_v}{a_v} \quad (4.32)$$

Cu aceste observații seria trigonometrică (4.30) se scrie sub formă armonică:

$$x(t) = \sum_{v=0}^{\infty} A_v \cos(v\omega_0 t + \varphi_v), \quad (4.33)$$

unde:

$$A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}; \quad \varphi_k = -\text{arctg} \frac{b_k}{a_k}; \quad k \geq 1$$

iar

$$A_0 = a_0; \quad \varphi_0 = 0 \quad (4.34)$$

Termenul corespunzător lui $k=0$ se numește componentă continuă, iar termenul corespunzător lui $v=1$, de frecvență $\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$ se numește componentă fundamentală.

Termenii corespunzători lui $v>1$, de pulsație $\omega_0=2v\pi/T_0$ se numesc componente armonice, sau pe scurt armonice.

Se observă că armonica “ v ” are pulsația $\omega_v = v \cdot \omega_0$.

Seria Fourier exponențială

Dacă în seria trigonometrică (4.30) substituim pe $\cos(v\omega_0 t)$ și $\sin(v\omega_0 t)$, conform formulelor lui Euler, [10], se obține seria Fourier exponențială de la (4.36):

$$\begin{aligned} x(t) &= a_0 + \sum_{v=1}^{\infty} \frac{a_v - jb_v}{2} \cdot e^{jv\omega_0 t} + \sum_{v=1}^{\infty} \frac{a_v + jb_v}{2} \cdot e^{-jv\omega_0 t} = \\ &= a_0 + \sum_{v=1}^{\infty} c_v \cdot e^{jv\omega_0 t} + \sum_{v=-\infty}^{-1} c_v \cdot e^{jv\omega_0 t} = a_0 + \sum_{v=\{-\infty, \infty\} - \{0\}}^{\infty} c_v \cdot e^{jv\omega_0 t} \end{aligned} \quad (4.35)$$

$$\Rightarrow x(t) = \sum_{v=-\infty}^{\infty} c_v \cdot e^{jv\omega_0 t} \quad (4.36)$$

unde:, $c_v = \frac{1}{2} \sqrt{a_v^2 + b_v^2};$

$$v \geq 1; \quad |c_v| = |c_{-v}|, \quad v \leq -1$$

$$\arg c_v = \varphi_v, \quad v \geq 1; \quad \arg(c_v) = -\varphi_v, \quad v \leq -1$$

$$|c_0| = a_0; \quad \arg c_0 = 0, \quad v = 0.$$

4.1.3.3. Analiza Fourier sau spectrală a mărimilor caracteristice transformatorului

Pentru a analiza curenții, tensiunile și puterile dintr-un transformator electric, considerate ca fiind semnale periodice $x(t)$ exprimate prin una din seriile Fourier prezentate în relațiile (4.30), (4.31) respectiv (4.32) este necesar să efectuăm diagramele spectrale ale lor adică reprezentarea funcție de frecvență a amplitudinilor respectiv fazelor semnalelor armonice care intervin în seria Fourier armonică atașată semnalului.

Astfel avem:

- *spectrul de amplitudini* se obține prin reprezentarea modului coeficienților în funcție de frecvență. El reprezintă dependența $A_v = f(v\omega_0)$ pentru seria Fourier armonică sau dependența $|c_k| = f(v\omega_0)$ pentru seria Fourier exponențială.
- *spectrul de fază* se obține prin reprezentarea fazei sinusoidelor ϕ_v în funcție de ω pentru seria Fourier armonică, sau a argumentului $\arg c_v$ în funcție de ω pentru seria Fourier exponențială
- *spectrul de putere* care se obține prin reprezentarea puterii pe diferitele componente spectrale este mai rar utilizat, nefiind necesar întotdeauna. El reprezintă dependența între $(A_v^2)/2$ în funcție de ω sau $|c_v|^2$ în funcție de ω pentru seriile Fourier armonice, respectiv exponențiale.

Obs.: Referitor la analiza spectrală, două noțiuni des utilizate sunt cele de *bandă de frecvență efectivă* care, prin definiție [10], este intervalul de pe axa frecvențelor pozitive pe care se află componentele spectrului de putere cărora le revine o fracție semnificativă din puterea semnalului, respectiv *banda frecvențelor utile*, care, tot prin definiție [10], este intervalul de pe axa frecvențelor pozitive pe care se află componentele spectrului de amplitudini care mai au semnificație într-o aplicație dată. Se poate lua ca și criteriu pentru spectrul de putere $P_v > 0,9 P_1$ iar pentru spectrul de amplitudini $A_k \geq 0,1 A_1$.

4.1.3.4. Analiza transformatorului electric ca sistem, prin funcții de transfer

Se întâlnește deseori cazul când una din mărimile caracteristice aplicate la intrarea unui transformator electric se poate descompune într-o combinație liniară de exponențiale complexe. De aceea, înainte de a defini funcția de transfer a unui transformator considerat ca "SLIT", vom preciza care este răspunsul unui astfel de sistem dacă la intrare i se aplică o exponențială complexă de modul unitar de forma:

$$x(t) = e^{j\omega_0 t} ; \omega_0 \in \mathfrak{R}, t \in \mathfrak{R} \quad (4.37)$$

La ieșirea sistemului se obține răspunsul $y(t)$, calculat cu ajutorul integralei de convoluție:

$$y(t) = e^{j\omega_0 t} \cdot H(\omega_0) = |H(\omega_0)| \cdot e^{j[\omega_0 t + \phi(\omega_0)]}, \quad (4.38)$$

unde $H(\omega_0)$ este o funcție complexă care depinde numai de răspunsul la impuls $h(t)$ al sistemului. Ea este transformata Fourier a lui $h(t)$ și are ca variabilă independentă pulsația ω_0 .

Din (4.38) se observă că la ieșire se obține o exponențială complexă

- având modulul constant $|H(\omega_0)|$ și diferit de zero;

- faza $\phi(\omega_0) = \arg \{H(\omega_0)\}$.

În concluzie, deoarece forma semnalului de ieșire este neschimbată, sistemul influențează semnalul de intrare prin $H(\omega_0)$. Operatorul asociat sistemului este:

$$S \{ e^{j\omega_0 t} \} = H(\omega_0) \cdot e^{j\omega_0 t} \quad (4.38')$$

Se spune că $e^{j\omega_0 t}$ este o funcție proprie a SLIT și constanta complexă $H(\omega_0)$ este valoarea proprie asociată ei.

Exprimând semnalul $x(t)$ de la intrarea transformatorului ca o combinație liniară de astfel de funcții proprii, acesta devine:

$$x(t) = \sum_k a_k \cdot e^{j\omega_k t}, \quad (4.39)$$

și având în vedere că operatorul care-l modelează este liniar, se obține următorul semnal de ieșire:

$$y(t) = S \left\{ \sum_k a_k \cdot e^{j\omega_k t} \right\} = \sum_k a_k \cdot S \{ e^{j\omega_k t} \}, \quad (4.40)$$

sau, conform rel.(4.38'):

$$y(t) = \sum_k a_k \cdot H(\omega_k) \cdot e^{j\omega_k t}. \quad (4.41)$$

Din relația (4.41) se desprinde concluzia că dacă semnalul de la intrarea transformatorului este o combinație liniară de exponențiale complexe, este suficientă cunoașterea funcției $H(\omega)$, care caracterizează transformatorul ca sistem, pentru a calcula semnalul de ieșire. Forma sa este aceeași cu a semnalului de intrare, doar că în locul coeficienților a_k trebuie trecuți coeficienții $a_k H(\omega_k)$.

Răspunsul în timp și în frecvență al unui transformator electric considerat ca SLIT

Comportarea în timp a unui transformator considerat SLIT, care are semnalul de intrare $x(t)$ și cel de ieșire $y(t)$ este complet caracterizată de răspunsul la impuls unitar $h(t)$. Astfel, $y(t)$ se exprimă prin intermediul convoluției [10]:

$$y(t) = h(t) * x(t). \quad (4.42)$$

Comportarea transformatorului electric în timp este prezentată în schema bloc din figura.4.7.

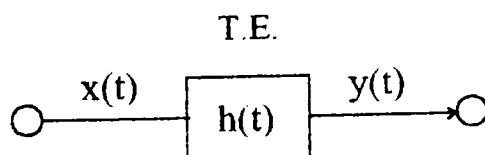


Fig.4.7. Transformator electric caracterizat prin $h(t)$

Comportarea în frecvență a aceluiași transformator, considerat ca SLIT, este complet caracterizată de transformata Fourier $H(\omega)$ a răspunsului la impuls unitar $h(t)$. Astfel, aplicând relației (4.42) transformarea Fourier obținem:

$$Y(\omega) = H(\omega)X(\omega); H(\omega) = \mathfrak{F}\{h(t)\}, \quad (4.43)$$

unde $X(\omega) = \mathcal{F}\{x(t)\}(\omega)$.

Funcția $H(\omega)$ se mai numește “răspuns în frecvență” al sistemului. Comportarea transformatorului electric în frecvență este prezentată schematic în figura 4.8.

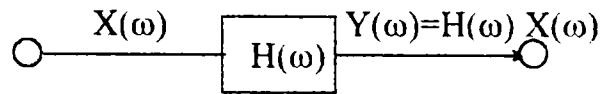


Fig.4.8. Transformator electric caracterizat prin $H(\omega)$

Definiția funcției de transfer a transformatorului electric considerat ca SLIT

Funcția de transfer a transformatorului electric este prin definiție transformata Fourier a răspunsului la impuls $h(t)$. Ea se mai numește “răspunsul în frecvență al transformatorului” și se notează cu $H(\omega)$. Reprezentarea funcției de transfer $H(\omega) = |H(\omega)| \cdot e^{j\phi(\omega)}$, a transformatorului se face reprezentând separat modulul și faza ei:

$|H(\omega)|$ - modulul funcției de transfer sau pur și simplu caracteristica de modul sau de frecvență.

$\phi(\omega)$ - faza funcției de transfer sau pur și simplu caracteristica de fază.

Calculul răspunsului unui transformator electric la semnale de intrare remarcabile.

Răspunsul transformatorului electric la semnal de intrare treaptă unitară.

Dacă la intrarea TE se aplică un impuls unitar $\sigma(t)$, atunci la ieșire apare:

- în timp semnalul $y(t) = h(t) * \sigma(t)$
- în frecvență semnalul $Y(\omega) = H(\omega) * \mathcal{F}\{\sigma(t)\}(\omega)$

Deci în frecvență la ieșirea TE apare chiar răspunsul în frecvență $H(\omega)$. În practică $H(\omega)$ se măsoară “punct cu punct”.

Răspunsul transformatorului electric la semnal de intrare sinusoidal

Dacă la intrarea TE se aplică un semnal periodic $x(t)$ exprimat prin serie Fourier exponențială:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k \cdot e^{j\omega_k t}, \quad (4.44)$$

la ieșire apare, deoarece operatorul este liniar:

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k \cdot H(k\omega_0) e^{j\omega_k t}. \quad (4.45)$$

Dacă la intrare se aplică un semnal sinusoidal:

$$x(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi), \quad (4.46)$$

la ieșire apare:

$$y(t) = A|H(\omega_0)| \cos[\omega_0 t + \varphi + \phi(\omega_0)]. \quad (4.47)$$

Această constatare permite determinarea punct cu punct a spectrului de amplitudini $|H(\omega)|$ și de fază $\phi(\omega)$, utilizând schema de măsurare din figura.4.9.

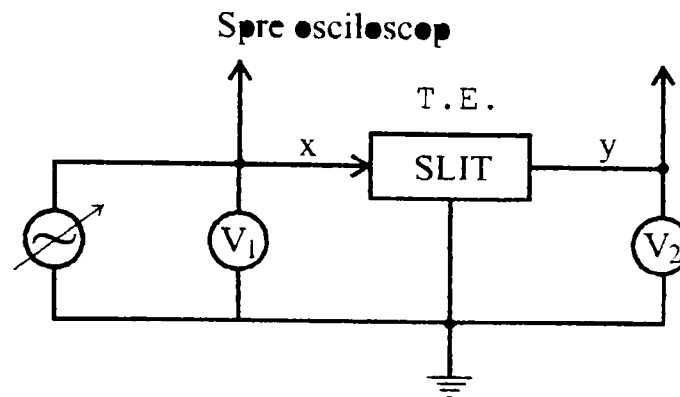


Fig.4.9. Schemă de montaj pt. studiul spectral al transformatorului electric

Dacă la intrarea transformatorului electric se aplică o tensiune sinusoidală, atunci amplitudinea $|H(\omega_0)|$ corespunzătoare unei frecvențe se obține din raportul indicațiilor celor două voltmetre:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{A|H(\omega_0)|}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{A} = |H(\omega_0)|. \quad (4.48)$$

Faza inițială se obține dacă tensiunile V_1 și V_2 sunt aplicate unui osciloscop cu două spoturi, sincronizate cu semnalul de intrare, prin măsurarea segmentului care corespunde unei perioade și a celui care corespunde defazajului și aplicarea ulterioară a regulei de "trei simplă". În acest caz se poate determina amplitudinea $|H(\omega_0)|$ din raportul segmentelor care corespund valorilor maxime pentru V_2 respectiv V_1 și se poate renunța la voltmetre.

După terminarea măsurării se modifică frecvența și se determină o nouă pereche de valori $|H|$ și ϕ la o altă frecvență.

4.1.4. Metodă de analiză a comportării transformatorului electric pentru studiu pe caz

Studiul comportării transformatorului electric se poate face în timp, caz în care se analizează răspunsul său la semnal de intrare treaptă unitară sau sinusoidal, sau în frecvență, caz în care se face analiza Fourier a curbelor de variație ale mărimilor semnificative și se analizează variația funcției de transfer complexe cu frecvența.

4.1.4.1. Analiza Fourier sau în timp

Pentru a analiza comportarea în timp a transformatorului electric se analizează răspunsul său la semnal de intrare treaptă unitară sau sinusoidal. Prima analiză este utilă deoarece dă informații asupra stabilității transformatorului în regim tranzitoriu, iar a doua deoarece dă informații asupra regimului sinusoidal staționar care reprezintă cel mai frecvent caz de funcționare.

Aprecierea comportării transformatorului în regim tranzitoriu se face analizând răspunsul său la semnal de intrare treaptă, numit în literatura de specialitate [16] 'răspuns indicial'.

Se exprimă răspunsul în frecvență al transformatorului la tensiune de intrare treaptă notată $\sigma(t)$:

$$S(\omega) = \mathfrak{F}\{\sigma(t)\} \cdot H(\omega) = \left(\pi\delta(\omega) + \frac{1}{j\omega} \right) \cdot H(\omega), \quad (4.49)$$

$$\text{unde : } \delta(\omega) = \begin{cases} 1 & \text{pt } \omega = 0 \\ 0 & \text{în rest} \end{cases}$$

Apoi se calculează răspunsul în timp $s(t)$, aplicând inversa transformatei Fourier lui $S(\omega)$:

$$s(t) = \mathfrak{F}^{-1} \left\{ \left(\pi \cdot \delta(\omega) + \frac{1}{j\omega} \right) \cdot H(\omega) \right\}. \quad (4.50)$$

Corespunzător, aprecierea comportării transformatorului în regim staționar sinusoidal, se face analizând răspunsul său la semnal de intrare sinusoidal, caz care s-a tratat în paragraful anterior.

4.1.4.2. Analiza în frecvență

Analiza Fourier a mărimilor semnificative

Pentru transformatoarele electrice care sunt sediul unor fenomene deformante datorită histerezei miezului feromagnetic, a neliniarității sarcinii etc. și a unor fenomene tranzitorii, datorită regimului de lucru, adică alimentării cu o tensiune care poate avea chiar forma unui tren de impulsuri, mărimile electrice, tensiune sau curent electric, sunt definite de curbe periodice de formă nesinusoidală, a căror ecuație analitică nu este, în general, cunoscută.

Aceste mărimi, caracteristice transformatorului, pot fi exprimate prin intermediul spectrului lor rezultat în urma descompunerii în serie Fourier. În acest scop trebuie urmată următoarea metodologie:

- 1). se atribuie transformatorului structura modelului;
- 2). se identifică, din teste experimentale, parametrii modelului;
- 3). se efectuează măsurările necesare răspunsului în timp, în acest caz curbele de variație în timp ale mărimilor electrice curent și tensiune primară respectiv secundară, pentru regimurile de funcționare semnificative;
- 4). se simulează răspunsul în timp folosind parametrii estimați la etapa 2;
- 5). se evaluează performanța modelului de transformator prin compararea răspunsului simulat la etapa 4 cu cel măsurat la etapa 3;
- 6). se face analiza Fourier a curbelor obținute prin experimentări și prin simulări. În acest scop se determină coeficienții seriei Fourier a_v , b_v sau c_v , conf. §.4.1.3.2, după cum se admite pentru serie una din formele armonică sau exponențială. Se determină apoi spectrele de amplitudini și frecvență definite la §.4.1.3.3. și dacă este cazul și spectrul de putere. În

continuare se analizează spectrele determinate anterior și se precizează banda de frecvență efectivă și cea de frecvențe utile, conform definiției de la §.4.1.3.3.

Analiza cu funcții de transfer “FT” sau în frecvență

Funcțiile de transfer sunt mărimi complexe care se folosesc pentru aprecierea comportării transformatorului electric cu frecvența. De regulă, pentru orice transformator electric există două grupe de funcții de transfer, una valabilă la frecvențe < 10 kHz și alta valabilă la frecvențe > 10kHz. Deducerea funcțiilor de transfer se face după ce transformatorului electric i se atribuie o structură de model corespunzătoare domeniului de frecvență.

Cele mai semnificative funcții de transfer definite în literatura de specialitate [13] sunt:

Impedanța de intrare (echivalentă) la scurtcircuit:

$$Z_{sc} = \frac{U_{lsc}}{I_1} \Big|_{U_2=0}; \quad (4.51)$$

Modificarea de tensiune la mers în gol:

$$K = \frac{U_{20}}{U_1} \Big|_{I_2=0}; \quad (4.52)$$

unde: I_1 , U_1 ; I_2 , U_2 reprezintă curentul și tensiunea primară, respectiv aceleași mărimi pentru secundar, exprimate în forma complexă, iar U_{lsc} , U_{20} reprezintă tensiunea primară de scurtcircuit respectiv tensiunea secundară de mers în gol.

Impedanța de intrare (echivalentă) la scurtcircuit și modificarea de tensiune la mers în gol pot fi scrise, principial, pentru a putea determina polii și zerourile sistemului, sub forma.

$$F(s) = C \frac{\prod_{h=1}^{w-2n} (1 + \tau_h s) \prod_{i=1}^n (1 + \tau_{i1} s^2 + \tau_{i2} s)}{\prod_{j=1}^{w-2m} (1 + \tau_j s) \prod_{k=1}^m (1 + \tau_{k1} s^2 + \tau_{k2} s)}, \quad (4.53)$$

unde: $s = +j \cdot \omega$, conf. rel.(4.3);

C – factor de câștig; τ - constante de timp.

Caracteristicile de regim staționar și tranzitoriu ale transformatorului sunt corelate cu amplasarea relativă a zerourilor și polilor funcției de transfer. Câștigul C și constantele de timp τ se referă la parametrii unui model de transformator dat, ales. În particular, câștigul C se referă la pierderile active din transformator [13], τ_h și τ_j se referă la parametrii de joasă frecvență ai transformatorului, iar τ_i și τ_k se referă la parametrii de înaltă frecvență ai transformatorului.

Procedura urmată pentru analizarea comportării unui transformator electric în frecvență este următoarea [13]:

1) Se atribuie transformatorului structura modelului și se formulează un set de ecuații ce descriu modelul, apoi se deduc funcțiile de transfer corespunzătoare.

2) Se efectuează măsurările necesare determinării funcției de transfer, în acest caz

impedanța (echivalentă) de intrare la scurtcircuit și modificarea de tensiune la mers în gol.

3) Se identifică constantele de timp ale funcției de transfer prin tehnica comparării curbelor, din metoda celor mai mici pătrate.

4) Se calculează răspunsul în timp folosind constantele de timp estimate și apoi se folosesc datele răspunsului în timp pentru estimarea parametrilor. În acest caz pentru identificarea parametrilor în timp este indicată metoda verosimilității maxime.

5) Se evaluează performanța modelului de transformator identificat anterior, comparând răspunsul simulat cu răspunsul măsurat.

6) Se analizează răspunsul în frecvență analizând valorile amplitudinilor și fazelor funcțiilor de transfer obținute experimental. Analiza constă în reprezentarea și analizarea spectrelor amplitudinilor și fazelor în funcție de frecvență, care sunt de fapt niște funcții discrete de variabilă discretă. Se precizează frecvențele unde apar rezonanțele și antirezonanțele amplitudinilor și frecvențelor și se selectează benzile de frecvență, unde amplitudinile și frecvențele variază în limite restrânse.

Funcția de transfer corespunzătoare impedanței de intrare (echivalente) la scurtcircuit și cea a modificării de tensiune sunt măsurate de un analizor de rețea așa cum este arătat în figura.4.10.

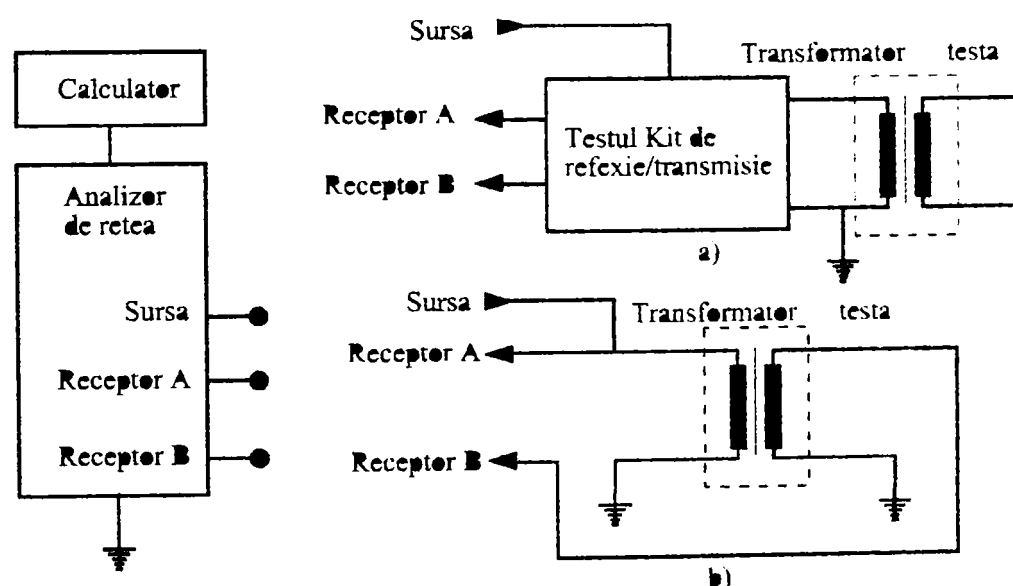


Fig.4.10. Echipament pentru măsurarea funcției de transfer; a) măsurarea impedanței, b)măsurarea modificării de tensiune.

Analizorul de rețea folosește un generator pentru a introduce semnale în înfășurarea transformatorului. Amplitudinea și unghiul de fază al semnalului măsurat ca răspuns la diferite frecvențe sunt achiziționate și stocate în calculator. Modificarea de tensiune este determinată împărțind răspunsul măsurat la ieșire cu valoarea măsurată la intrare. Impedanța complexă este măsurată cu ajutorul testului Kit de reflexie/transmisie.

4.2 Modele propuse pentru analiza comportării transformatoarelor de sudare prin presiune

Problema găsirii unui model cât mai simplu, care să reproducă cu acuratețe comportarea transformatorului, a dus la dezvoltarea de categorii de modele care corespund solicitărilor specifice lui și sunt determinate de alimentarea cu tensiune nesinusoidală de la un comutator static. Prin urmare au rezultat două categorii de modele: modele pentru frecvența industrială și modele (valabile) pentru diferite frecvențe.

4.2.1. Modelul transformatorului de sudare prin presiune la frecvență industrială

4.2.1.1. Modelul fizic al transformatorului de sudare prin presiune

Din punct de vedere al comportării la frecvența industrială de 50Hz, T.S.P. este un transformator monofazat cu două înfășurări care poate fi reprezentat principal printr-un model fizic ca în figura 4.11.

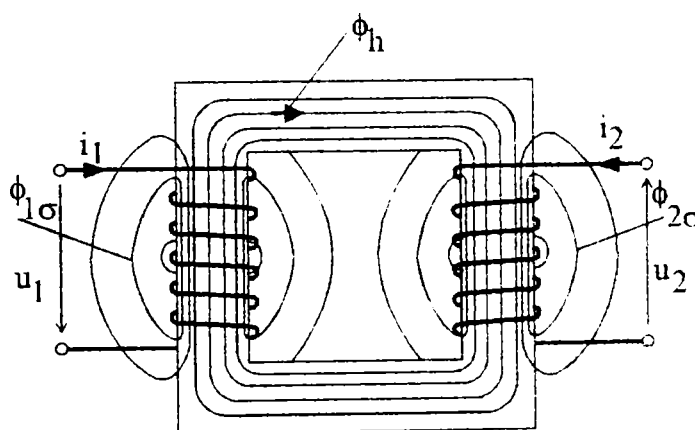


Fig.4.11. Modelul fizic al transformatorului de sudare monofazat.

În figura 4.11. înfășurarea din partea stângă constituie primarul iar cea din partea dreaptă, secundarul.

Notăm pentru înfășurarea primară:

i_1 -curentul electric, u_1 -tensiunea la bornele primare, R_1 -rezistența electrică; L_{11} , L_{11h} , $L_{1\sigma}=L_{11}-L_{11h}$, L_{12} : inductivitatea totală, principală proprie, de dispersie proprie și mutuală; ψ_1 ; ψ_{1h} ; ψ_{1h0} ; $\psi_{1\sigma}=\psi_1-\psi_{1h}$: fluxul total, principal cu și fără pierderi în fier și de dispersie; N_1 - numărul de spire;

Similar, notăm pentru înfășurarea secundară:

i_2 -curentul electric, u_2 -tensiunea la borne; L_{22} , L_{22h} , $L_{2\sigma}$, L_{21} : inductivitatea totală, principală proprie, de dispersie proprie și mutuală; Ψ_2 ; Ψ_{2h} ; Ψ_{2h0} ; $\Psi_{2\sigma} = \Psi_2 - \Psi_{2h}$ fluxul total, principal cu și fără pierderi în fier și de dispersie;

Ecuțiile transformatorului electric cu două înfășurări, când se consideră și pierderile în fier sunt:

$$\begin{aligned} u_1 &= R_1 i_1 + L_{1\sigma} \frac{di_1}{dt} - u_{e1}, \\ u_2 &= -R_2 i_2 - L_{2\sigma} \frac{di_2}{dt} + u_{e2}, \\ N_1 i_{01} &= N_2 i_{02} = N_1 i_1 + N_2 i_2, \end{aligned} \quad (4.54)$$

$$u_{e1} = -K' L_{11h} \frac{di_{01}}{dt} + K'' L_{11h} \frac{d^2 i_{01}}{dt^2},$$

$$N_2 u_{e1} = N_1 u_{e2}.$$

unde K' și K'' sunt coeficienți care, la o frecvență dată, depind de pierderile în fier și de modul de variație a câmpului, iar i_{01} și i_{02} reprezintă curenții totali ai transformatorului reduși la primar, respectiv la secundar, [6].

Acest sistem de ecuații se completează cu ecuația tensiunii la bornele secundare u_2 exprimată în funcție de curentul i_2 și parametrii circuitului de utilizare.

Dacă regimul este staționar, iar curenții și tensiunile variază sinusoidal în timp, ecuațiile transformatorului se scriu în complex astfel.

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{Z}_1 \underline{I}_1 - \underline{U}_{e1}, \\ \underline{U}_{e1} &= -\underline{Z}_{1m} \underline{I}_{01}, \\ \underline{U}_2 &= -\underline{Z}_2 \underline{I}_2 + \underline{U}_{e2}, \\ N_2 \underline{U}_{e1} &= N_1 \underline{U}_{e2}, \\ N_1 \underline{I}_{01} &= N_1 \underline{I}_1 + N_2 \underline{I}_2. \end{aligned} \quad (4.55)$$

4.2.1.2. Modelului tehnic al transformatorului de sudare prin presiune monofazat

Atribuirea unei structuri modelului tehnic al transformatorului se face considerând diferite scheme electrice care să satisfacă sistemul de ecuații (4.55) ale transformatorului.

În continuare se prezintă câteva modele obișnuite care se obțin pe baza ecuațiilor reducerii mărimilor secundare la primar. Se spune că modelul obținut este al unui transformator echivalent care are față de transformatorul real:

- același număr de spire primare;
- raportul de transformare egal cu 1;

- aceleași pierderi de energie în miez și înfășurări;
- aceleași puteri;
- aceleași defazaje între mărimile electromagnetice;
- aceeași energie magnetică;

Astfel, dacă notăm:

$$\underline{U}_2' = K\underline{U}_2; \quad \underline{Z}_2' = K^2\underline{Z}_2; \quad \underline{I}_2' = \underline{I}_2 \frac{1}{K}; \quad (4.56)$$

unde K este raportul de transformare al transformatorului, atunci ecuațiile transformatorului, cu secundarul redus la primar, se scriu:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{Z}_1 \underline{I}_1 - \underline{U}_{e1} \\ \underline{U}_2' &= -\underline{Z}_2' \underline{I}_2' + \underline{U}_{e2}' \\ \underline{U}_{e2}' &= -\underline{Z}_{1m} \underline{I}_{01} \\ \underline{U}_{e1} &= \underline{U}_{e2}' \\ \underline{I}_{01} &= \underline{I}_1 + \underline{I}_2' \end{aligned} \quad (4.57)$$

Ecuția tensiunilor scrisă de-a lungul circuitului de utilizare este:

$$\underline{U}_2' = \underline{I}_2' \underline{Z}_s'$$

Unde \underline{Z}_s' reprezintă impedanța de sarcină redusă la primar, aici egală cu impedanța circuitului exterior \underline{Z}_{ext} definită prin relația (2.2), redusă la primar.

Similar se pot obține modele ale T.S.P. prin reducerea mărimilor primare la secundar.

Modelul în "T"

Corespunzător sistemului de ecuații (4.57), obținut prin reducerea mărimilor secundare la primar, rezultă cel mai utilizat model schematic prezentat în figura 4.12, denumit și modelul în "T" al transformatorului.

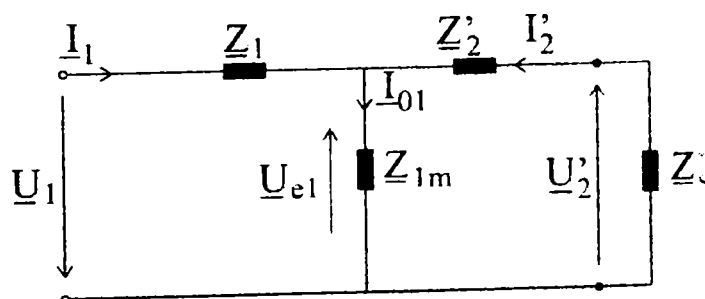


Fig.4.12. Modelul schematic în "T" al transformatorului

Modelul are ca parametri concentrați impedanța primară Z_1 , impedanța de magnetizare Z_{1m} , impedanța secundară redusă la primar Z_2' , respectiv impedanța de sarcină redusă la primar Z_s' .

Conform acestui modelul, transformatorul real poate fi considerat un circuit electric având o impedanță echivalentă \underline{Z}_{e1} după cum rezultă din relația:

$$\underline{U}_1 = \left[\underline{Z}_1 + \frac{\underline{Z}_{lm}(\underline{Z}'_2 + \underline{Z}'_s)}{\underline{Z}_{lm} + \underline{Z}'_2 + \underline{Z}'_s} \right] \underline{I}_1 \quad (4.58)$$

În schema echivalentă în "T" a transformatorului există numai cuplaje galvanice, cuplajele magnetice fiind eliminate. Acest fapt simplifică mult studiul funcționării, ceea ce constituie avantajul utilizării acestui model.

În încheiere trebuie precizat că shema echivalentă în "T" este valabilă numai în regim sinusoidal staționar. Ea poate fi folosită pentru simularea comportării la orice frecvență, prin urmare și la frecvența industrială de 50 Hz (sau 60 Hz).

În cazul reducerii primarului la secundar, se obține un model asemănător celui prezentat în figura 4.12, diferențele care intervin fiind că mărimile primare primesc simbolizarea (') iar cele secundare corespund mărimilor reale. Modelul schematic corespunzător a fost prezentat în figura 3.3.

4.2.1.3. Determinarea parametrilor modelului tehnic în "T" al transformatorului de sudare prin presiune pentru un caz de studiu concret

În acest paragraf se prezintă metoda de determinare a parametrilor pentru un caz concret de studiu al unui TSP, (cu observația că valabilitatea formală a relațiilor este universală). În continuare se prezintă caracteristicile electrice principale, prezentate în cartea tehnică, ale unui transformator care este conceput pentru aplicație pe robot industrial:

Caz de studiu Transformator de sudare prin presiune

Producție:	ICPE-București, România
Denumirea:	TSP 23
Putere convențională (la DA = 50%, T _c = 60 s):	23 kVA;
Tensiunea nominală primară:	380 V;
Tensiunea secundară în gol:	4,3 V;
Frecvența tensiunii:	50 Hz;
Debit normal apă de răcire:	4 l/min;
Presiunea minimă a apei de răcire:	2,5 bar

Determinarea parametrilor longitudinali

Prin parametri longitudinali se înțeleg [12], partea reală și partea imaginară a impedanței de scurtcircuit alcătuită din impedanța primară Z_1 și cea secundară notată \underline{Z}'_2 . Determinarea ei se face prin încercarea la scurtcircuit. Pentru a nu deteriora transformatorul (la încercare), înfășurarea primară se alimentează sub o tensiune redusă.

astfel încât prin înfășurări să se stabilească curenți apropiați de cei nominali. Un astfel de scurtcircuit se numește scurtcircuit de probă.

Ecuțiile (4.57) ale transformatorului particularizate pentru regimul de scurtcircuit se scriu ($U_{1sc} \ll U_{1n}$):

$$\begin{aligned} \underline{U}_{1sc} &= \underline{Z}_1 \underline{I}_1 - \underline{U}_{e1} , \\ 0 &= -\underline{Z}'_2 \underline{I}'_2 + \underline{U}'_{e2} , \\ \underline{U}'_{e2} &= -\underline{Z}_{1m} \cdot \underline{I}_{01sc} , \\ \underline{U}_{e1} &= \underline{U}'_{e2} , \\ \underline{I}_{01sc} &= \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 . \end{aligned} \tag{4.59}$$

În cazul scurtcircuitului de probă curentul I_{01sc} are o valoare de numai câteva procente din cea pe care o are la mersul în gol normal, deci foarte mică. Neglijând acest curent din ecuațiile (4.59) se deduce:

$$\underline{U}_{1sc} = \underline{I}_1 (\underline{Z}_1 + \underline{Z}'_2) = \underline{I}_1 \cdot \underline{Z}_{1sc} , \tag{4.60}$$

ceea ce înseamnă că în regimul de scurtcircuit de probă transformatorul electric se poate echivala cu o bobină (fără miez de fier), de impedanță Z_{1sc} (numită impedanță de scurtcircuit). Modelul corespunzător este prezentat în figura 4.13, unde Z'_2 are semnificația de impedanță secundară redusă la primar.

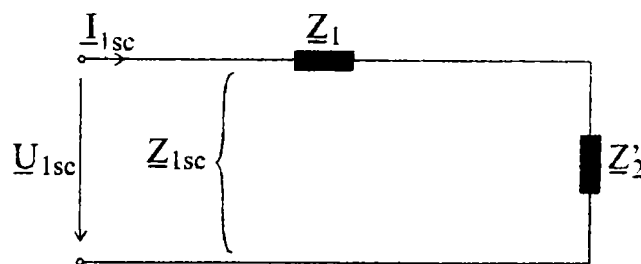


Fig.4.13. Modelul în “T” particularizat pentru regimul de scurtcircuit.

Parametrii corespunzători modelului de scurtcircuit, la reducerea primarului la secundar rezultă simplu prin folosirea raportului de transformare, în mod corespunzător

În urma efectuării probei de scurtcircuit asupra TSP adoptat pentru cazul de studiu, s-au obținut rezultatele prezentate în tabelul 4.1.

Tabelul 4.1.

Rezultatele probei de scurtcircuit

\underline{U}_{1sc} [V]	\underline{I}_{1sc} [A]	P_{sc} [W]
45	42,8	1830

Din această încercare se determină reactanța de scurtcircuit $Z_{1sc} = Z_1 + Z'_2$, (vezi figura 4.15.), și toți parametrii longitudinali ai schemei care inițial nu sunt cunoscuți. Se vor determina în mod concret L_2' , L_1' și se va verifica R_2' astfel:

- se calculează $Z_{1sc} = Z_1 + Z'_2 = \frac{U_{1sc}}{I_{1sc}} = 1,05 \Omega$;
- se calculează $R_{1sc} = R_1 + R'_2 = \frac{P_{1sc}}{I_{1sc}^2} = 0,99 \Omega$,

adică: $R'_2 = R_{1sc} - R_1 = 0,99 - 0,292 = 0,69 \Omega$ Verificarea acestei valori se poate face prin compararea cu valoarea de catalog;

- se calculează $X_{1sc} = \sqrt{Z_{1sc}^2 - R_{1sc}^2} = 0,35 \Omega$,
- se calculează L'_2 și L'_1 presupunând că $X_1 = X'_2$:

$$X'_2 = X_1 = \frac{X_{1sc}}{2} = 0,17 \Omega$$

$$L_1 = L'_2 = \frac{X'_2}{\omega} = \frac{X'_2}{2\pi f} = 541 \mu H .$$

Acești parametri pot fi transpuși pentru situația când primarul este redus la secundar în mod simplu.

Determinarea parametrilor transversali

Prin parametri transversali se înțeleg [12] părțile reale respectiv imaginare ale impedanței de magnetizare Z_{1m} .

Determinarea acestor parametri se face din încercarea la mers în gol.

Dacă parametrii sunt constanți și tensiunea u_1 variază sinusoidal în raport cu timpul, ecuațiile (4.57) particularizate pentru $I_2=0$ devin:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{Z}_1 \underline{I}_{10} - \underline{U}_{e1} , \\ \underline{U}'_{20} &= \underline{U}'_{e2} , \\ \underline{U}_{e1} &= -\underline{Z}_{1m} \underline{I}_{10} , \\ \underline{U}_{e1} &= \underline{U}'_{e2} , \\ \underline{I}_{01} &= \underline{I}_1 = \underline{I}_{10} . \end{aligned} \tag{4.61}$$

Dacă se neglijează $\underline{Z}_1 \underline{I}_{10}$ față de \underline{U}_1 , se poate scrie:

$$K = \frac{U_{e1}}{U_{e2}} = \frac{N_1}{N_2} \cong \frac{U_1}{U_{20}} .$$

În consecință, raportul de transformare K al transformatorului se poate determina din proba de mers în gol, făcând raportul dintre tensiunea măsurată la bornele primare și la cele secundare.

Din ecuațiile scrise se obține:

$$\underline{U}_1 = (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{1m}) \underline{I}_{10} = \underline{Z}_{10} \underline{I}_{10} , \tag{4.62}$$

ceea ce înseamnă că, la mers în gol transformatorul electric poate fi echivalat cu două bobine: o bobină (fără miez de fier) de impedanță Z_1 și a doua (cu miez de fier) de

impedanță Z_{1m} . Suma acestor două impedanțe este impedanța Z_{10} , numită impedanță de mers în gol.

În figura 4.14. se prezintă modelul în T, cu secundarul redus la primar, particularizat pentru mersul în gol:

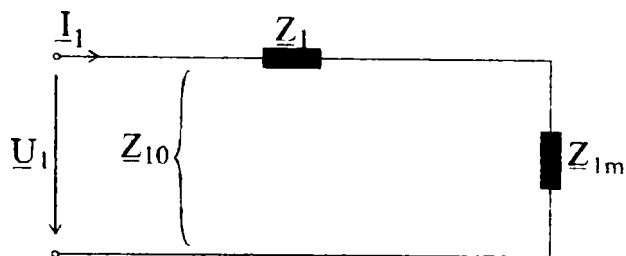


Fig.4.14. Modelul în “T” particularizat pentru mers în gol

Parametrii corespunzători, la reducerea primarului la secundar se pot stabili foarte simplu.

În urma efectuării probei de mers în gol asupra TSP considerat caz de studiu, s-au înregistrat variațiile în timp ale tensiunilor și curentului primar iar rezultatele s-au prezentat în anexa 3. Pentru alimentare cu 380V rezultatele sintetizate sunt prezentate în tabelul 4.2.

Tabelul 4.2

Rezultatele probei de mers în gol

U_{10} [V]	I_{10} [A]	U_{20} [V]	P_{10} [W]
381.5	9.42	4,53	149,3

Cunoscând R_1 și R_2 , din această încercare se determină impedanța de mers în gol $Z_{10} = Z_1 + Z_{1m}$ și parametrii L_1 , R_{1m} și L_{1m} utilizând ecuațiile (4.61) după cum urmează:

- se determină raportul (real) de transformare $K_r = \frac{U_1}{U_{20}} = 84,32$

- se calculează $Z_{10} = \frac{U_{10}}{I_{10}} = 40,49\Omega$;

- se calculează $R_{10} = \frac{P_{10}}{I_{10}^2} = 1,68 \Omega$;

rezultă R_{1m} , X_{10} , X_{1m} ,

Concret pentru TSP avut în vedere:

$$R_{1m} = R_{10} - R_1 = 1,39 \Omega$$

$$X_{10} = \sqrt{Z_{10}^2 - R_{10}^2} = 40,45\Omega$$

Se calculează :

$$X_{1m} = X_{10} - X_1 = 40,45 - 0,17 = 40,28\Omega$$

$$\Rightarrow L_{1m} = \frac{X_{1m}}{\omega} = 0,128H$$

Pe baza relațiilor anterioare se pot determina, în mod simplu, parametrii pentru situația când primarul este redus la secundar.

4.2.1.4. Sinteza metodei pentru studiul pe caz

1) Se atribuie modelului schema echivalentă obținută prin reducerea secundarului la primar, prezentată în figura 4.12, deoarece în cazul transformatorului de sudare prin presiune mărimile primare sunt cel mai ușor accesibile.

2) Se determină parametrii modelului conform §.4.2.1.3.

3) Se prezintă modelul final într-o formă adecvată programelor de simulare și analizei în frecvență, atribuindu-se structura prezentată în figura 4.15

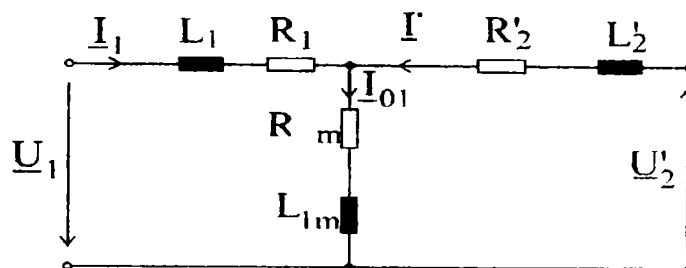


Fig.4.15. Modelul în T pentru transformatorul de sudare prin presiune la frecvență industrială

În acest context, pentru TSP considerat, rezultă parametrii prezentați în tabelul 4.3.

Tabelul 4.3.

Parametrii modelului tehnic în T

L_1 [μH]	R_1 [Ω]	R_{1m} [Ω]	L_{1m} [H]	R_2' [Ω]	L_2' [μH]
541	0,292	1,39	0,128	0,69	541

4.2.2. Modelul transformatorului de sudare prin presiune la diferite frecvențe

4.2.2.1. Modelul schematic general

Atunci când operează la frecvențe relativ joase (<1000,2000Hz), orice transformator electric monofazat poate fi modelat prin inductivități și rezistențe care la rândul lor modelează inductivitățile de dispersie, mutuale, pierderile în înfășurări și pierderile în miezul magnetic. La creșterea frecvenței trebuie luate în considerare și capacitățile proprii ale înfășurărilor (capacitățile dintre spirele înfășurării și cele dintre înfășurări și pământ), întrucât reactanțele capacitive corespunzătoare scad invers proporțional cu frecvența, influențând prin șuntare treptată rezistențele și inductivitățile amintite. Importanța capacităților atunci când transformatorul lucrează la frecvențe înalte este confirmată experimental și de rezonanța și antirezonanța funcțiilor de transfer definite la §.4.1.4.2. În mod particular T.S.P.-urile alimentate prin comutator static sunt supuse și unor armonice de rang superior. Dacă la aceste frecvențe armonice, un semnal de amplitudine mică produce un răspuns al transformatorului

care să-l depășescă cu mult pe cel corespunzător fundamentalei, atunci în transformator apar solicitări mai mari decât cele nominale, care în anumite situații pot produce avarii.

În general, un transformator electric monofazat cu două înfășurări poate fi reprezentat printr-un model schematic prin divizare multiplă a primarului respectiv secundarului, (cu semnificație de galet, spiră sau grup de spire) [13] valabil la diferite frecvențe înalte, ca cel din figura 4.16.

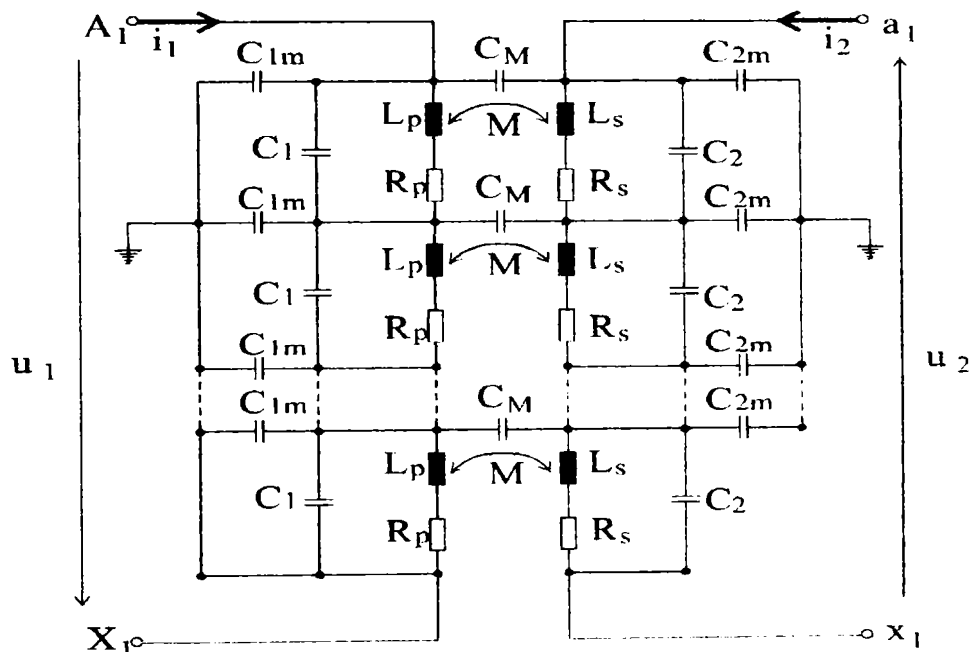


Fig.4.16. Modelul schematic general pentru divizare multiplă a înfășurărilor, al transformatorului electric la diferite frecvențe înalte

- R_p, R_s, L_p, L_s reprezintă rezistențele porțiunilor din înfășurărilor primare și secundare, considerate după divizare, respectiv inductivitățile de dispersie ale aceluiași porțiuni de înfășurări;
- C_1, C_{1m}, C_2, C_{2m} reprezintă capacitatea proprie a porțiunii de înfășurare și cea dintre porțiunea de înfășurare și pământ ale primarului respectiv secundarului;
- C_M reprezintă capacitatea mutuală dintre porțiunile de înfășurare primare și cele secundare
- M reprezintă inductivitatea de cuplaj mutual dintre porțiunile de înfășurare primare și cele secundare.

Analizând figura 4.16, rezultă că parametri concentrați ai transformatorului nu sunt răspunzători decât de una din componentele curentului i_1 respectiv i_2 , celelalte două fiind capacitive, de aceea de aici înainte ele se vor nota cu indicii p respectiv s

4.2.2.2. Modelul transformatorului electric la frecvențe joase

Atribuirea unei structuri modelului se face diferențiat de la caz la caz. În cele ce urmează se vor prezenta trei modele, considerate cele mai potrivite pentru TSP, evidențiind avantajele și dezavantajele lor. Primul este modelul clasic, al doilea este modelul cunoscut în

literatura de specialitate, [14], sub denumirea de 'modelul armonic' și al treilea este un model original alcătuit din elemente de circuit recunoscute de un program specializat de simulare

Modelul clasic

Acest model este destinat studiului comportării în timp și în frecvență.

Structura lui se obține particularizând modelul din figura 4.16. pentru cazul când înfășurările nu sunt divizate, (factorul de divizare este 1), prin eliminarea tuturor capacităților și înlocuirea cuplajului magnetic M cu impedanța de magnetizare compusă din circuitul serie R_m , L_m . Astfel se obține un model identic cu cel valabil la frecvență industrială, cu excepția valorii parametrilor, reprezentat deja în figura 4.16. în care mărimile electrice trebuie reprezentate în valori instantanee. Suplimentar, din motivele indicate anterior și pentru uniformizare cu modelele de înaltă frecvență, parametri concentrați ai primarului și secundarului se vor nota cu indicii p respectiv s .

Acest model se poate folosi la T.S.P. pentru bande înguste de frecvență și tensiune, pentru care se poate dovedi că parametrii transformatorului, care la aceste transformatoare variază practic neliniar cu tensiunea, sunt constanți. Această condiție se poate îndeplini dacă liniarizăm transformatorul pe porțiuni, caz în care parametrii lui se pot considera constanți iar el se poate trata ca un SLIT. Prin urmare acest model este adecvat pentru implementarea tehnicilor matematice de studiu a comportării în timp și în frecvență prezentate la §4.1 4.

Modelul armonic

Acest model este destinat studiului comportării în timp pentru rangurile semnificative ale frecvenței joase și va fi numit în continuare 'modelul armonic'. El este potrivit pentru modelarea armonică a pierderilor putere în înfășurări și în miezul magnetic. Totodată pe baza lui se poate efectua un studiu comparativ al comportării transformatorului la diferite frecvențe aflate în relație armonică.

Modelul armonic este valabil pentru o anumită armonică a tensiunii de alimentare. Dacă această armonică este v , atunci modelul corespunzător este cel prezentat în figura 4.17, [57],[58],[59]... [65]. Se observă că impedanța de magnetizare este modelată de un circuit paralel, R_{mv} , L_{mv} , iar mărimile electrice sunt exprimate ca mărimi complexe deoarece schema se referă la un regim sinusoidal de frecvență fixă, adică staționar.

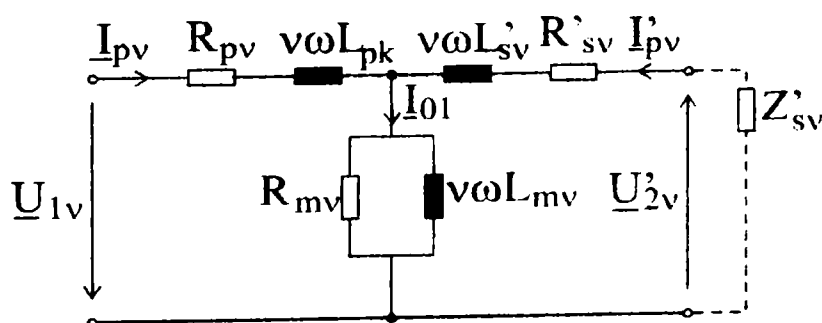


Fig.4.17. Modelul armonic al unui transformator pentru armonica "v"

unde:

- $\omega_v = v \cdot \omega_0$; $\omega_0 = 2\pi f$ reprezintă pulsația fundamentală corespunzătoare la $f = 50\text{Hz}$,
- U_{1v} , U'_{2v} reprezintă a "v"-a armonică a tensiunii de alimentare U_1 , respectiv a "v" armonică a tensiunii secundare U_2 redusă la primar;
- R_{pv} , X_{pv} reprezintă rezistența și reactanța primară corespunzătoare armoniciei v;
- R'_{sv} , X'_{sv} reprezintă rezistența și reactanța secundară corespunzătoare armoniciei "v" reduse la primar;
- R_{mv} , X_{mv} reprezintă rezistența și reactanța miezului magnetic;
- Z'_{extv} reprezintă impedanța de sarcină corespunzătoare armoniciei "v" redusă la primar.

Acest model este adecvat pentru studiul comportării armonice al T.S.P. în timp. Fiind valabil numai pentru anumite valori ale frecvenței, nu permite analiza în frecvență a T.S.P. și acesta este principalul dezavantaj.

Modelul PSPICE

Acest model este destinat studiului răspunsului în timp și în frecvență cu un instrument specializat, software-ul PSPICE. Spre deosebire de modelele clasice prezentate anterior el nu prezintă un cuplaj galvanic între cele 2 înfășurări, ci unul electromagnetic ca cel realizat de miez prin intermediul ciclului de histereză.

Programul PSPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasizes), conceput la Universitatea Berkely California și dezvoltat de Microsim Corporation conține "biblioteci" de rezistențe, inductivități, capacități și cuplaje magnetice între înfășurări, cu care vom alcătui modelul T.S.P. sub forma unei scheme echivalente.

Atribuirea structurii modelului PSPICE

În figura 4.18a se reprezintă schematic circuitul magnetic al unui transformator de sudare prin presiune. Considerând că el este alcătuit din trei părți semnificative, 1-coloana pe care sunt plasate înfășurările și 2,3 -(câte două jumătăți de jug și o coloană lipsită de înfășurări) care reprezintă, în cazul transformatorului electric în manta, din punct de vedere fizic, juguri în sensul: parte de miez care închide circuitul magnetic al coloanei. Fluxurile magnetice care circulă prin ele sunt ϕ_1 , ϕ_2 și respectiv ϕ_3 . Pentru nodul M se poate scrie:

$$\phi_1 = \phi_2 + \phi_3. \quad (4.63)$$

Pentru a alcătui un model general al transformatorului, care să evidențieze pierderile prin histereză pe fiecare porțiune a miezului magnetic, coloană sau jug, vom introduce două transformatoare "de calcul" care să producă 2 fluxuri suplimentare, egale cu ϕ_2 respectiv ϕ_3 dar care să nu modifice ecuația fluxurilor în nodul M. Circuitele magnetice care realizează aceste fluxuri sunt prezentate în figura 4.18b. Ele sunt identice, fiind alcătuite dintr-un miez magnetic de forma și dimensiunile jugului pe care este așezată o înfășurare cu N_c spire prin care circulă un curent, care produce prin sensul său două fluxuri egale dar de sens contrar cu ϕ_2 respectiv ϕ_3 .

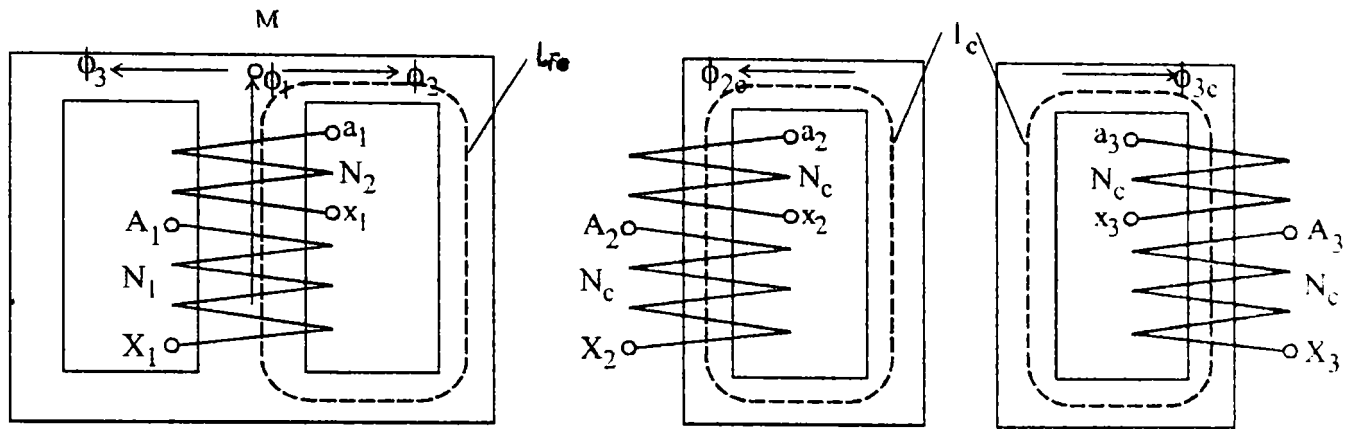


Fig.4.18. Circuitul magnetic la schema echivalentă

a) reprezentarea principală a circuitului magnetic al TSP (în mantă)

b) circuitul magnetic al jugurilor TSP

Corespunzător acestui circuit magnetic, se obține circuitul electric principal din figura 4.19. El este alcătuit din trei transformatoare ale căror înfășurări primare sunt conectate astfel încât să se respecte ecuația fluxurilor (4.63), de unde rezultă că suma tensiunilor electromotoare induse ($u_{e1}-u_{e2c}-u_{e3c}$), (care rezultă derivând relația 4.63), trebuie să fie egală cu zero. Suplimentar, înfășurările primare ale transformatoarelor de calcul s-au conectat astfel încât fluxurile produse ϕ_{2c} și respectiv ϕ_{3c} să aibă sensuri opuse.

În continuare am alcătuit [43], “modelul PSPICE”, prezentat în figura 4.20, care corespunde circuitului electric principal.

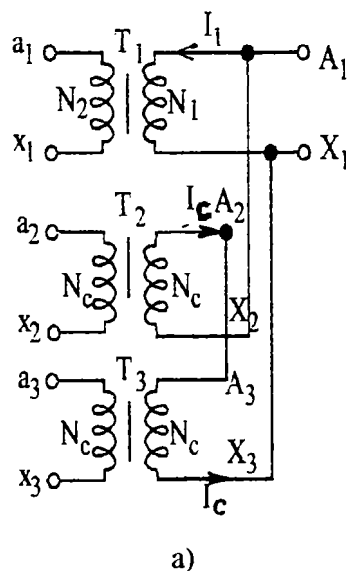


Fig.4.19. Circuitul electric principal

Fig.4.20. Modelul TSP cu elemente de circuit “PSPICE”

Transformatorul T_1 reprezintă transformatorul propriu-zis iar transformatoarele T_2 și T_3 reprezintă transformatoarele de calcul notate în continuare cu T_c , care au raportul de transformare egal cu 1 și numărul de spire N_1 deduse din condițiile impuse anterior.

Mărimile geometrice caracteristice celor două transformatoare s-au notat cu:

l_c , l_{T1} = lungimea liniei de câmp a transformatorului de calcul respectiv a transformatorului propriu-zis, conform figurii 4.19

S_{T2} , S_{T1} = secțiunea miezului transformatorului de calcul respectiv a transformatorului propriu-zis.

În concluzie, pornind de la reprezentarea simplificată din figura 4.19 și utilizând elemente de circuit din PSPICE s-a obținut modelul prezentat în figura 4.20. alcătuit din:

V_1 – o sursă de tensiune sinusoidală, de rezistență R_v și inductivitate L_v ;

T_1 – un transformator cu miez magnetic care modelează transformatorul propriu-zis; el are raportul de transformare N_1/N_2 , rezistențele înfășurărilor primare și secundare R_1 respectiv R_2 și un cuplaj magnetic între înfășurări definit printr-un factor de cuplaj “ K_i ” și prin ciclul de histereză al materialului magnetic;

T_2 , T_3 , (T_c) – două transformatoare de calcul, cu miez magnetic, număr de spire N_1 și raport de transformare egal cu 1 și înfășurările secundare deschise. $R_{2c} = R_{3c} = 100 \text{ M}\Omega$;

Z_{ext} , R_{c2} , R_{c3} – impedanța respectiv rezistența de sarcină care asigură regimul de funcționare al TSP respectiv regimul de mers în gol al transformatoarelor de calcul;

R_5 – rezistență de separație între transformatoarele de calcul, necesară deoarece înfășurările lui T_2 și T_3 intervin doar prin numărul de spire (deci fără rezistență).

Toate cele trei transformatoare sunt caracterizate de un cuplaj magnetic între înfășurări, realizat prin intermediul a două elemente specifice soft-ului PSPICE, și anume:

- factorului de cuplaj “ K_i ” între cele două inductivități (ale înfășurărilor) precizate prin numărul lor de spire;
- o “primitivă a miezului” notată “CORE”, (reprezintă un element de circuit de care dispune PSPICE-ul), care generează ciclul de histereză al miezului magnetic și astfel realizează funcționarea pe caracteristica neliniară reprezentată de ciclul de histereză;

În urma introducerii cuplajului magnetic, modelul PSPICE calculează singur fluxul propriu al fiecărei înfășurări și inductivitatea sa, pe baza modelului Jiles-Atherton [19]. Așa cum s-a precizat, din acest moment înfășurările se înlocuiesc cu numărul de spire.

Explicitând, cu ajutorul declarației “CORE” se generează ciclul de histereză pe baza a 10 parametri, dintre care 4 sunt geometrice iar șase depind de proprietățile materialului. Ei sunt prezentați în tabelul 4.4. Cu ajutorul acestor 10 parametri se formează un model adaptat fiecărui caz concret în parte care ar trebui să aibă ca rezultat generarea unui ciclu de histereză cât mai apropiat de cel măsurat.

Tabelul 4.4.

Parametrii modelului CORE

PARAMETRII		[u.m]	[în lipsă]
AREA	Secțiunea principală a miezului	(cm ²)	0.1
PATH	Lungimea principală a căii ϕ	(cm)	1
GAP	Lungimea efectivă a întrefierului	(cm)	0
PACK	Factorul de împachetare	-	1
MS	Magnetizația de saturație	(A/m)	1E+6
A	Parametrul de energie termică	(A/m)	1E+3
K'	Parametrul de anizotropie al domeniului	(A/m)	500
C	Parametrul de variație al domeniului	-	0.2
ALFA	Parametrul de cuplaj interdomeniu	-	1E-3
GAMA	Parametrul de amortizare al domeniului	(1/s)	∞

În continuare se prezintă un exemplu de cuplaj magnetic definit prin factorul de cuplaj "K1" și primitiva miezului magnetic "CORE" precizat prin forma, sintaxa și parametrii săi:

L1 L2 K1=0,99 <(nume model)>

.MODEL <(nume model)> CORE <(parametrii modelului care depind de material și de dimensiunile sale geometrice și sunt enumerați în tab 4.4.)>

Determinarea parametrilor lor se face [43], [44], prin două metode, după cum urmează:

- automat de către un instrument al lui PSPICE notat PARTS.EXE., din curba de magnetizare a miezului magnetic $B=f(H)$. Pentru aceasta trebuie să cunoaștem materialul utilizat la construcția miezului urmând ca PARTS.EXE să extragă din librăriile existente ale PSPICE ciclul de histereză corespunzător. Apoi din perechile de valori citite pentru B și H PARTS determină valorile parametrilor MS, A, C, K', ALFA, care permit parcurgerea curbei de histereză în cadrul modelului utilizat.
- printr-un proces iterativ de: estimare parametrii-simulare ciclu de histereză-verificare-modificare parametrii-s.a.m.d., prin care utilizatorul crează o curbă de histereză identică cu cea determinată experimental.

În lucrarea de față se va aplica ultima metodă.

Determinarea parametrilor modelului PSPICE

Determinarea parametrilor trebuie făcută pentru fiecare caz particular în parte. Astfel se construiește modelul din figura 4.20 utilizând elemente cunoscute de soft-ul PSPICE și atribuind valori parametrilor lor. În continuare se atribuie valori rezistențelor din circuit, parametrilor sursei de alimentare, factorului de cuplaj magnetic și în final primitivei "CORE" în funcție de geometria circuitului magnetic și ciclul de histereză specific materialului și cazului particular de studiu. Astfel s-a creat o librărie specifică cazului particular de studiu caracterizată prin:

1. Sursa de tensiune

Pentru simularea regimului de mers în gol sau sarcină cu tensiune sinusoidală se alege o sursă de tensiune sinusoidală de rezistență internă R_v și inductivitate L_v de tipul:

$$V_1 \text{ SIN}(0 \ 530 \ 50)$$

$$R_v = 1 \ \Omega, L_v = 0,01 \ \mu\text{H}$$

La simularea regimului de sudare se alege din biblioteca PSPICE o sursă de tensiune comandată în curent care va 'furniza' o tensiune de forma celei reale de alimentare de tipul:

$$\text{VG PULSE}(0 \ 5 \ 0.0013 \ 10\text{V} \ 4\text{M} \ 20\text{M})$$

2. Rezistențe

Pentru rezistențele primară și secundară se iau valorile din catalog sau se determină prin măsurare, iar între T_2 și T_3 se consideră că există o rezistență de separare corespunzătoare conectării între două transformatoare ipotetice. Pentru cazul considerat s-a obținut:

$$R_1 = 0,292 \ \Omega$$

$$R_2 = 89 \ \mu\Omega$$

$$R_3 = 1 \ \text{n}\Omega$$

Pentru impedanțele de sarcină se acceptă valori diferențiate în funcție de regimul de funcționare astfel:

- Pentru transformatorul T_1 se presupune $Z_{\text{ext}} = 100 \ \text{M}\Omega$ (la funcționarea în gol), $10\mu\Omega$ (la funcționarea la scurtcircuit); sau în funcție de circuitul exterior (la sudare).

- Pentru transformatoarele de calcul T_2, T_3 se presupune că funcționează în gol, prin urmare: $R_{c2}, R_{c3} = 100 \ \text{M}\Omega$

3. Factorul de cuplaj și primitiva miezului magnetic "CORE"

Factorul de cuplaj magnetic K_1, K_2, K_3 pentru toate transformatoarele se presupune ca fiind 0,99.

Înfășurările între care se realizează cuplajul sunt reprezentate prin numărul de spire astfel: $L_1=176; L_2=2; L_3=L_4=L_5=L_6=176$

Pentru primitiva miezului se alege modelul notat "ICPE", pentru care trebuie precizat ciclul de histereză.

Crearea ciclului de histereză se face atribuind valori parametrilor cuplajului "CORE" în urma unui proces iterativ de verificare-modificare, prin care se generează un ciclu identic cu cel determinat experimental.

Astfel pentru transformatorul T_1 se obține:

$$K1 \ L1 \ L2 \ 0,99 \ \text{ICPE}$$

.model ICPE CORE (AREA= 53,5; PATH = 28,5; GAP=0,0030; PACK=0,97, MS =1,68E6; ALPHA =3,5E-4; A =850; C = 0,4; K' = 300)

iar pentru transformatoarele T_2 și T_3 se modifică doar parametrii geometrici.

Pe baza unei astfel de "declarații" soft-ul PSPICE generează singur ciclul de histereză și calculează fluxul principal și inductivitățile înfășurărilor.

4.2.2.3. Analiza TSP la frecvențe joase

Analiza spectrală a mărimilor din TSP la frecvențe joase

Analiza spectrală a mărimilor din TSP prezentată în §.4.1.4.2., este utilă deoarece curenții și tensiunile din T.S.P. sunt nesinusoidali și se pot descompune în serie Fourier (până la a 40-a componentă), în componente armonice. Acestea produc pierderi suplimentare care conduc la reducerea duratei de viață și a fiabilității T.S.P.

În scopul efectuării acestei analize se determină experimental curbele de variație în timp ale mărimilor caracteristice transformatorului: u_1 , i_1 , u_2 și i_2 pentru mers în gol, și sudare. În continuare se procedează diferențiat după modelul ales, astfel pentru modelul clasic și modelul PSPICE se analizează spectrele amplitudinilor și fazelor acestor mărimi, iar pentru modelul armonic se efectuează modelarea armonică a pierderilor de energie în înfășurări și în miez pentru fiecare frecvență armonică în parte.

Analiza spectrală efectuată pe baza modelului clasic și PSPICE

După determinarea experimentală a curbelor de variație în timp ale mărimilor caracteristice transformatorului se efectuează analiza Fourier pentru fiecare mărime electrică în parte, tensiune primară, secundară și curent primar și secundar în trei regimuri: de mers în gol, de sudare cu tensiune sinusoidală și de sudare cu tensiune comandată în curent. Suplimentar, se determină spectrele puterii active și ale altor mărimi care se consideră că prezintă importanță în cazul concret studiat.

În această etapă, în scopul extinderii analizei la modelul armonic, se pot determina și parametrii longitudinali și transversali ai modelului schematic pentru fiecare frecvență armonică în parte.

Analiza spectrală efectuată pe baza modelului armonic.

Această analiză are ca scop determinarea pierderilor de energie activă în înfășurări și în miezul magnetic pentru fiecare frecvență armonică în parte, numită pe scurt modelarea armonică a pierderilor de energie.

Modelarea armonică a fost introdusă deoarece s-a observat că armonicile tensiunii primare produc armonici ale curentului primar și secundar, care duc la apariția de pierderi prin armonicile de curenți și de fluxuri ce intervin. Apariția de armonici ale fluxului produce armonici ale tensiunii de ieșire și pierderi suplimentare în miezul de fier care se traduc prin creșterea rezistenței de magnetizare R_m .

Determinarea parametrilor concentrați din figura 4.17 se face, așa cum s-a arătat în etapa anterioară, pentru rangurile semnificative ale frecvenței.

Pentru a calcula pierderile de putere activă din înfășurări pentru a "v"-a armonică se utilizează relația [18]

$$W_{Cuv} = |U_{1v}|^2 \cdot \frac{R_{pv} + R_{sv}}{|Z_v|^2} \quad (4.64)$$

$$\text{unde: } |Z_v|^2 = \sqrt{(R_{pv} + R'_{sv} + R'_{extv})^2 + (\omega L_0)^2 \cdot (L_{pv} + L'_{sv} + L'_{extv})^2}$$

Pentru a calcula pierderile în miezul magnetic pentru a "v"-a armonică, care constau din pierderi datorate histerezei și pierderi datorate curenților turbionari, se utilizează relația [15]:

$$W_{Fev} = \left\{ \sigma \left(\frac{vf}{100} \right) K_m^2 + \varepsilon \left(\frac{vf}{100} \right) K_h \right\} \left(\frac{B_{maxv}^2}{1} \right) \quad (4.65)$$

unde: K_m , K_h – coeficienți de pierderi (care indică micșorarea inducției maxime) prin histereză magnetică, respectiv prin curenți turbionari;

σ , ε reprezintă constante ale proceselor de histereză respectiv de curenți turbionari, care depind de structura și compoziția tolei;

B_{maxk} – inducția maximă corespunzătoare armonicii "v" a tensiunii U_1 .

Analiza în frecvență a TSP ca sistem la frecvențe joase

Procedura urmată pentru analiza în frecvență a transformatorului respectă etapele precizate la §.4.1.4.2. Prin urmare această procedură poate fi aplicată doar modelului clasic.

Se atribuie modelului structura din figura 4.15., cu observațiile că: 1).parametrii vor purta indicele p sau s după cum se referă la primar, respectiv secundar, 2) toate mărimile apar în formă instantanee 2). se acceptă atât în primar cât și în secundar asocierea sensurilor pozitive corespunzătoare receptorului (deci u_2 va reprezenta $-u_2$). Apoi se deduc cele două funcții de transfer semnificative[13], și anume, impedanța (echivalentă) de intrare la scurtcircuit Z_{sc} , respectiv modificarea de tensiune la mers în gol, K , definite prin relațiile (4.51) respectiv (4.52).

Se formulează sistemul de ecuații diferențiale pentru modelul de joasă frecvență:

$$\begin{aligned} u_1 &= (R_p + R_m)i_1 + (L_p + L_m) \frac{di_1}{dt} + R_m i_2 + L_m \frac{di_2}{dt} , \\ u_2 &= (R_s + R_m)i_2 + (L_s + L_m) \frac{di_2}{dt} + R_m i_1 + L_m \frac{di_1}{dt} . \end{aligned} \quad (4.66)$$

Impedanța (echivalentă) de intrare la scurtcircuit și funcția de transfer a modificării de tensiune la mers în gol, pentru joasă frecvență se deduc sub forma [13]:

$$\frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} \Big|_{U_2=0} = K_Z \frac{(1 + T_1s)(1 + T_2s)}{(1 + T_3s)} , \quad (4.67)$$

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} \Big|_{i_2=0} = K_G \frac{(1 + F_1s)}{(1 + F_4s)} , \quad (4.68)$$

unde s-a notat: $K_G = \frac{R_m}{R_p + R_m}$ iar $s=j\omega$.

$$K_Z = \frac{RR}{R_m + R_s}; T_3 = \frac{L_m + L_s}{R_s + R_m}; F_1 = \frac{L_m}{R_m}; F_4 = \frac{L_m + L_p}{R_m + R_p}; T_1 T_2 = \frac{LL}{RR}; T_1 + T_2 = \frac{LR}{RR};$$

iar: $LL = L_m L_p + L_s L_p + L_m L_s$;

$RR = R_m R_s + R_s R_p + R_m R_p$;

$LR = R_p L_m + R_p L_s + L_p R_m + L_p R_s + R_m L_s + R_s L_m$;

În continuare se efectuează măsurătorile necesare răspunsului în frecvență și apoi se evaluează performanțele modelului atribuit comparând răspunsul simulat cu cel estimat.

Analiza TSP în timp la frecvențe joase

Analiza în timp se face analizând răspunsul în timp al TSP la semnal de intrare treaptă. În acest scop se determină, utilizând modelul clasic sau armonic, conform metodei de la §4.1.4.1., expresia răspunsului indicial al transformatorului la tensiune de intrare treaptă unitară. Același răspuns poate fi obținut prin simulare cu ajutorul modelului PSPICE.

4.2.2.4. Modelul transformatorului electric la frecvențe înalte

Dacă în cazul de studiu se întâlnesc armonici semnificative, până la rangul 100, sau dacă la capătul superior al benzii de frecvență pentru care s-a efectuat studiul se constată că utilizarea unuia dintre modelele de joasă frecvență și metodei aferente ei duce la creșterea erorilor, atunci trebuie luate în considerare cuplajul dintre înfășurări și capacitățile de pierdere.

Structura și parametrii modelului la frecvențe înalte

Modelul transformatorului la frecvențe înalte se obține particularizând schema din figura 4.16. pentru cazul unui transformator monofazat cu o înfășurare primară și secundară nedivizate și este prezentat în figura 4.21.

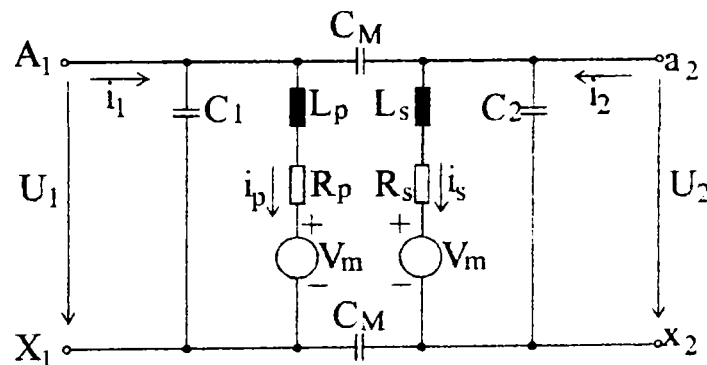


Fig.4.21. Modelul schematic al unui transformator la frecvențe înalte.

Datorită capacităților C_M dintre înfășurări, parametrii de magnetizare și pierderile în miezul magnetic s-au reprezentat printr-o sursă de tensiune controlată în curent V_m [13].

$$V_m = R_m(i_1 + i_2) + L_m \frac{d(i_1 + i_2)}{dt} \quad (4.69)$$

Inductivitățile de dispersie, rezistența tolei, impedanța (echivalentă) de magnetizare și rezistența de pierderi în miez pentru modelul de înaltă frecvență sunt presupuse a fi aceleași ca și cele pentru modelul de joasă frecvență. Ceilalți parametrii se determină [13] după teste experimentale urmate de aplicarea unor metode matematice speciale.

Analiza TSP la frecvențe înalte

Analiza în frecvență

Procedura urmată pentru analiza în frecvență a transformatorului urmează etapele precizate la §.4.1.4.2.

Se atribuie modelului structura din figura 4.21, apoi se deduc cele două funcții de transfer semnificative [13], și anume, impedanța (echivalentă) de intrare la scurtcircuit Z_{sc} , respectiv modificarea de tensiune la mers în gol, K , definite prin relațiile (4.51) respectiv (4.52).

Se formulează sistemul de ecuații diferențiale pentru modelul de înaltă frecvență:

$$\begin{aligned} u_1 &= R_p i_p + L_p \frac{di_p}{dt} + V_m, \\ u_2 &= R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + V_m, \\ i_1 &= C_1 \frac{du_1}{dt} + i_p + C_M \frac{du_{M1}}{dt}, \\ i_2 &= C_2 \frac{du_2}{dt} + i_s - C_M \frac{du_{M1}}{dt}, \\ i_1 &= C_1 \frac{du_1}{dt} + i_p + C_M \frac{du_{M2}}{dt}, \\ i_2 &= C_2 \frac{du_2}{dt} + i_s - C_M \frac{du_{M2}}{dt}, \\ u_1 &= u_{M1} + u_2 + u_{M2}. \end{aligned} \quad (4.70)$$

Se deduc apoi expresiile funcțiilor de transfer ale impedanței (echivalente) de intrare la scurtcircuit și ale modificării de tensiune la mers în gol, [13]:

$$\left. \frac{U_2}{I_1} \right|_{U_2=0} = K_Z \frac{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)}{(1 + T_3 s)(1 + T_4 s^2 + T_5 s)} \quad (4.71)$$

$$\left. \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} \right|_{i_2=0} = K_G \frac{(1 + F_1 s)(1 + F_2 s^2 + F_3 s)}{(1 + F_4 s)(1 + F_5 s^2 + F_6 s)} . \quad (4.72)$$

Relațiile de legătură dintre constantele de timp și parametrii modelului sunt următoarele [13]:

$$\begin{aligned} T_3 T_4 &= \frac{C_{e1} L L}{R_s + R_m} ; \quad F_1 F_3 + F_2 = \frac{C_M R L}{2 R_m} ; \quad T_3 T_5 + T_4 = \frac{C_{e1} R L}{R_s + R_m} ; \\ F_1 + F_3 &= \frac{C_M R R + 2 L_m}{2 R_m} ; \quad T_3 + T_5 = \frac{C_{e1} R R + L_s + L_m}{R_s + R_m} ; \quad F_4 F_5 = \frac{C_{e2} L L}{R_p + R_m} ; \\ F_1 F_2 &= \frac{C_M L L}{2 R_m} ; \quad F_4 + F_6 = \frac{C_{e2} R R + L_p + L_m}{2 R_m} ; \quad F_6 F_4 + F_5 = \frac{C_{e2} L R}{R_p + R_m} ; \end{aligned}$$

$$\text{iar: } C_{e1} = C_1 + \frac{C_M}{2} ; \quad C_{e2} = C_2 + \frac{C_M}{2} .$$

În continuare se efectuează măsurătorile necesare răspunsului în frecvență și apoi se evaluează performanțele modelului atribuit comparând răspunsul simulat cu cel estimat.

Analiza în timp

Analiza în timp se poate face după determinarea expresiilor funcțiilor de transfer efectuată la §4.2.2.4., prin transformarea funcțiilor de transfer care apreciază răspunsul în frecvență într-un sistem de ecuații de reprezentare în spațiul stărilor de timp. Astfel, exprimând funcția de transfer în funcție de timp în forma următoare:

$$F(s) = \frac{b_0 s^k + b_1 s^{k-1} + \dots + b_k}{a_0^k + a_1 s^{k-1} + \dots + a_k} , \quad (4.73)$$

se obține următorul [16] sistem de ecuații pentru reprezentare în timp:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu , \\ y &= Cx + Du , \end{aligned} \quad (4.74)$$

unde A,B,C,D, sunt matrici dependente de coeficienții a_i , b_i , cu $i=0,k$;

iar x,y,u sunt funcții de timp și anume: mărimea de stare, mărimea de ieșire și respectiv mărimea de intrare.

Ambele ecuații din sistemul (4.74) se numesc ecuații de stare și în mod particular a doua se numește ecuație de ieșire [20].

Pe baza sistemului de ecuații de stare se poate alcătui modelul matematic sistemic "MMSI" [16], al transformatorului. De aceea trebuie precizat că această transformare este utilizată și la modelele de joasă frecvență dacă se dorește deducerea modelului matematic

4.3. Concluzii

În acest capitol s-au sintetizat tehnicile matematice de studiu ale semnalelor care se pot aplica transformatoarelor electrice în general și celor de sudare în particular. S-a precizat faptul că, cel mai adesea, mărimile din transformator au forma semnalului exponențial, exponențial neatenuat sau exponențial complex. În mod concret, mărimile din transformator sunt fie sinusoidale sau cosinusoidale, caz în care se tratează ca parte imaginară respectiv reală a exponențialei neatenuată, rel.(4.7), (4.8), fie periodice nesinusoidale, caz în care se tratează ca o sumă de semnale exponențiale cu exponent complex și frecvențe în relație armonică care are ca rezultat tot un semnal periodic , rel. (4.14).

S-au precizat condițiile în care un transformator poate fi considerat un sistem liniar, invariant în timp, astfel încât să i se poată aplica teoria analizei în timp și în frecvență.

Analiza în timp se face prin determinarea și analiza răspunsului său la semnal de intrare treaptă unitară sau sinusoidal deoarece astfel se obțin informații asupra stabilității transformatorului în regim tranzitoriu respectiv asupra regimului sinusoidal staționar care reprezintă cel mai frecvent caz de funcționare.

Pentru aprecierea comportării transformatorului în regim tranzitoriu se face analiza răspunsului său la semnal de intrare treaptă. În acest scop se determină expresia răspunsului în frecvență $S(\omega)$ al transformatorului la tensiune de intrare de formă treaptă notată $\sigma(t)$ iar răspunsul în timp se calculează aplicând lui $S(\omega)$ inversa transformatei Fourier. Pentru aprecierea comportării transformatorului în regim staționar se procedează similar cu observația că la intrarea transformatorului se aplică o tensiune sinusoidală.

Analiza în frecvență se face prin analiza mărimilor caracteristice transformatorului sau prin analiza transformatorului ca sistem.

Pentru a analiza mărimile caracteristice transformatorului se efectuează analiza spectrală a lor ,rezultată în urma descompunerii lor în serie Fourier. Acest spectru constă în:

- *spectrul de amplitudini* obținut prin reprezentarea modulului coeficienților seriei Fourier în funcție de frecvență, $A_k=f(k\omega_0)$ sau $|c_k| = f(k\omega_0)$
- *spectrul de fază* obținut prin reprezentarea fazei componentelor seriei Fourier în funcție de frecvență $\varphi_k=f(\omega)$ sau $c_k=f(\omega)$
- *spectrul de putere* obținut prin reprezentarea puterii pe diferitele componente spectrale $A_k^2/2=f(k\omega_0)$ sau $|c_k|^2/2= f(k\omega_0)$

Pentru a analiza transformatorul ca sistem se efectuează analiza spectrală a funcției de transfer a transformatorului. Funcția de transfer este prin definiție transformata Fourier a răspunsului la impuls unitar $h(t)$. Ea se mai numește “răspunsul în frecvență al transformatorului” și se notează $H(\omega)=\mathfrak{F}\{h(t)\}$. Operația de calcul a funcției de transfer este foarte dificilă și de aceea ea se înlocuiește cu determinarea spectrului său, care constă în:

- *spectrul modulului* funcției de transfer, $|H(\omega)|$, sau pur și simplu caracteristica de modul sau de frecvență.

- *spectrul fazei* funcției de transfer, $\phi(\omega)$, sau pur și simplu caracteristica de fază.
- *spectrul puterilor*.

Pentru analiza în frecvență s-a elaborat o metodă, aplicabilă la studiul pe caz, care are la bază atribuirea unui model pentru TSP. Totodată, s-au prezentat cele mai semnificative funcții de transfer utilizate la TSP.

Apoi s-a pus problema găsirii unui model cât mai simplu [22], [23], [24], care să reproducă cu acuratețe comportarea transformatorului și să corespundă solicitărilor specifice lui determinate de alimentarea cu tensiune nesinusoidală. Au rezultat astfel două categorii de modele: modele pentru frecvența industrială și modele pentru diferite frecvențe.

Pentru frecvența industrială s-au prezentat modelele reprezentate de schema clasică în T. Apoi i s-a atribuit TSP-ului care reprezintă cazul de studiu, §4.2.1.3.1., structura modelului în T și s-au efectuat încercări experimentale în urma cărora s-au determinat valorile parametrilor săi.

Pentru diferite frecvențe s-au obținut două categorii de modele prin particularizarea modelului schematic general, figura 4.16, la frecvențe joase și frecvențe înalte. Astfel pentru frecvență joasă s-au propus trei modele și anume modelul clasic figura 4.17., modelul armonic figura 4.18 și modelul PSPICE figura 4.20. Apoi i s-a atribuit TSP-ului studiat structura modelului PSPICE și i s-au determinat valorile parametrilor. S-a precizat în ce constă, la joasă frecvență, utilitatea și etapele de efectuare a analizei în timp și în frecvență. Pentru înaltă frecvență s-a propus un model pentru transformator, (figura 4.21), și s-au prezentat etapele de efectuare a analizelor în frecvență și în timp prin realizarea trecerii de la reprezentarea în frecvență la reprezentarea în spațiul stărilor de timp, conform rel. (4.70), (4.71).

CAP.5

ANALIZA POSIBILITĂȚILOR DE EVALUARE A COMPORTĂRII TSP

Introducere

În acest capitol se vor analiza posibilitățile de evaluare a comportării TSP utilizând două dintre modelele propuse în cap.4, selectate astfel încât să acopere o mare diversitate de condiții de lucru. Astfel, se va evalua, pe de o parte, comportarea transformatorului în fiecare regim de funcționare, mers în gol., scurtcircuit și sudare pentru a păstra caracterul general aplicabil al modelării și, pe de altă parte, se va investiga capacitatea de evaluare a comportării transformatorului ca parte componentă a mașinii de sudare care-l conține pentru a putea particulariza modelarea la cazul concret al unui regim real de sudare.

Modelele selectate pentru evaluarea comportării TSP sunt modelul clasic în T, prezentat în figura 4.18 și modelul PSPICE prezentat în figura 4.20b. În cele ce urmează se prezintă pe rând posibilitățile de evaluare ale fiecăruia.

Utilizând modelul clasic în T se efectuează modelarea regimurilor de funcționare ale transformatorului pe baza analizei comparate a răspunsului în frecvență și în timp, așa cum au fost definite la cap.4, pentru fiecare regim în parte. Apoi se fac aprecieri asupra calității simulării și capacității de a modela funcționarea TSP inclus în mașina de sudare.

Utilizând modelul PSPICE se efectuează modelarea regimului de mers în gol, care rezultă după etapa de atribuire a valorilor parametrilor. Se fac aprecieri asupra calității modelului și se propune o metodă de cuantificare a preciziei simulării, apoi asupra capacității modelului de a estima alte regimuri de funcționare ale transformatorului și regimul de sudare concret la care va fi supus.

În final se prezintă comparativ posibilitățile fiecărui model de a evalua un anumit regim, analizând complexitatea, performanțele și limitele fiecăruia, și se propune un model pentru efectuarea analizei comportării sistemului de sudare care înglobează transformatorul.

5.1. Posibilitățile modelului clasic de a evalua comportarea TSP

Modelul clasic în T este dedus pe baza ecuațiilor scrise pentru modelul fizic și, așa cum se poate observa în figura 4.18., este alcătuit dintr-un singur circuit electric. Ca atare, utilizând acest model se poate efectua analiza în frecvență și analiza în timp, așa cum au fost definite la §4.1.4.1 respectiv §4.1.4.2., deoarece lui i se pot aplica teoremele circuitului electric pentru a obține expresiile analitice ale mărimilor necesare analizei.

Importanța analizei în frecvență rezultă din faptul că transformatorul SP fiind alimentat cu tensiune periodică nesinusoidală, care prezintă aproximativ 40 de armonici semnificative, suferă și solicitări suplimentare pentru fiecare frecvență armonică în parte. Dacă în banda frecvențelor utile (care cuprinde toate frecvențele armonice semnificative) apar rezonanțe, atunci transformatorul poate deveni sediul unor suprasolicitări distructive care nu pot fi apreciate sau anticipate în urma analizei clasice a variației în timp a mărimilor electromagnetice decât rareori și prin intermediul unor calcule laborioase.

Analiza în frecvență se face, așa cum s-a arătat la §.4.1.4.b. atribuind un model transformatorului și determinând expresia funcției de transfer. Tehnica de estimare a solicitărilor constă în analiza spectrală a funcției de transfer urmată de interpretarea pe caz a concluziilor.

Importanța analizei în timp constă în faptul că pe baza ei se poate aprecia comportarea în regim tranzitoriu și în regim staționar. Tehnica de estimare a solicitărilor constă în analiza variației în timp a unei mărimi considerate semnificative pentru transformator atunci când la intrarea lui se aplică un semnal a cărei variație este cunoscută (treaptă unitară, sinusoidal, periodic nesinusoidală).

Analiza în timp se face abia după determinarea funcției de transfer corespunzătoare răspunsului în frecvență prin parcurgerea următoarelor etape:

-determinarea răspunsului în timp al transformatorului de SP la tensiune de intrare treaptă $\sigma(t)$, numit și răspuns indicial, pe baza căruia se va stabili comportarea în regim tranzitoriu și se va putea aprecia stabilitatea.

-reprezentarea TSP printr-o schemă alcătuită din diagrame bloc, numită Modelul Matematic Sistemic și notată MMSI, prin trecerea de la reprezentarea în frecvență la reprezentarea în domeniul stărilor de timp, conform §.4.2.2.4., ceea ce va permite exprimarea unei mărimi de ieșire în funcție de tensiunea de alimentare, prin intermediul altor (1, 2) mărimi, numite mărimi de stare. Sistemul de ecuații, astfel obținut, conține două sau trei ecuații de stare, dintre care una se numește ecuație de ieșire și permite determinarea mărimii de stare și de ieșire.

Sintetizând, pentru fiecare regim de funcționare, gol, scurtcircuit, sarcină, vor fi parcurse succesiv următoarele etape:

- stabilirea funcției de transfer semnificative;
- deducerea expresiei funcției de transfer;
- analiza spectrală a funcției de transfer și modelarea comportării în frecvență prin reprezentarea diagramelor Bode ale amplitudinii (în vederea analizei în timp) și a fazei;
- determinarea expresiei răspunsului TSP, care are funcția de transfer determinată anterior, la semnal de intrare treaptă $\sigma(t)$, numit și răspuns indicial, prin calcularea inversei transformatei Fourier a funcției de frecvență $S(\omega)$ obținute la ieșirea lui și modelarea comportării în timp la semnal de intrare treaptă;

- trecerea de la reprezentarea în frecvență cu funcții de transfer la reprezentarea în domeniul stărilor de timp printr-un sistem de două ecuații exprimat prin funcții de timp;

Pentru a deduce parametrii funcției de transfer s-au făcut determinări experimentale la scurtcircuit de probă și la mers în gol pentru diferite valori ale tensiunii de alimentare [67],[68],[69],[70]. Rezultatele obținute au fost utilizate pentru calculul parametrilor transversali și longitudinali ai transformatorului și sunt prezentate alături de valorile acestor parametri în §4.2.1.3 și respectiv în anexa 3. În cele ce urmează, parametrii funcției de transfer s-au exprimat în funcție de parametrii transformatorului iar calcularea lor s-a făcut în programul matematic “MATHCAD 6.0” [9].

5.1.1. Modelarea regimului de mers în gol

Pentru acest regim se consideră ca funcții de transfer a) modificarea de tensiune la mers în gol \underline{K} și b) admitanța (echivalentă) de intrare la mers în gol \underline{Y} .

5.1.1.1. Modificarea de tensiune la mers în gol

Deducerea expresiei modificării de tensiune la mers în gol \underline{K}

Având în vedere sistemul de ecuații (4.64) atașat modelului clasic din figura 4.16 s-a determinat pentru funcția de transfer următoarea expresie:

$$S(\omega) = \mathfrak{F}\{\sigma(t)\} \cdot K(\omega) = \left(\pi\delta(\omega) + \frac{1}{j\omega} \right) K_{im} \frac{1 + F_4 \cdot j\omega}{1 + F_1 \cdot j\omega},$$

$$\underline{K} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} \Big|_{I_2=0} = \frac{I_1(s)[R_m + s \cdot L_m]}{(R_p + R_m)I_1(s) + s \cdot (L_p + L_m)I_1(s)} = \frac{R_m \left(1 + \frac{L_m}{R_m} s \right)}{(R_p + R_m) \left(1 + \frac{L_p + L_m}{R_p + R_m} s \right)}$$

$$\Rightarrow \underline{K} = K_{im} \frac{1 + F_4 s}{1 + F_1 s} \quad (5.1)$$

unde $s = j\omega$, iar $K_{im} = \frac{R_m}{R_p + R_m}$; $F_4 = \frac{L_m}{R_m}$; $F_1 = \frac{L_p + L_m}{R_p + R_m}$.

Analiza spectrală a modificării de tensiune la mers în gol.

Pentru analiza în frecvență se reprezintă diagramele spectrale ale modificării de tensiune la mers în gol și anume diagrama modulului $|\underline{K}|=f(\omega)$ și a fazei $\arg \underline{K}=f(\omega)$ pentru un TSP dat drept caz de studiu la §.4.2.1.3. Parametrii K_{im} , F_1 , F_4 se determină din mărimile nominale de catalog și din rezultatele încercărilor de mers în gol și scurtcircuit.

Spectrul modulului se reprezintă sub forma diagramei Bode, obținute prin logaritmare rel.(5.1), deoarece transformă produsele în sume:

$$20 \log |\underline{K}| = 20 \log K_{im} + 20 \log |1 + F_4 \cdot j\omega| - 20 \log |1 + F_1 \cdot j\omega| \Rightarrow$$

$$\Rightarrow 20 \log |\underline{K}| = 20 \log K_{im} + 20 \log \sqrt{1 + (F_4 \cdot \omega)^2} - 20 \log \sqrt{1 + (F_1 \cdot \omega)^2} \quad (5.2)$$

Se calculează răspunsul în timp $uu_2(t)$ aplicând inversa transformatei Fourier lui $S(\omega)$:

$$\begin{aligned} uu_2(t) &= \mathfrak{F}^{-1} \left\{ \pi \cdot 1 \cdot K_{1m} + K_{1m} \cdot \frac{1}{j\omega} \cdot \frac{1 + F_4 j\omega}{1 + F_1 j\omega} \right\} = \\ &= \mathfrak{F}^{-1} \left\{ \pi \cdot K_{1m} + \frac{F_4}{F_1} K_{1m} \cdot \frac{1}{j\omega} \cdot \frac{\frac{1}{F_4} + j\omega}{\frac{1}{F_1} + j\omega} \right\}. \end{aligned} \quad (5.4)$$

Exprimăm

$$\alpha(\omega) = \frac{1}{j\omega} \cdot \frac{\frac{1}{F_4} + j\omega}{\frac{1}{F_1} + j\omega} = \frac{A}{j\omega} + \frac{B}{\frac{1}{F_1} + j\omega}, \quad (5.5)$$

unde

$$A = \alpha(\omega) \cdot j\omega \Big|_{j\omega=0} = \frac{\frac{1}{F_4} + j\omega}{\frac{1}{F_1} + j\omega} \Big|_{j\omega=0} = \frac{F_1}{F_4}, \quad (5.6)$$

$$B = \alpha(\omega) \cdot \left(\frac{1}{F_4} + j\omega \right) \Big|_{j\omega = -\frac{1}{F_1}} = \frac{1}{j\omega} \cdot \left(\frac{1}{F_4} + j\omega \right) \Big|_{j\omega = -\frac{1}{F_1}} = \frac{F_4 - F_1}{F_4}.$$

Înlocuind $\alpha(\omega)$ în (5.4) rezultă:

$$\begin{aligned} uu_2(t) &= \mathfrak{F}^{-1} \left\{ \pi \cdot K_{1m} + \frac{F_4}{F_1} K_{1m} \left(\frac{A}{j\omega} + \frac{B}{\frac{1}{F_1} + j\omega} \right) \right\} = \\ &= \pi \cdot K_{1m} \cdot \delta(t) + \frac{F_4}{F_1} K_{1m} \left[A\sigma(t) - A\pi\delta(t) + B \cdot e^{-\frac{t}{F_1}} \cdot \sigma(t) \right] = \\ &= \pi \cdot K_{1m} - \pi \cdot K_{1m} \frac{F_4}{F_1} \cdot \frac{F_1}{F_4} + K_{1m} \frac{F_4}{F_1} \cdot \frac{F_1}{F_4} \left[\sigma(t) + \frac{F_4 - F_1}{F_4} \cdot e^{-\frac{t}{F_1}} \cdot \sigma(t) \right] = \\ &= K_{1m} \cdot \left[1 + \frac{F_4 - F_1}{F_4} \cdot e^{-\frac{t}{F_1}} \right] \cdot \sigma(t), \\ \text{adică:} \quad uu_2(t) &= K_{1m} \cdot \left[1 + \frac{F_4 - F_1}{F_4} \cdot e^{-\frac{t}{F_1}} \right] \cdot \sigma(t). \end{aligned} \quad (5.7)$$

Cu acestea sistemul (5.8) devine:

$$\begin{aligned} \dot{\Psi}_1(t) &= -\frac{1}{F_1} \cdot \Psi_1(t) + \frac{1}{F_4} \cdot u_1(t), \\ u_{20}(t) &= K_{im} \left(1 - \frac{F_4}{F_1}\right) \cdot \Psi_1 + K_{im} \frac{F_4}{F_1} \cdot u_1. \end{aligned} \quad (5.9)$$

Rezolvarea ecuațiilor de stare, conform literaturii de specialitate [20], duce la determinarea curentului de mers în gol, $i_{10}(t) = f_1(u_{10}(t))$, de unde rezultă tensiunea de ieșire

Corespunzător ecuațiilor (5.9) transformatorul poate fi modelat prin Modelul Matematic Sistemic prezentat în figura 5.3.

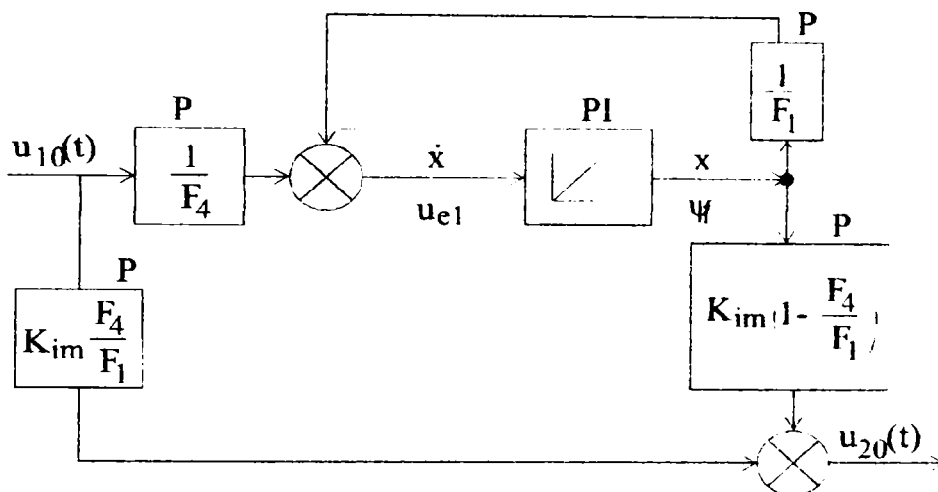


Fig. 5.3. MMSI al transformatorului corespunzător regimului de mers în gol.

În urma trecerii printr-o diagramă bloc, semnalul de intrare este modificat după o lege corespunzătoare operatorului blocului, după cum urmează:

- blocul P - proporțional, amplifică semnalul de intrare;
- blocul PI – proporțional integrator, integrează semnalul de intrare;
- blocul \otimes - sumator, însumează toate semnalele care intră.

Bucula de reacție negativă notată “-” asigură stabilitatea în funcționarea transformatorului

5.1.1.2. Admitanța (echivalentă) de mers în gol \underline{Y}

Având în vedere sistemul de ecuații (4.64) se deduce pentru admitanța (echivalentă) de mers în gol expresia:

$$\underline{Y} = \frac{I_1}{U_1} \Big|_{I_2=0} = \frac{I_1(s)}{(R_p + R_m) I_1(s) + s(L_p + L_m) I_1(s)} = K_y \cdot \frac{1}{1 + s \cdot F_1}, \quad (5.10)$$

unde:

$$K_y = \frac{1}{R_p + R_m}.$$

Din punct de vedere al spectrului fazei admitanței (echivalente) de mers în gol se constată un defazaj inductiv în toată banda de frecvențe. Suplimentar, se observă scăderea defazajului, în banda 50-500Hz pe măsură ce tensiunea de alimentare scade, ceea ce corespunde creșterii rezistenței de magnetizare și confirmă creșterea energiei de magnetizare sesizată la analiza modulului admitanței (echivalente). Totodată, spre și peste 1000Hz defazajul tinde spre 90° , ceea ce corespunde cazului pur inductiv, iar diferențele de comportare la diferite tensiuni dispar.

Determinarea expresiei curentului de mers în gol la tensiune de intrare treaptă.

Se deduce expresia răspunsului indicial al transformatorului de sudare prin presiune $i_{i10}(t)$ după metoda utilizată la §5.1.1.1.

Răspunsul în frecvență la tensiune de alimentare treaptă este:

$$S(\omega) = \mathfrak{F}\{\sigma(t)\} \cdot Y(\omega) = \left(\pi\delta(\omega) + \frac{1}{j\omega} \right) K_y \frac{1}{1 + F_1 \cdot j\omega}.$$

Se calculează răspunsul în timp aplicând inversa transformatei Fourier lui $S(\omega)$:

$$\begin{aligned} i_{i10}(t) &= \mathfrak{F}^{-1} \left\{ \pi \cdot 1 \cdot K_y + K_y \cdot \frac{1}{j\omega} \cdot \frac{1}{1 + F_1 j\omega} \right\} = \\ &= \mathfrak{F}^{-1} \left\{ \pi \cdot K_y + \frac{K_y}{F_1} \cdot \left(\frac{A}{j\omega} + \frac{B}{\frac{1}{F_1} + j\omega} \right) \right\}, \end{aligned} \quad (5.13)$$

unde

$$A = \beta(\omega) \cdot j\omega \Big|_{j\omega=0} = \frac{1}{\frac{1}{F_1} + j\omega} \Big|_{j\omega=0} = F_1, \quad (5.14)$$

$$B = \beta(\omega) \cdot (1 + F_1 j\omega) \Big|_{j\omega=-\frac{1}{F_1}} = \frac{1}{j\omega} \Big|_{j\omega=-\frac{1}{F_1}} = -F_1.$$

Înlocuind în (5.13) rezultă:

$$\begin{aligned} i_{i10}(t) &= \pi \cdot K_y \cdot \delta(t) + \frac{K_y}{F_1} \left[A\sigma(t) - A\pi\delta(t) + B \cdot e^{-\frac{t}{F_1}} \cdot \sigma(t) \right] = \\ &= K_y \cdot \left[1 - e^{-\frac{t}{F_1}} \right] \cdot \sigma(t). \end{aligned}$$

adică:

$$i_{i10}(t) = K_y \cdot \left[1 - e^{-\frac{t}{F_1}} \right] \cdot \sigma(t). \quad (5.15)$$

Modelarea variației în timp a curentului de mers în gol la tensiune de intrare treaptă

În continuare se reprezintă grafic variația curentului de mers în gol la aplicarea unei tensiuni care are formă de treaptă $u_1(t) = \sigma(t)$ pentru cazul de studiu precizat la §.4.2.1.2 a

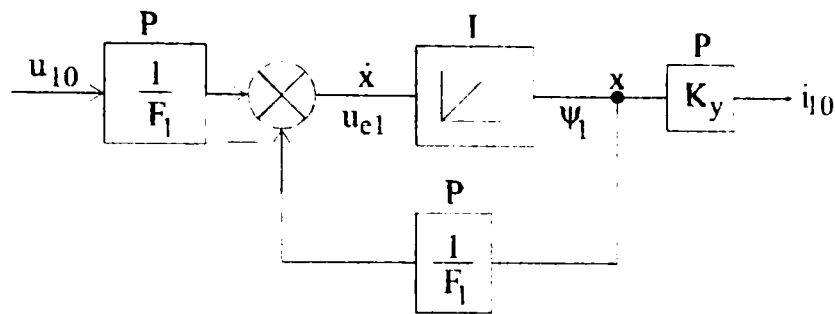


Fig.5.6. MMSI al admitanței (echivalente) de mers în gol

5.1.2. Modelarea regimului de scurtcircuit

Pentru acest regim se consideră ca funcție de transfer impedanța (echivalentă) de intrare la scurtcircuit Z_{sc}

5.1.2.1. Impedanța (echivalentă) de intrare la scurtcircuit

Deducerea expresiei impedanței (echivalente) de intrare la scurtcircuit Z_{sc}

Având în vedere sistemul de ecuații (4.64) s-a determinat pentru impedanța (echivalentă) de intrare la scurtcircuit următoarea expresie:

$$\begin{aligned}
 \underline{Z}_{sc} &= \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=0} = \frac{(R_p + R_m)I_1(s) + (R_m + s \cdot L_m)I_2'(s) + s(L_p + L_m) \cdot I_1(s)}{I_1(s)} = \\
 &= (R_p + R_m) + s(L_p + L_m) + \frac{(R_m + s \cdot L_m)I_2'(s)}{\frac{R_s + R_m + s(L_s + L_m)}{s \cdot L_m + R_m} I_2'(s)} = \\
 &= \frac{[(R_p + R_m) + s(L_p + L_m)][(R_s + R_m) + s(L_s + L_m)] - (R_m + s \cdot L_m)^2}{(R_s + R_m) + s(L_s + L_m)} = \\
 &= \frac{1}{R_s + R_m} \cdot \frac{as^2 + bs + c}{1 + T_3 \cdot s} = \frac{s_1 \cdot s_2}{R_s + R_m} \cdot \frac{\left(\frac{1}{s_1} - 1\right)\left(\frac{1}{s_2} - 1\right)}{1 + T_3 \cdot s}. \\
 &\Rightarrow \underline{Z}_{sc} = K_z \frac{(sT_1 + 1)(sT_2 + 1)}{1 + T_3 \cdot s}, \tag{5 18}
 \end{aligned}$$

$$\text{unde: } T_1 = -\frac{1}{s_1}; T_2 = -\frac{1}{s_2}; T_3 = \frac{L_s + L_m}{R_s + R_m},$$

$$a = L_p \cdot L_s + L_m \cdot L_p + L_m \cdot L_s = \sum L \cdot L,$$

$$b = L_p \cdot R_s + L_s \cdot R_p + R_m \cdot L_p + R_m \cdot L_s + L_m \cdot R_s + L_m \cdot R_p = \sum L \cdot R,$$

$$c = R_p \cdot R_s + R_m \cdot R_p + R_m \cdot R_s = \sum R \cdot R,$$

$$T_1 \cdot T_2 = \frac{1}{s_1 \cdot s_2} = \frac{1}{\frac{c}{a}} = \frac{\sum L \cdot L}{\sum R \cdot R},$$

Analizând figura 5.7 a). se constată că impedanța (echivalentă) crește foarte lent cu frecvența lent între 10-30Hz și rapid între 30 și 100Hz (tendința se manifestă și peste 50Hz). În plus, peste 50Hz ea nu depinde de valoarea tensiunii de alimentare. Analizând figura 5.7 b). se constată că defazajul dintre tensiunea și curentul de scurtcircuit este pozitiv crescând de la câteva grade la 50Hz la 60° la 500Hz, ajungând până la aprox.85° la 1000Hz și nu depinde de valoarea tensiunii de alimentare.

Determinarea răspunsului indicial la scurtcircuit

În cele ce urmează se alege între exprimarea răspunsului indicial sub forma unui curent de intrare la scurtcircuit datorat unei tensiuni de alimentare treaptă sau sub forma unei tensiuni de intrare la scurtcircuit datorată unui curent de alimentare treaptă, prima variantă.

Prin urmare se va deduce expresia curentului de scurtcircuit la tensiune primară treaptă $i_{sc}(t)$ și în acest scop vom utiliza admitanța (echivalentă) de scurtcircuit obținută prin inversarea impedanței (echivalente) dată prin relația (5.18).

Se deduce expresia răspunsului indicial al transformatorului de sudare prin presiune după metoda de la §.5.1.

Răspunsul în frecvență la tensiune de alimentare treaptă este:

$$S(\omega) = \mathfrak{F}\{\sigma(t)\} \cdot \frac{1}{Z(\omega)} = \left(\pi\delta(\omega) + \frac{1}{j\omega} \right) \frac{T_3}{K_z T_1 T_2} \frac{\frac{1}{T_3} + j\omega}{\left(\frac{1}{T_1} + j\omega \right) \left(\frac{1}{T_2} + j\omega \right)}$$

Se calculează răspunsul în timp aplicând inversa transformatei Fourier lui $S(\omega)$:

$$\begin{aligned} i_{sc}(t) &= \mathfrak{F}^{-1} \left\{ \pi \cdot \frac{1}{K_z} + \frac{T_3}{K_z T_1 T_2} \cdot \frac{1}{j\omega} \cdot \frac{\left(\frac{1}{T_3} + j\omega \right)}{\left(\frac{1}{T_1} + j\omega \right) \left(\frac{1}{T_2} + j\omega \right)} \right\} = \\ &= \mathfrak{F}^{-1} \left\{ \pi \cdot \frac{1}{K_z} + \frac{T_3}{K_z T_1 T_2} \cdot \left(\frac{A}{j\omega} + \frac{B}{\frac{1}{T_1} + j\omega} + \frac{C}{\frac{1}{T_2} + j\omega} \right) \right\}. \end{aligned} \quad (5.20)$$

$$\text{Fie: } \gamma(\omega) = \frac{A}{j\omega} + \frac{B}{\frac{1}{T_1} + j\omega} + \frac{C}{\frac{1}{T_2} + j\omega}$$

$$\text{unde: } A = \gamma(\omega) \cdot j\omega \Big|_{j\omega=0} = \frac{\frac{1}{T_3} + j\omega}{\left(\frac{1}{T_1} + j\omega \right) \left(\frac{1}{T_2} + j\omega \right)} \Big|_{j\omega=0} = \frac{T_1 T_2}{T_3}, \quad (5.21)$$

aproximativ 0,4 s, la tensiuni mici corespunzătoare celor de probă, până la 1,6 s, la tensiunea nominală.

Trecerea de la reprezentarea în frecvență a admitanței (echivalente) de scurtcircuit la reprezentarea în domeniul stărilor de timp

Pentru a realiza această transformare se exprimă admitanța (echivalentă) de intrare sub formă polinomială astfel:

$$\frac{1}{Z(\omega)} = \frac{1}{K_z} \frac{1 + s \cdot T_3}{1 + s(T_1 + T_2) + s^2 T_1} = \frac{0s^2 + \frac{T_3}{K_z} \cdot s + \frac{1}{K_z}}{T_1 s^2 + (T_1 + T_2) \cdot s + 1} \quad (5.23)$$

Se efectuează trecerea în domeniul stărilor de timp:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{T_1} & -\frac{T_1 + T_2}{T_1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_1} \end{bmatrix} \cdot u, \\ y &= \begin{bmatrix} \frac{1}{K_z} & \frac{T_3}{K_z} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, \\ \Rightarrow \dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= -\frac{1}{T_1} \cdot x_1 - \frac{1 + T_2}{T_1} \cdot x_2 + \frac{1}{T_1} \cdot u, \\ y &= \frac{1}{K_z} \cdot x_1 + \frac{T_3}{K_z} \cdot x_2 \end{aligned} \quad (5.24)$$

Notând: $y(t) = i_{1sc}(t)$ = curentul de scurtcircuit,

$u(t) = u_{1sc}(t)$ = tensiunea primară,

$x_2(t) = U_{e1}$ = t.e.m. indusă în primar,

$x_1(t) = \Psi_1$ = fluxul magnetic principal.

se obține:

$$\begin{aligned} \dot{\Psi}_1(t) &= u_{e1}(t), \\ \dot{u}_{e1}(t) &= -\frac{1}{T_1} \cdot \Psi_1(t) - \frac{T_1 + T_2}{T_1} \cdot u_{e1}(t) + \frac{1}{T_1} \cdot u_{1sc}(t), \\ i_{1sc}(t) &= \frac{1}{K_z} \cdot \Psi_1(t) + \frac{T_3}{K_z} \cdot u_{e1}(t). \end{aligned} \quad (5.25)$$

Corespunzător sistemului (5.25), admitanța (echivalentă) de scurtcircuit admite Modelul Matematic Sistemic prezentat în figura 5.9.

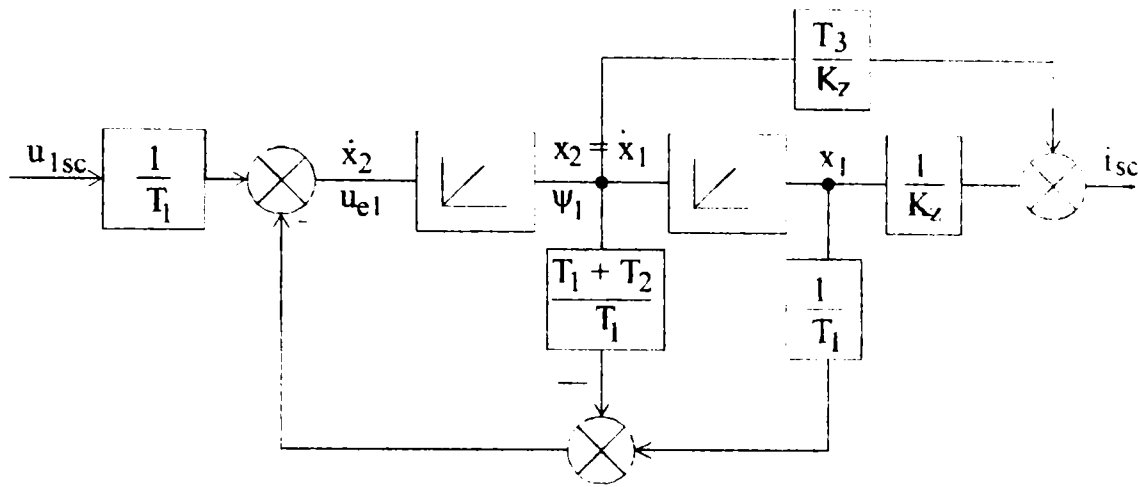


Fig.5.9. MMSI al impedanței (echivalente) de intrare la scurtcircuit

5.1.3. Modelarea regimului de sarcină (sudare).

Pentru acest regim se stabilește ca funcție de transfer modificarea de tensiune la sarcină, notat \underline{V} .

5.1.3.1. Modificarea de tensiune la sarcină

Deducerea expresiei modificării de tensiune la sarcină

Având în vedere sistemul de ecuații (4.64) s-a dedus pentru modificarea de tensiune la sarcină expresia:

$$\underline{V} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{[(R_s + s \cdot L_s) + (R_m + s \cdot L_m)]I'_2(s) + [R_m + s \cdot L_m]I_1(s)}{[(R_p + s \cdot L_p) + (R_m + s \cdot L_m)]I_1(s) + (R_m + s \cdot L_m)I'_2(s)}, \quad (5.26)$$

$$\text{iar } \frac{I'_2}{I_1} = -\frac{\underline{Z}_{1m}}{\underline{Z}'_2 + \underline{Z}'_1 + \underline{Z}_{1m}} = -\frac{R_m + s \cdot L_m}{(R_s + R_c + R_m) + s(L_s + L_c + L_m)},$$

unde \underline{Z}' , R_c , L_c reprezintă impedanța (echivalentă) consumatorului, rezistența respectiv inductivitatea lui.

Cu acestea rel.(5.26) devine:

$$= R_m \cdot R_c \cdot \frac{1 + s(F_1 + F_3) + s^2 F_1 \cdot F_3}{b_0 + s \cdot b_1 + s^2 \cdot b_2} = V_k \cdot \frac{(1 + s \cdot F_1)(1 + s \cdot F_3)}{(1 + s \cdot T_s)(1 + s \cdot T_c)},$$

$$\underline{V} = \frac{\left(1 + s \cdot \frac{L_m}{R_m}\right) \left(1 + s \cdot \frac{L_c}{R_c}\right) \cdot R_m R_c}{s^2 [L_p(L_c + L_s + L_m) + L_m(L_c + L_s)] + s [R_m(L_c + L_s) + L_m(R_c + R_s) + R_p(L_c + L_s + L_m) + L_p(R_c + R_s + R_m)] + [R_m(R_c + R_s) + R_p(R_c + R_s + R_m)]}$$

$$\text{unde } F_3 = \frac{L_c}{R_c}, \quad V_k = \frac{R_m R_c}{b_0},$$

$$b_0 = R_m R_c + R_m R_s + R_p R_c + R_p R_s + R_p R_m,$$

$$b_1 = L_p R_c + L_p R_s + L_p R_m + L_c R_p + L_s R_p + L_m R_p + L_m R_c + L_m R_s + L_c R_m + R_m L_s,$$

$$b_2 = L_p L_c + L_p L_s + L_p L_m + L_m L_c + L_m L_s,$$

rapid cu frecvența fiind foarte puțin influențată de variația tensiunii de alimentare. Totodată se observă că defazajul dintre $(-U_2)$ și U_1 este negativ și crește de la valori de câteva grade la 50Hz, până la aproximativ 20° la 500Hz, 60° la 1000Hz, atingând un minim în jur de 6000Hz.

Determinarea expresiei tensiunii de ieșire la tensiunea de intrare treaptă.

Pentru a determina expresia tensiunii de ieșire indiciale uu_{2s} , se exprimă răspunsul în frecvență al transformatorului la tensiune de intrare treaptă notată $\sigma(t)$:

$$S(\omega) = \mathfrak{F}\{\sigma(t)\} \cdot V(\omega) = \left(\pi\delta(\omega) + \frac{1}{j\omega} \right) V_k \frac{(1 + F_1 \cdot j\omega)(1 + F_3 \cdot j\omega)}{(1 + T_5 \cdot j\omega)(1 + T_6 \cdot j\omega)}$$

Apoi se calculează răspunsul în timp aplicând inversa transformatei Fourier lui $S(\omega)$:

$$uu_{2s}(t) = \mathfrak{F}^{-1} \left\{ \pi \cdot 1 \cdot V_k + \frac{F_1 F_3}{T_5 T_6} \cdot V_k \cdot \frac{1}{j\omega} \cdot \frac{\left(\frac{1}{F_1} + j\omega \right) \left(\frac{1}{F_3} + j\omega \right)}{\left(\frac{1}{T_5} + j\omega \right) \left(\frac{1}{T_6} + j\omega \right)} \right\} \quad (5.29)$$

$$\text{Exprimăm } \Gamma(\omega) = \frac{1}{j\omega} \cdot \frac{\left(\frac{1}{F_1} + j\omega \right) \left(\frac{1}{F_3} + j\omega \right)}{\left(\frac{1}{T_5} + j\omega \right) \left(\frac{1}{T_6} + j\omega \right)} = \frac{A}{j\omega} + \frac{B}{\frac{1}{T_5} + j\omega} + \frac{C}{\frac{1}{T_6} + j\omega}, \quad (5.30)$$

unde $A = \Gamma(\omega) \cdot j\omega \Big|_{j\omega=0} = \frac{\left(\frac{1}{F_1} + j\omega \right) \left(\frac{1}{F_3} + j\omega \right)}{\left(\frac{1}{T_5} + j\omega \right) \left(\frac{1}{T_6} + j\omega \right)} \Big|_{j\omega=0} = \frac{T_5 T_6}{F_1 F_3},$

$$B = \Gamma(\omega) \cdot \left(\frac{1}{T_5} + j\omega \right) \Big|_{j\omega = -\frac{1}{T_5}} = -\frac{1}{j\omega} \cdot \frac{\left(\frac{1}{F_1} + j\omega \right) \left(\frac{1}{F_3} + j\omega \right)}{\left(\frac{1}{T_6} + j\omega \right)} \Big|_{j\omega = -\frac{1}{T_5}} =$$

$$= \frac{T_6}{F_1 \cdot F_3} \cdot \frac{(T_5 - F_1)(T_5 - F_3)}{(T_6 - T_5)},$$

$$C = \Gamma(\omega) \cdot \left(\frac{1}{T_6} + j\omega \right) \Big|_{j\omega = -\frac{1}{T_6}} = -\frac{1}{j\omega} \cdot \frac{\left(\frac{1}{F_1} + j\omega \right) \left(\frac{1}{F_3} + j\omega \right)}{\left(\frac{1}{T_5} + j\omega \right)} \Big|_{j\omega = -\frac{1}{T_6}} =$$

$$= \frac{T_5}{F_1 \cdot F_3} \cdot \frac{(T_6 - F_1)(T_6 - F_3)}{(T_5 - T_6)}$$

Înlocuind în (5.29), rezultă expresia tensiunii de ieșire la tensiune de intrare treaptă:

$$V(\omega) = R_m \cdot R_c \cdot \frac{1 + s(F_1 + F_3) + s^2 F_1 \cdot F_3}{b_0 + s \cdot b_1 + s^2 \cdot b_2} \quad (5.32)$$

Rezultă:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{a_0}{a_2} & -\frac{a_1}{a_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{a_2} \end{bmatrix} \cdot u = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{F_1 F_3} & -\frac{F_1 + F_3}{F_1 F_3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{F_1 F_3} \end{bmatrix} \cdot u.$$

$$\Rightarrow \dot{x}_1 = x_2,$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{F_1 F_3} \cdot x_1 - \frac{F_1 + F_3}{F_1 F_3} \cdot x_2 + \frac{1}{F_1 F_3} \cdot u.$$

$$y = \begin{bmatrix} b_0 - a_0 \cdot \frac{b_2}{a_2} & b_1 - a_1 \cdot \frac{b_2}{a_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{b_2}{a_2} \end{bmatrix} \cdot u =$$

$$= \left(b_0 - \frac{b_2}{F_1 F_3} \right) \cdot x_1 + \left(b_1 - b_2 \frac{F_1 + F_3}{F_1 F_3} \right) \cdot x_2 + \frac{b_2}{F_1 F_3} \cdot u.$$

Notând:

$y(t) = u_2(t) =$ tensiunea secundară,

$u(t) = u_1(t) =$ tensiunea primară,

$x_2(t) = U_{e1} =$ t.e.m. indusă în primar,

$x_1(t) = \Psi_1 =$ fluxul magnetic principal,

obținem următorul sistem de ecuații de stare:

$$\dot{\Psi}_1(t) = U_{e1}(t),$$

$$\dot{U}_{e1}(t) = -\frac{1}{F_1 F_3} \cdot \Psi_1(t) - \frac{F_1 + F_3}{F_1 F_3} \cdot U_{e1}(t) + \frac{1}{F_1 F_3} \cdot u_1(t), \quad (5.33)$$

$$u_2(t) = \left(b_0 - \frac{b_2}{F_1 F_3} \right) \cdot \Psi_1(t) + \left(b_1 - b_2 \frac{F_1 + F_3}{F_1 F_3} \right) \cdot U_{e1}(t) + \frac{b_2}{F_1 F_3} \cdot u_1(t).$$

Corespunzător acestui sistem de ecuații transformatorul se poate echivala cu Modelul Matematic Sistemic în regim de sarcină prezentat în figura 5.12.

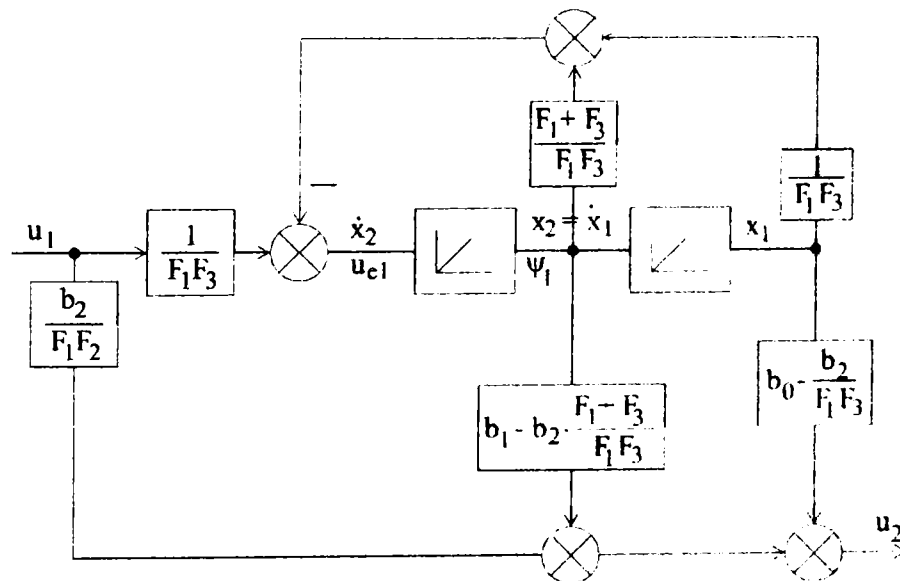


Fig.5.12. MMSI al transformatorului în regim de sarcină

5.2. Posibilitățile modelului de simulare PSPICE de a evalua comportarea TSP

În acest subcapitol se investighează posibilitățile modelului PSPICE, care ține cont de comportarea neliniară al miezului magnetic, de a simula comportarea TSP. Modelul este alcătuit din elemente ale software-ului PSPICE și este prezentat în figura.4.20. Acest model este adecvat pentru analiza în timp a mărimilor din transformatoare, în general. Trebuie subliniat că în cazul particular al TSP importanța analizei variației în timp a mărimilor caracteristice sporește, deoarece la funcționarea în regim de sarcină necesitatea reglării curentului de sudare a dus la aplicarea de metode care deformează atât curenții cât și tensiunile primare și secundare.

Posibilitățile de evaluare ale comportării TSP se apreciază în trei etape, verificând luarea în considerare a fenomenelor care se produc, comparând parametri magnetici simulați cu cei determinați experimental, și în final stabilind precizia de estimare.

Prin urmare, prima etapă constă în aprecierea complexității modelului pe baza fenomenelor de care ține cont, în acest caz, fenomenul de inducție electromagnetică, cel de histereză și de saturație. Fenomenele vor fi evidențiate prin variația în timp a următoarelor mărimi caracteristice la mers în gol:

- curentul de magnetizare, i_{10} ;
- tensiunea primară și secundară la mers în gol u_1 respectiv u_{20} ;
- defazajul dintre fluxul Ψ_1 și curentul primar i_{10} .

A doua etapă, care corespunde cu validarea brută a modelului, constă în estimarea efectelor pe care le au fenomenele amintite prin intermediul parametrilor de magnetizare R_m și X_m și a pierderilor de putere la mersul în gol p_{10} utilizând abilitățile de simulare PSPICE. Apoi se determină experimental aceiași parametri și se compară rezultatele cu cele estimate.

În a treia etapă se face cuantificarea preciziei prin compararea spectrului curentului de mers în gol simulat cu cel care rezultă din analiza în timp a curentului măsurat.

5.2.1. Precizarea modelului

Modelul valabil pentru cazul general al unui TSP monofazat prezentat în figura 4 20. se aplică în cazul când pierderile în miezul magnetic reprezintă un procent important din bilanțul energetic total, caz care corespunde funcționării cu durate mari de acționare. Acest caz este rar întâlnit în exploatarea TSP și de aceea nu va fi abordat în cele ce urmează. Trebuie precizat, însă, că datele prezentate în capitolul 4 sunt suficiente pentru utilizarea modelului în cazul când aplicația o cere.

Modelul pentru simulare PSPICE, care va fi utilizat în continuare, se alcătuieste cu elemente ale pachetului PSPICE, particularizând modelul prezentat în figura 4.20 la cazul de studiu ales. În lucrarea de față s-a ales pentru studiu, cazul unui TSP precizat la

§4.2.1.3., destinat să funcționeze cu o durată relativă de acționare mică, (sub 15%) deoarece această condiție de funcționare corespunde majorității transformatoarelor de sudare. În acest caz, pierderile în miezul magnetic se pot neglija în bilanțul energetic total, ca atare separarea lor pe porțiuni de circuit magnetic nu se justifică. În consecință în figura 4.20. se elimină circuitele care modelează jugurile de întoarcere și corespunzător cuplajele K2 și K3 și rezistențele R_3 , R_4 , R_5 . Modelul astfel obținut este prezentat în figura 5.15.

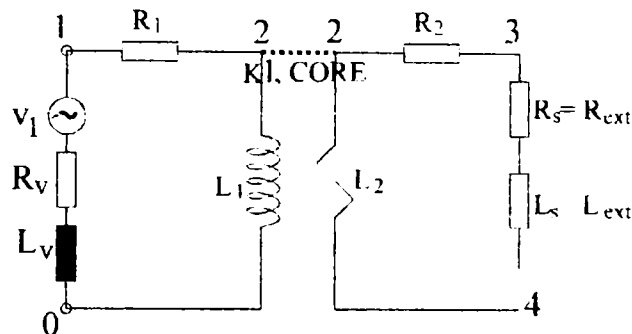


Fig.5.15. Modelul TSP pentru simulare PSPICE.

Circuitul de magnetizare corespunzător modelului clasic este prezentat în altă formă decât la modelele clasice prezentate în figura 4.18 și 4.19 și este definit printr-un element numit "cuplaj magnetic". Acest cuplaj este specificat prin declarațiile "Ki" și "CORE", explicitate anterior la 4.2.2.,2, și din acest moment inductivitățile înfășurărilor L_1 , L_2 se transformă în număr de spire N_1 respectiv N_2 . Tot din acest moment PSPICE autogenerază curba de magnetizare $B=f(H)$ pe baza modelului curbei de histereză Jiles-Atherton [19] și calculează inductivitatea și fluxul aferent fiecărei înfășurări. Cu această atribuire, modelul conține așa cum s-a arătat deja:

- R_1 , R_2 ;
- L_1 , L_2 ;
- K1-factorul de cuplaj,
- CORE- cu 9 parametri ai săi;
- V_1 , R_v , L_v ;
- R_s , L_s .

Acești parametri trebuie deduși urmărind metodologia descrisă în cap.4. Procedura necesită un set de date inițiale care se obțin fie din catalogul transformatorului, fie din încercări efectuate asupra transformatorului.

În cazul transformatorului tip TSP23, prezentat la §4.2.1.3. parametrii astfel obținuți sunt:

$$\underline{R_1 = 0,292 \Omega, L_1 = 187 \text{ spire}}$$

$$\underline{R_2 = 89,1 \mu\Omega, L_2 = 2 \text{ spire}}$$

Cuplajul magnetic K_1 este:

$$\underline{K_1 = 0,999;}$$

Miezul magnetic s-a definit prin biblioteca PSPICE ca fiind feromagnetic, tip ICPE parametrii stabiliți prin declarația CORE.

Cei 9 parametri ai declarației CORE, care precizează ciclul de histereză sunt.

Parametrii geometrici: $AREA = 53.5 \text{ cm}$, $PATH = 28.5 \text{ cm}$. $GAP=0.0030$ $PACK=0.97$

Ceilalți parametri ai miezului "CORE" s-au determinat după efectuarea de teste experimentale printr-un proces iterativ de simulare-verificare care are ca scop generarea ciclului de histereză al materialului. S-au obținut rezultatele :

$M_s = 1,68 \cdot 10^{-6}$, din condiția de saturație la o valoare dependentă de B_{max} ;

$A=850$, $ALPHA=3.5 \cdot 10^{-6}$, din condiția ca panta caracteristicii magnetice să coincidă cu permeabilitatea materialului;

$K' = 300$ din condiția ca B_r și H_c să coincidă cu cea a materialului;

$GAMA = \infty$, din condiția ca pierderile de energie în miez să coincidă. (pierderile cresc cu v).

$C = 0.4$, din condiția ca permeabilitatea inițială să coincidă.

V_1, R_v, L_v - au valorile precizate la §4.2.2.2.

5.2.2. Evidențierea fenomenelor și estimarea efectelor

Pentru validarea modelului și a posibilităților sale de simulare și evaluare a comportării, se va aprecia calitatea simulării regimului de mers în gol prin evidențierea fenomenelor pe care modelul le poate sesiza din multitudinea celor care se produc. În acest scop se simulează cu modelul PSPICE, stabilit anterior, regimul de mers în gol prin atribuirea valorii de $100 \text{ M}\Omega$ rezistenței de sarcină R_s . Apoi se generează curbele de variație în timp ale curentului de magnetizare și ale tensiunilor primare și secundare. Pentru simulare am alcătuit următorul program în limbaj PSPICE:

```
*program de simulare la mers în gol pentru evidențiere fenomene și validare model
.tran .04 .04 0 7u uic generează analiza mărimilor în timp
v1 0 1 sin(0 540.15 50Hz 0 0 90) tensiunea de alimentare
R1 1 2 0.292 R1
L1 2 0 176 nr. de spire al primarului
L2 2 4 2 nr. de discuri secundare
L3 3 4 1.27E6 inductivitate de sarcină simulând mersul în gol
R2 2 3 56E-6 R2
K1 L1 L2 .9999 ICPE valoare factor de cuplaj
.model ICPE CORE(MS=1.58E6 ALPHA 3.5E-4 A=850 K' 300 C' .4
+ AREA=53.5 PATH=28.5 GAP .0030 PACK 0.97)
generare ciclu de histereză

.options itl5=0
.four 50 I(L1) analiza Fourier a curentului i10
.probe
.end
```

efective medii și instantanee ale unor mărimi variabile în timp. Metoda constă în aplicarea relațiilor de calcul determinate pentru modelul clasic în cazul modelului PSPICE.

În acest scop se scrie expresia curentului total al transformatorului în valori instantanee (care prin particularizare la mers în gol exprimă curentul de magnetizare i_{10}):

$$i_{01} = i_1 + \frac{i_2}{k} = i_1 + i'_2 \quad (5.34)$$

Următoarele relații sunt valabile pentru modelul clasic respectiv modelul PSPICE
-pierderile instantanee de putere în miezul magnetic sunt prin definiție:

$$\begin{aligned} p_{Fe} &= u_{e1} \cdot i_0; \\ p_{Fe} &= v(0,2) \cdot i(R_1); \end{aligned} \quad (5.35)$$

-pierderile instantanee de putere în miezul transformatorului pentru cazul regimului de sarcină:

$$\begin{aligned} p_{Fe} &= u_{e1} \cdot i_1 - u_{e2} \cdot i_2; \\ p_{Fe} &= v(0,2) \cdot i(R_1) - v(3,0) \cdot i(R_2); \end{aligned} \quad (5.36)$$

-puterea medie (în miezul transformatorului):

$$\begin{aligned} P_{Fe} &= \frac{1}{T} \int_0^T p_{Fe}(t) dt = \text{avg}(p_{Fe}(t)); \\ P_{Fe} &= \text{avg}(p_{Fe}(t)) dt = \text{avg}(v(0,2) \cdot i(R_1) - v(3,0) \cdot i(R_2)); \end{aligned} \quad (5.37)$$

-parametrii de magnetizare pentru conexiunea clasică R_m și X_m în serie sunt:

$$\text{- rezistența} \quad R_m = \frac{P_{Fe}}{I_0^2}, \quad (5.38)$$

$$\text{- impedanța} \quad Z_m = \frac{U_{e1}}{I_0} = \frac{U'_{20}}{I_{10}} = \frac{K \cdot U_{20}}{I_{10}}, \quad (5.39)$$

$$\text{- reactanța} \quad X_m = \sqrt{Z_m^2 - R_m^2}. \quad (5.40)$$

Aplicând succesiv relațiile (5.37) și (5.38), (5.39) și (5.40) se deduc valorile puterii medii active și respectiv ale rezistenței și reactanței de magnetizare.

Apoi se efectuează testul de mers în gol (sau se extrag din cartea tehnică rezultatele acestui test). Rezultatele experimentale obținute pentru transformatorul testat, sunt prezentate în tabelul 5.1.

Tabelul nr.5.1

Rezultatele testului de mers în gol

Mărime Proba	U_{10} [V]	I_{10} [A]	U_{20} [V]	P_{Fe} [W]
Mers în gol	381.95	9.44	4.53	149.3

Aplicând relațiile clasice s-au calculat parametrii de magnetizare

Rezultatele obținute prin simulare și respectiv prin măsurare sunt prezentate comparativ în tabelul 5.2

importanță în aplicația prezentată, este sub 3 %. Pentru acest caz particular precizia simulării se poate cuantifica la valoarea 2.7%.

Având în vedere că eroarea relativă de estimare a parametrilor de magnetizare și a componentelor armonice ale curentului de magnetizare este foarte mică, precum și faptul că modelul PSPICE reflectă cu acuratețe fenomenele care se produc în transformator se desprinde concluzia că modelul poate fi utilizat pentru analiza în timp a mărimilor semnificative pentru orice regim de funcționare, pentru analiza în frecvență a TSP, pentru simularea răspunsului indical al TSP și pentru determinarea parametrilor de magnetizare ai schemelor echivalente clasice.

5.3. Concluzii despre posibilitățile de evaluare a modelelor propuse

În urma studierii posibilităților de estimare a comportării TSP s-a conturat concluzia că modelul clasic care a făcut obiectul de studiu în §5.1., fiind alcătuit dintr-o schemă electrică, este potrivit pentru modelarea matematică a comportării în frecvență. [13], deoarece permite deducerea expresiilor funcțiilor de transfer.

Pornind de la funcțiile de transfer s-a putut aprecia stabilitatea la aplicarea unui semnal treaptă pe baza expresiilor răspunsului indical al transformatorului în diferite regimuri de funcționare, cum ar fi mersul în gol, scurtcircuit și regimul de sudare.

Totodată modelul clasic a permis obținerea MMSI al TSP, pentru fiecare regim de funcționare în parte, prin efectuarea trecerii de la reprezentarea în frecvență în domeniul stărilor de timp. Aceste MMSI pot servi ca bază pentru un sistem de reglaj automat care să modeleze comportarea transformatorului în mașina de sudare. Totuși utilizarea sa într-un astfel de sistem este greoaie deoarece componentele armonice ale curenților nu sunt generate automat de model și trebuie introduse suplimentar atunci când au importanță într-o aplicație dată.

Modelul clasic s-a dovedit totuși necorespunzător pentru analiza în timp în regim staționar și cu atât mai mult tranzitoriu. Corespunzător, s-a evidențiat faptul că acest model nu sesizează fenomenul de saturație al miezului și nici pe cel de histereză.

De aceea s-a propus, [40],[41],[43],[44], și adoptat, [24] un model care ține seama de fenomenul de inducție electromagnetică, de cel de saturație și de cel de histereză. Acest model, (modelul de simulare PSPICE), s-a dovedit a fi calitativ superior modelului clasic prin fenomenele de care ține seama și prin capacitatea sa de a simula comportarea transformatorului. Astfel, a rezultat că el permite simularea comportării într-un domeniu mult mai larg cum ar fi, în frecvență și în timp cu toate aspectele sale, spectru armonic al mărimilor caracteristice, respectiv răspuns indical și la semnal sinusoidal, cu posibilitate de extindere pentru orice regim de funcționare. În plus are precizie mult mai mare în

simulare, metoda de cuantificare a preciziei utilizată fiind inutilă la modelul clasic unde nici forma de variație în timp a mărimilor nu corespunde.

Concluzia finală este că modelul PSPICE reprezintă soluția optimă atunci când dorim să estimăm comportarea în timp și în frecvență. Faptul că el nu se prezintă sub forma unei scheme electrice nu reprezintă un impediment deoarece, deși nu conține în mod explicit parametrii de magnetizare care apar la modelul clasic, el permite determinarea lor și prin aceasta efectuarea analizei pe baza teoriei matematice dezvoltate la §5.1.

În figura 6.1.a. și b se prezintă ciclul de histereză simulat care corespunde alimentării cu tensiune de 380V și curentului de magnetizare precizat prin valoarea maximă i_{0max} , pentru transformatorul tip TSP23-ICPE România și respectiv pentru transformatorul tip ARO20-Franța iar valorile mărimilor caracteristice lui inducție maximă B_m , câmp magnetic maxim H_m , inducție remanentă B_r și câmp coercitiv H_c sunt prezentate în tab.6.1.a respectiv 6.1.b.

Tabelul 6.1.a. Proprietăți magnetice ale transformatorului de sudare în puncte tip 'TSP23' (fără prize în primar)

Tensiunea de alimentare 380V	Curent de magnetizare		Inducția maximă B_m [T]	Câmpul maxim H_m [Oe]	Remanență B_r [T]	Coercitivitate H_c [Oe]
	i_{0max} [A]	I_0 [A]				
simulat	21.05	9.44	1.873	164.71	0.21	3.13
măsurat	20.86	9.42	1.889	161.42	-	-
eroare	0.91%	0.21%	-0.84%	2.03%	-	-

Tabelul 6.1.b. Proprietăți magnetice ale transformatorului de sudare în puncte tip 'ARO20' (pe poziția 5 a prizei primare)

Tensiunea de alimentare 380V	Curent de magnetizare		Inducția maximă B_m [T]	Câmpul maxim H_m [Oe]	Remanență B_r [T]	Coercitivitate H_c [Oe]
	i_{0max} [A]	I_0 [A]				
simulat	0.99	0.58	1.04	4.16	0.67	0.90
măsurat	1.04	0.64	1.064	4.34	0.688	1.01
eroare	-4.8%	-9.35%	-2.2%	-4.1%	-2.6%	-10.89%

Corespunzător cuplajului electromagnetic realizat prin miezul magnetic, în conformitate cu ciclul său de histereză, la modelele clasice ale TSP se definește un circuit magnetic prezentat explicit în figurile 4.15 și 4.17., care este alcătuit dintr-o conexiune serie a reactanței de magnetizare ωL_m și a rezistenței de magnetizare R_m , respectiv o conexiune paralel a reactanței ωL_m^* și rezistenței de magnetizare R_m^* .

În cele ce urmează se vor estima prin simulare acești parametri pentru cazul alimentării cu tensiune sinusoidală și pentru fiecare tip de conexiune al parametrilor de magnetizare. Pentru aceasta se urmează diferențiat una din următoarele metodologii:

- În cazul conexiunii în serie a lui R_m cu X_m , pentru calculul parametrilor se folosesc relațiile (5.37), (5.38), (5.39) și (5.40) pentru a determina P_{Fc} , R_m , Z_m și respectiv X_m .

- În cazul conexiunii în paralel a lui R_m^* cu X_m^* , pentru calculul parametrilor R_m^* , X_m^* se aplică relațiile scrise pentru modelul fizic al transformatorului prin particularizare asupra modelului PSPICE astfel:

- puterea aparentă în miezul magnetic, pentru cazul în care $R_1, R_2 \ll R_m^*$

$$\begin{aligned} S_{Fe} &= U_1 I_1 - U_2 I_2 ; \\ S_{Fe} &= \text{rms}(v(1,0)) * \text{rms}(I(R_1)) - \text{rms}(v(4,0)) * \text{rms}(I(R_2)). \end{aligned} \quad (6.1)$$

Considerând cazul regimului sinusoidal, pentru care sunt valabile modelele clasice, scriem expresia puterii reactive în miezul magnetic (se neglijează componenta de deformare)

$$Q_{Fe} = \sqrt{S_{Fe}^2 - P_{Fe}^2} ; \quad (6.2)$$

- pentru curentul de mers în gol se exprimă cele două componente după determinarea defazajului dintre tensiunea și curentul primar

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_{Fe}}{S_{Fe}} ; \quad (6.3)$$

- componenta activă:

$$\begin{aligned} I_{0a} &= I_0 \cdot \cos \varphi_0 = I_0 \frac{P_{Fe}}{S_{Fe}} ; \\ I_{0a} &= \frac{\text{rms}(I(R_1)) * \text{avg}(I(R_1)) * v(2,0)}{(\text{rms}(v(1,0)) * \text{rms}(I(R_1)) - \text{rms}(v(4,0)) * \text{rms}(I(R_2)))} ; \end{aligned} \quad (6.4)$$

- componenta reactivă

$$I_{or} = I_0 \sin \varphi_0 = I_0 \cdot \frac{Q_{Fe}}{S_{Fe}} ; \quad (6.5)$$

În final rezultă:

- rezistența circuitului de magnetizare:

$$R_m^* = \frac{U_{el}^2}{P_{Fe}} = \frac{U_{el}}{I_{0a}} ; \quad (6.6)$$

- reactanța circuitului de magnetizare:

$$X_m^* = \frac{U_{el}^2}{Q_{Fe}} = \frac{U_{el}}{I_{or}} ; \quad (6.7)$$

unde U_{el} = t.e.m. indusă în circuitul de magnetizare.

Rezultatele estimării parametrilor circuitului de magnetizare obținute prin simulare sunt prezentate în tab.6.2. Estimarea acestor parametrii se poate efectua la orice valoare a tensiunii de alimentare pentru care există rezultate experimentale.

Tabelul 6.2. Parametrii circuitului de magnetizare

Tensiunea de alimentare 381.9V	Parametru [Ω]					
	R_m	X_m	Z_m	R_m^*	X_m^*	Z_m^*
simulare	1,35	40,4	40.42	985,84	40,6	40,53
măsurare	1,39	40,35	40.37	979,25	40.4	40.366
eroare	-2,87%	0,12%	1,2%	6,7%	4,9%	4,06%

În continuare se estimează câteva mărimi considerate definitorii pentru mersul în gol. Apoi, aceleași mărimi sunt măsurate iar rezultatele obținute sunt prezentate comparativ în tabelul 6.3.

Tabelul 6.3. Mărimi caracteristice pentru regimul de mers în gol.

U_{10} [V]	i_{0max} [A]	I_0 [A]	P_{Fe} [W]	S [kVA]	$\cos \varphi_0$	R_m [Ω]	X_m [Ω]	R_m^* [Ω]	X_m^* [Ω]	U_{20} [V]	operația
381.95	21.05	9,44	149.3	3.59	0.041	1.39	40.35	985.8	40.6	4.28	simulare
	20.86	9,42	147.69	3.6	0.04	1.35	40.4	979.2	40.4	4.53	măsurare
	0,91%	0,21%	2.1%	-0.27%	2.4%	2.87%	-0.12%	6.7%	4.9%	-5.5%	eroare

Analizând comparativ rezultatele simulate și măsurate prezentate în tabelele 6.1 , 6.2. și 6.3. și urmărind ciclul de histereză generat de model și prezentat în figura 6.1., se desprinde concluzia că toate rezultatele corespund suficient de bine cu cele măsurate. Aceasta și erorile mici dovedesc odată în plus precizia modelului de simulare și acuratețea în simularea comportării, evaluarea parametrilor de magnetizare și a mărimilor caracteristice regimului de mers în gol.

Această concluzie conduce la ideea extinderii estimării comportării și în alte condiții de exploatare cum ar fi regimul de sudare.

6.2. Simularea comportării la sudare și evaluarea mărimilor caracteristice

Transformatoarele de sudare în puncte sunt destinate să funcționeze în sistem de robot industrial, adică să fie introduse într-o mașină de sudare care dispune de un contactor static alcătuit din două tiristoare, figura 2.24, sau un triac și un circuit exterior care transmite energia la piesele de sudat ca în figura 6.2.

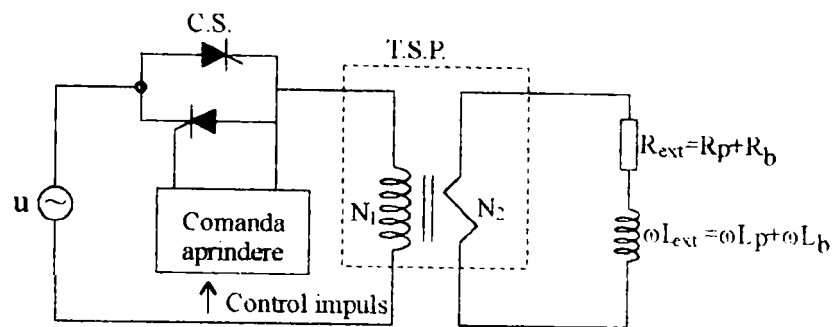


Fig.6.2. Schema electrică a unei mașini de sudare care conține un transformator de sudare în puncte

Contactorul static, prezentat în figura 6.2, conține două tiristoare conectate în antiparalel și un circuit de comandă care generează și aplică impulsurile de comandă tiristoarelor. El are rolul unui comutator electronic.

Teoretic, două impulsuri de aprindere sunt aplicate tiristoarelor în timpul alternanței care le polarizează direct (potențialul anodului este pozitiv) apoi începe conducția și apare curentul corespunzător, iar momentul în care se aplică impulsul exprimat în grade electrice se numește unghi de aprindere și se notează cu α .

Practic în cazul transformatorului de sudare în puncte între curentul și tensiunea primară există un defazaj inductiv (dictat de impedanța inductivă a transformatorului de sudare plus a circuitului exterior și a pieselor de sudat), numit unghi de încărcare și notat φ . De aceea practic în cadrul sistemului reprezentat prin schema electrică din figura 6.2. unghiul de conducție va depinde atât de unghiul de aprindere α cât și de unghiul de încărcare φ , iar conducția este posibilă numai începând cu $\alpha = \varphi$ și poate merge până la unghiuri mult mai mari decât φ , ajungând până la maximum $\alpha = \pi - \varphi$. Dacă totuși se aplică impulsuri la unghiuri $\alpha > \pi - \varphi$ sau $\alpha < \varphi$ apare o conducție asimetrică, când doar un singur tiristor va conduce; în cazul de față acest regim de curent continuu pulsatoriu care rezultă, duce la saturația miezului magnetic (magnetizarea nu este urmată de demagnetizare) având ca efect creșterea curentului primar și scăderea celui secundar. În aceste condiții contactorul static și transformatorul de sudare în puncte sunt în pericol să fie deteriorate, iar sudarea este compromisă.

Având în vedere cele expuse anterior am considerat important să evaluez comportarea TSP în următoarele trei cazuri:

- regim de alimentare sinusoidală, când tiristoarele sunt în permanență aprinse și se comportă ca diodele;
- regim de alimentare nesinusoidală, dar simetrică pentru diferite unghiuri de aprindere (cu creșterea unghiului scade valoarea curentului primar și secundar);
- regim asimetric când doar un tiristor conduce.

Pentru simularea comportării la sudare a mașinii de sudare reprezentată în figura 6.2. am alcătuit modelul de simulare prezentat în figura 6.3 pe care l-am obținut prin înlocuirea TSP cu modelul din figura 5.15 și a comutatorului static cu o sursă de tensiune comandată în curent (alcătuită din 2 tiristoate montate în antiparalel și dintr-un circuit R_4, C_1).

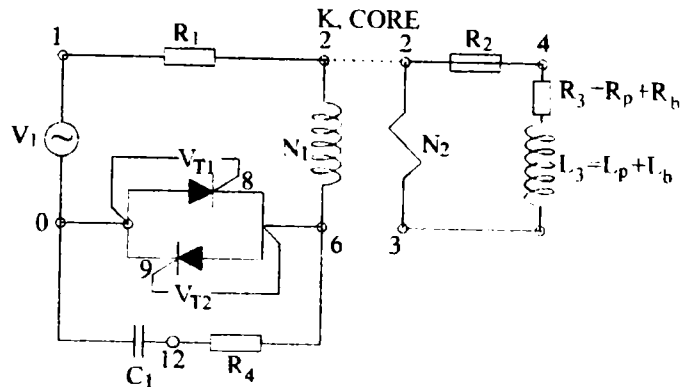


Fig.6.3. Model pentru simularea comportării transformatorului de sudare prin presiune în regim de sudare.

6.2.1. Cazul regimului de alimentare sinusoidal

Alimentarea cu tensiune sinusoidală reprezintă o situație rar întâlnită la utilizarea transformatorului de sudare în puncte și se obține atunci când ambele unghiuri au aceeași valoare $\alpha = \varphi$. Totuși, studiul ei este util deoarece el reprezintă cel mai frecvent regim de funcționare al transformatorului de putere și permite validarea modelului în regim staționar.

Rezultatele simulării și măsurării efectuate asupra modelului și respectiv a transformatorului conduc la valorile curenților prezentate în tabelul 6.4., iar curba de histereză a miezului pentru regim de mers în gol corespunde celei din figura 6.1 a.

Tabelul 6.4. Curenții simulați și măsurăți pentru regim sinusoidal

U_{alim} [V]	Curent primar $i_1(t)$ [A]		Curent secundar $i_2(t)$ [A]		operația:
	i_{max}	I_1	i_{2max}	I_2	
380	70,15	44,8	5160	3246	simulare
	77	46,3	4775	3181	măsurare
	-8,8%	-3,2%	8,06%	+2,04%	eroare

Se observă că rezultatul simulării este în bună concordanță cu cel măsurat. Aceasta indică faptul că parametrii de regim staționar au fost validați și pentru regim de sarcină și ca atare acuratețea modelului a fost odată în plus demonstrată.

6.2.2. Cazul regimului de alimentare nesinusoidal

Alimentarea în regim nesinusoidal periodic reprezintă modul uzual în care operează transformatoarele de sudare în puncte în timpul sudării, ca urmare a prezenței comutatorului static în circuitul primar. Această condiție se realizează când unghiul de aprindere este mai mare decât cel de fază a transformatorului. În acest caz curenții prin transformator devin discontinui și nesinusoidali. Totodată creșterea unghiului de aprindere α va avea ca efect scăderea curentului primar și secundar; în mod obișnuit modificarea unghiului de aprindere se face în trepte, de la un comutator aflat pe carcasa mașinii de sudare care are în mod obișnuit opt poziții notate T1, T2, ..., T8 (sunt posibile și alte variante constructive prezentate în cap.2).

Pentru simularea regimului de sudare cu tensiune de alimentare nesinusoidală s-a alcătuit următorul program în limbaj PSPICE:

**Regim simetric nesinusoidal de sudare*

```
.tran .3 .3 0 70u uic *ipsp*
v0 0 1 sin(0 537.4 50 0 0 0) tensiune de alimentare
R1 1 2 .292 R1
XXSCR 6 0 8 SCRGIACO definire anod, catod și poartă tiristor 1
XSCR 0 6 9 SCRGIACO definire anod, catod și poartă tiristor 2
.LIB TIRISTOR.LIB definire tiristor
VG2 8 0 PULSE(0 5 .01730 10U 10U 4M 20M)
precizarea impulsului și a momentului
aplicării lui
VG1 9 6 PULSE(0 5 .0073 10U 10U 4M 20M)
idem pentru al 2-lea tiristor
.OPTION RELTOL=200M ABSTOL 200M
L1 2 6 176 IC=0 N1
L2 2 3 2 IC=0 N2
L3 4 2 4E-6 IC=0 L3
R2 3 4 235E-6 R2
R4 6 12 820 R4
C1 12 0 .625u C1
K1 L1 L2 .9999 ICPE valoare cuplaj magnetic
```

```
.model ICPE Core(MS=1.68E6 ALPHA=3.5E-4 A=850 K=300 C=.4
+
AREA=53.5 PATH=28.5 GAP=.0030 PACK=0.99);
generare ciclu de histereză
.options itl5=0
.probe
.end
```

În figura 6.4. se prezintă rezultatele simulării și măsurării curentului primar obținute în cazul unui unghi de aprindere $\alpha=132,5^{\circ}$ care corespunde la 7.36ms.

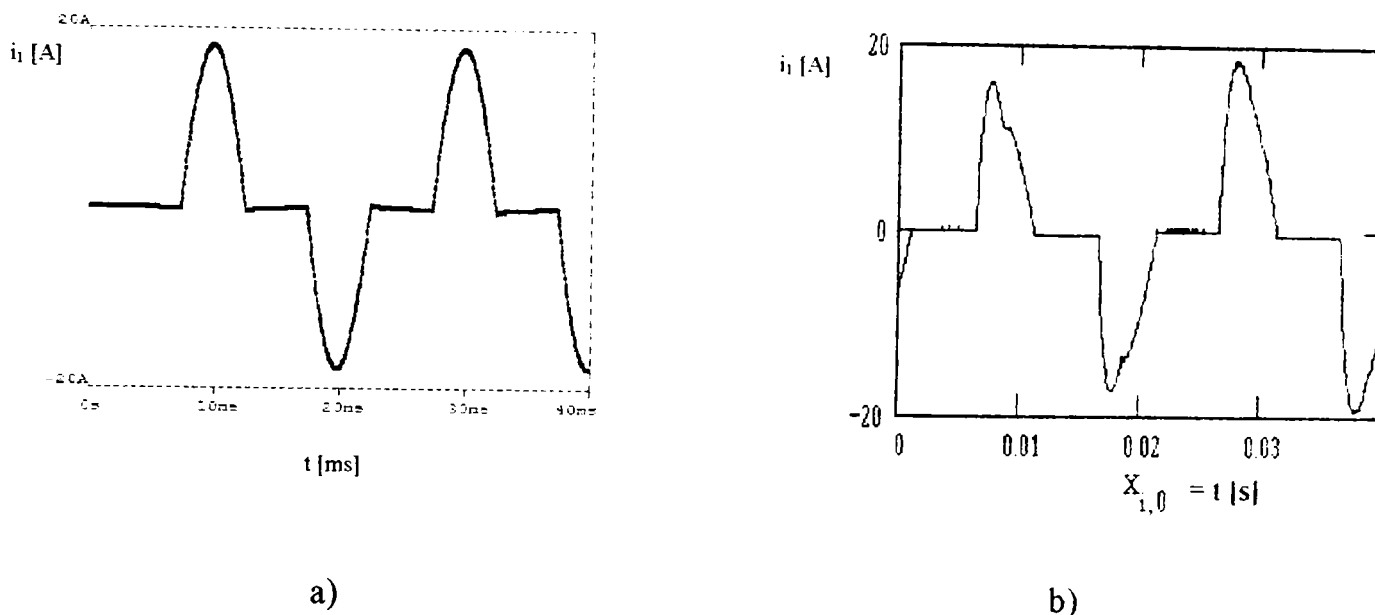


Fig.6.4. Curentul primar pentru alimentare nesinusoidală a). simulat, b) măsurat

Valorile maxime și efective ale curenților, a căror variație corespunde figurii 6.4, sunt prezentate în tabelul 6.5.

Tab. 6.5. Curenții simulați și mășurați în regim nesinusoidal

U _{alim} 380V Unghi aprindere	Curent primar i ₁ (t)		curent secundar i ₂ (t)		Operația:
	i _{max} [A]	I ₁ [A]	i _{2max} [A]	I ₂ [A]	
132,5 ⁰	17,7	8,6	1455,9	705	Simulare
	19	9,5	1601,9	760	Măsurare
	6,82%	9,47%	10%	7.8%	Eroare

Analizând rezultatele din figura 6.4. și tabelul 6.5 rezultă că simularea este corespunzătoare deoarece formele de variație în timp, valorile efective și cele de vârf ale curenților primari și secundari corespund. Ca atare se poate aborda simularea altor regimuri de funcționare ale transformatorului de sudare în puncte.

La fel ca în paragraful anterior se poate trage concluzia că simularea are ca rezultat forma de variație corespunzătoare pentru curenți, modelând corespunzător comportarea miezului transformatorului la saturație în c.c. Dar din punct de vedere al amplitudinii curenților, încercări pe care le-am făcut asupra unui transformator de sudare tip ARO20, producție Franța, în laboratorul de Încălziri electrice și Sudare al Facultății de Electrotehnică din Skopje au arătat că simularea supraestimează amplitudinea curentului primar și o micșorează ușor pe cea a curentului secundar. Rezultatele sunt prezentate în figura 6.7. (pentru măsurări se prezintă oscilograma curenților furnizată de osciloscopul unui dispozitiv de achiziție date tip HAMEG).

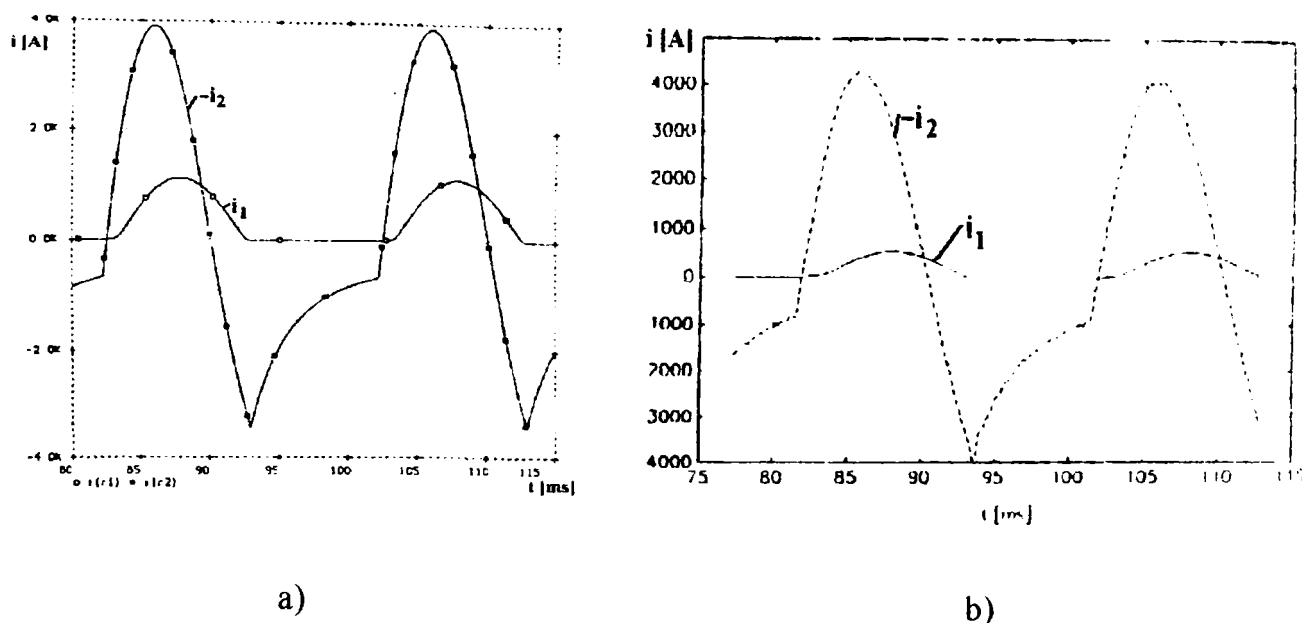


Fig 6.7. Neconcordanța dintre valorile curenților a) simulați și b) mășurați

Problema supraestimării valorice nu și-a găsit, încă, explicația și rămâne a fi cercetate motivele posibile. În prezent acest dezavantaj poate fi eliminat dacă pentru studiul regimului asimetric se introduc în puncte strategice rezistențe cu valori bine determinate. Dar modelul rezultat ar fi specific regimului asimetric, și-ar pierde astfel generalitatea și din acest motiv el nu a fost abordat în lucrare.

Analizând retroactiv precizia cu care modelul estimează comportarea transformatorului de sudare în puncte se poate aprecia că modelul PSPICE este adecvat pentru studiul comportării în regim de sudare atât timp cât miezul nu este saturat în c.c. astfel:

1. în cazul regimului sinusoidal modelul estimează cu acuratețe valorile mărimilor electromagnetice caracteristice și generează o curbă de histereză corectă;
2. în cazul regimului periodic nesinusoidal, când curenții sunt nesinusoidali și discontinui, rezultatele sunt precise iar modelul estimează cu acuratețe atât formele de variație ale curenților și tensiunilor, cât și valorile lor.

3. în cazul regimului asimetric de tip pulsatoriu continuu, așa cum s-a arătat, modelul estimează corect fenomenele produse doar din punct de vedere calitativ, adică pentru mărimile caracteristice corespund formele curbelor de variație dar nu și valorile lor.

Aceste concluzii arată că modelul este adecvat și modelează cu acuratețe regimuri simetrice continue cât și regimuri discontinue simetrice. Îmbunătățirea modelului pentru a putea estima comportarea în regimuri asimetrice nu prezintă importanță practică la TSP și de aceea nu a fost abordată în lucrare. Ea poate fi însă importantă pentru cazul altor transformatoare, cum ar fi cazul transformatoarelor de putere.

6.3. Observații asupra solicitărilor transformatorului de sudare prin presiune specifice sistemului de sudare în care este înglobat, simularea și evaluarea lor

În acest subcapitol se evidențiază solicitările deosebite ale transformatorului de sudare în puncte la sudarea unor piese feromagnetice cu impedanță mare [47], [48].

Astfel, la creșterea reactanței de sarcină transformatorul de sudare este supus unei creșteri a curentului primar și unei scăderi a celui secundar, ambele datorate comportării întregului sistem de sudare.

Explicația constă în faptul că unghiul β de conducție al contactorului static crește cu creșterea impedanței reactive a sistemului de sudare. Ținând seama de corelarea care trebuie să existe între unghiul ϕ de încărcare al transformatorului și unghiul de aprindere α al tiristoarelor s-au investigat modificările produse la schimbarea pieselor de sudat introduse în bucla circuitului exterior. Totodată s-a evidențiat cazul limită când α devine pe neașteptate (spontan) mai mare decât π , caz în care contactorul poate determina magnetizarea în c.c. a miezului magnetic și creșteri periculoase ale curentului în primar, așa cum s-a arătat la §6.2.

Concluziile care rezultă sunt valabile atât pentru mașini electrice de sudat, cât și pentru orice alt echipament cu încălziri prin efect Joule-Lenz la care se introduc materiale magnetice în interior.

6.3.1. Influența materialelor magnetice de sudare asupra impedanței circuitului exterior

Circuitul exterior de impedanță Z_{ext} a fost descris la cap. 2.2.2. și conține brațul fix, brațul mobil, conexiuni, electrozii și piesele de sudare. Impedanța circuitului exterior, ținând cont de relația (.2) se scrie:

$$\underline{Z}_{\text{ext}} = \underline{R}_{\text{ext}} + j\omega \underline{L}_{\text{ext}} = (\underline{R}_b + \underline{R}_p) + j(\underline{X}_b + \underline{X}_p) = \underline{Z}_b + \underline{Z}_p$$

unde cu b s-au notat mărimile care se referă la brațe și cu p cele care se referă la piesele de sudare.

Impedanța brațelor de sudare $Z_b = R_b + jX_b$ are întotdeauna și parte reală R_b și imaginară X_b . În practică s-a găsit că rezistența R_b depinde de lungimea brațelor și secțiunea transversală a electrozilor și variază între $50 \mu\Omega$ și $200 \mu\Omega$. Reactanța X_b depinde de aria determinată de brațe și electrozi și se calculează cu relația [32]:

$$X_b = S_2^{0.73} [\mu\Omega] \text{ unde } S_2 [\text{cm}^2]$$

Impedanța pieselor de sudare $Z_p = R_p + j \cdot X_p$ poate înregistra 2 situații practice diferite și anume:

- Când se sudează componentele subțiri piesele de sudat se manifestă doar printr-o rezistență R_p de ordinul a $10 \mu\Omega$. Astfel în tabelul 6.7. se prezintă valorile rezistenței pieselor de sudat pentru câteva cazuri particulare.

Tabelul 6.7. Valori ale rezistenței pieselor de sudare

Tehnica sudare: Mărime	In puncte pentru table de oțel cu conținut scăzut de carbon		In linie
	7+7mm	1+1mm	Indiferent
$R_p[\mu\Omega]$	50	130	40

- Când se sudează componente mari, din materiale feromagnetice, acesta fiind cel mai întâlnit caz, impedanța prezintă atât parte rezistivă R_p , cât și parte reactivă X_p , datorită concentrării liniilor de câmp magnetic în interiorul pieselor. Acest fenomen este cunoscut sub forma dependenței R_p , și X_p , de adâncimea cu care piesele de sudat pătrund între electrozi și este prezentat în figura 6.8.,[32]:

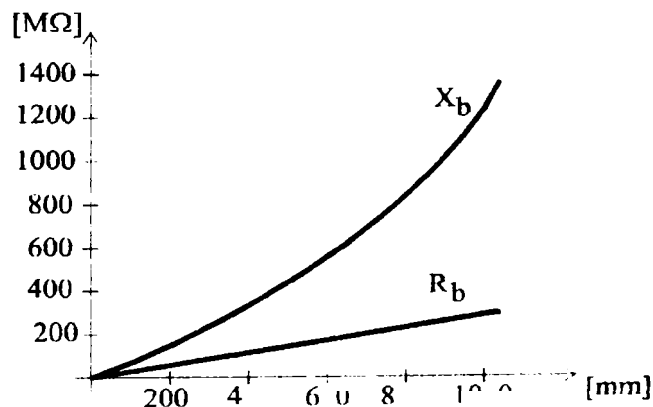


Fig.6.8. Dependența rezistenței și reactanței R_p , X_p de adâncimea pătrunderii lor între electrozi

Se observă că variația rapidă a reactanței X_b cu adâncimea pătrunderii între electrozi, are ca efect creșterea ei de 6 ori atunci când piesa înaintează între electrozi de la 2 la 100 cm. Acest caz este frecvent întâlnit la accesoriile și caroseriile autoturismelor și fuselajelor avioanelor care au una din formele 'închisă' sau 'deschisă' prezentate în figura 6.9.

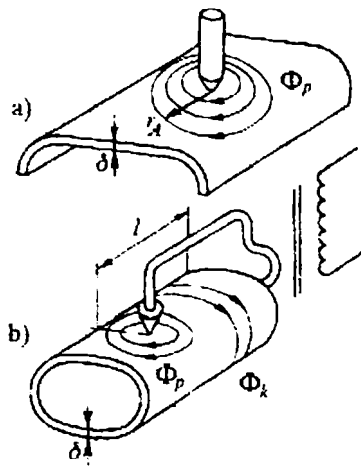


Fig.6.9. Piese de sudat feromagnetice care concentrează liniile de flux
a).de formă deschisă și b) de formă închisă

6.3.2. Suprasolicitările TSP la creșterea reactanței din circuitul exterior

Prin creșterea reactanței circuitului exterior crește defazajul dintre curentul și tensiunea primară, deci din punct de vedere al contactorului static crește unghiul φ al circuitului comandat. Chiar dacă, după calculul anticipat al acestui defazaj mărit, se ajustează corect unghiul de aprindere al tiristoarelor α la o valoare mai mare decât φ se demonstrează ușor că unghiul de conducție β al tiristoarelor crește, producând mărirea curentului primar [50]. În figura 6.10. se prezintă comparativ formele de variație în timp ale tensiunii și curentului primar pentru cazul când defazajul dintre ele crește de la φ_1 la φ_2 , α devine egal cu φ_2 și unghiul de conducție crește de la β_1 la β_2 .

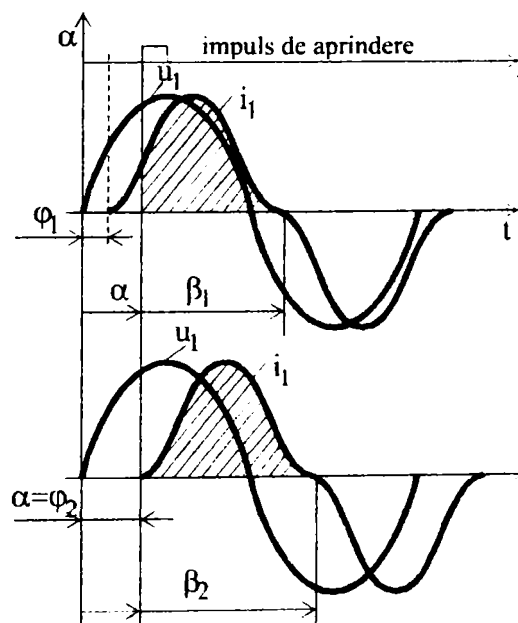


Fig.6.10. Variația tensiunii și a curentului în primarul transformatorului

Tab.6.8 Mărimile caracteristice regimurilor prezentate în figura 6.11

Tip piese	R_2+R_{ex} [$\mu\Omega$]	L_{ext} [μH] X_{ext} [$\mu\Omega$]	Z_2+Z_{ext} [$\mu\Omega$]	φ [$^\circ$]	β [$^\circ$]	I_1 [A]	I_2 [A]	U_{11} [V]
a).Table subțiri	250	0,4 125,6	295.2	60.84	109,6	86.33	7485	257
b).Feromag-netice mari	100	1.2 376.8	389.84	83.34	156.9	99.64	8510	324
Modificare	x	x x	+32.7%	36,9%	30%	15,4%	12%	20,6%

Rezultatele obținute demonstrează că există cel puțin un caz la care creșterea impedanței circuitului exterior produce, în condițiile menținerii aceluiași unghi de aprindere, creșterea valorii efective a curentului primar și a celui secundar. Astfel s-a confirmat practic ipoteza teoretică inițială. În cazul evidențiat creșterea cu 32.7% a impedanței în cazul b. a produs creșterea unghiul de aprindere cu 36,9% care coroborată cu scăderea amplitudinii curentului primar a dus la creșterea valorii efective a curentului primar cu 15,4%.

Trebuie menționat că acest efect nu se manifestă întotdeauna ci numai atunci când defazajul suplimentar (unghiul de încărcare al transformatorului) predomină față de scăderea valorii maxime a curentului. El se manifestă frecvent numai când reactanța suplimentară, datorată pătrunderii piesei între brațele de sudat, este mult mai mare decât rezistența suplimentară, caz care corespunde pieselor magnetice de formă deschisă (figura 6.9.a). Pentru piesele de formă închisă (figura 6.9.b) creșterea reactanței este întotdeauna predominantă și de aceea, în acest caz, probabilitatea de creștere a curentului primar este chiar mai mare.

Ținând cont de faptul că, așa cum s-a precizat, condițiile de lucru sunt influențate de interacțiunea dintre o serie de factori, rezultă că este greu de apreciat prin procedee obișnuite comportarea sistemului de sudare la sudarea materialelor magnetice. Această observație arată cât de importantă este preconizarea automatizată a comportării prin metode de simulare. Așadar, dezvoltarea studiilor asupra acestui subiect reprezintă un domeniu important în care se poate aplica modelarea comportării propusă în teză.

6.3.3. Cazul de avarie la creșterea reactanței circuitului exterior

Un caz particular al creșterii reactanței de sudare îl reprezintă situația când unghiul de conducție crește peste 180° , făcând astfel imposibilă aprinderea celui de-al doilea tiristor. Miezul magnetic este astfel supus magnetizării succesive produsă de curenți de același sens, care nefiind urmate de demagnetizare produc în doar câteva perioade o saturație puternică a miezului.

Rezultatul imediat este creșterea curentului primar la valori foarte mari care vor distruge tiristorul care nu funcționează și vor pune în pericol și transformatorul.

prelucrate automat de către un sistem "TRINET", produs omologat al Telecom S.R.L. București.

-pentru regimul de sudare măsurările s-au efectuat în atelierele S.C. Tehnologii Electrice de Sudare S.A. din Timișoara, datele fiind achiziționate și stocate (în fișiere ASCII) automat de către un sistem "HAMEG", produs omologat Frankfurt-Germania și în Laboratorul de Tehnologii Electrice de Încălzire și sudare prin presiune al Facultății de Electrotehnică din Skopje, Macedonia cu același tip de echipament, datele fiind înregistrate prin oscilografere. Datele stocate sub formă de fișiere ASCII au fost prelucrate în software-ul MATHCAD7.0, conform metodologiei prezentată în anexa 3.3.

Analiza comparativă a rezultatelor la mers în gol a condus la concluzia că s-a reușit evidențierea cu precizie a fenomenelor de saturație, histereză și inducție electromagnetică. În acest sens s-a simulat ciclul de histereză și s-au comparat mărimile caracteristice lui cu cele măsurate, precizia de estimare a lor fiind sub 5%. Totodată, s-a demonstrat că deși modelul PSPICE nu conține în mod explicit parametrii de magnetizare, R_m , X_m , R_m^* , X_m^* ei se pot calcula, conform relațiilor (6.6), (6.7) și (5.38), (5.40) iar erorile relative față de valorile măsurate, prezentate la §4.2.1.3 sunt mai mici de 3%. O precizie sub 5.5% s-a obținut și la evaluarea altor mărimi caracteristice pentru mersul în gol (S , U_2 , $\cos \varphi$, I_0 , P_{Fe}).

Deci toate rezultatele corespund cu eroare suficient de mică cu cele măsurate, ceea ce conduce la ideea extinderii estimării pentru regimul de sudare.

Pentru cazul regimului de sudare s-au făcut simulări în trei cazuri și anume, cazul regimului sinusoidal (important prin faptul că reprezintă cel mai frecvent regim de lucru la transformatoarele de putere) deoarece permite validarea simulării în regim staționar de sarcină, cazul regimului de alimentare nesinusoidal simetric, deoarece reprezintă regimul uzual al TSP, și în regim de alimentare nesimetric, deoarece reprezintă regimul de avarie cel mai frecvent întâlnit la TSP.

Pentru regimul sinusoidal erorile de simulare ale curenților primari și secundari au fost de aproximativ 5% pentru valori efective și 10% pentru valori de vârf. Ca atare se apreciază că simularea regimului și evaluarea mărimilor caracteristice este corespunzătoare.

Pentru a simula regimul de alimentare nesinusoidal s-au utilizat abilitățile de simulare ale soft-ului PSPICE pentru a aplica la intrarea transformatorului o tensiune de forma celei furnizate de comutatorul static. După simulare a rezultat că formele de variație în timp ale tensiunilor și curentului primar rezultate prin simulare corespund suficient de bine, eroarea fiind sub 10% în raport cu cele determinate experimental și ca atare s-a trecut la evaluarea mărimilor caracteristice prezentate în tabelul 6.6. În acest sens s-au efectuat simulări ale performanțelor funcționale în diferite regimuri de sudare care diferă prin unghiul de aprindere al tiristoarelor și deci prin parametrii de sudare.

Pentru a obține un regim asimetric s-a aplicat un curent primar pulsatoriu obținut prin eliminarea impulsurilor de comandă ale unuia din tiristoare. Ca rezultat s-a constatat, urmărind curba de magnetizare din Fig 6.6.b, că miezul suferă o magnetizare în c.c. saturându-se foarte puternic, curentul primar pulsatoriu care a produs saturația este cam de 8 ori mai mare decât normal iar cel secundar scade. Efectul imediat este posibilitatea deteriorării tiristorului care nu conduce, a primarului transformatorului și ratarea sudării. De data aceasta încercările experimentale făcute asupra unui transformator de sudare tip ARO20, producție Franța, în Laboratorul de Încălziri electrice și Sudare al Facultății de Electrotehnică din Skopje au arătat că simularea supraestimează amplitudinea curentului primar și o micșorează ușor pe cea a curentului secundar.

De aceea se apreciază că modelarea efectuată în soft-ul PSPICE este adecvată pentru comportarea în regim de sudare, atât timp cât miezul nu este saturat în c.c. astfel:

- în cazul regimului sinusoidal modelarea realizează estimarea cu acuratețe a valorilor mărimilor electromagnetice caracteristice și generează o curbă de histereză corectă;

- la fel, în cazul regimului periodic nesinusoidal, când curenții sunt nesinusoidali și discontinui, rezultatele sunt precise iar modelarea realizează estimarea cu acuratețe atât a formelor de variație ale curenților și tensiunilor, cât și a valorilor lor.

- în cazul regimului asimetric de tip pulsatoriu continuu, așa cum s-a arătat, modelarea realizează estimarea corectă a fenomenelor produse doar din punct de vedere calitativ, adică pentru mărimile caracteristice corespund curbele de variație dar nu și valorile lor.

Aceste concluzii arată că modelul este adecvat și modelează cu acuratețe regimuri simetrice continue cât și regimuri discontinue simetrice. Îmbunătățirea modelului pentru a putea estima comportarea în regimuri asimetrice este necesară sau potrivită pentru cazul mai general de lucru al transformatorului de putere și acolo unde se cer modele dependente de frecvență și ar putea reprezenta un alt domeniu în care modelul să poată fi validat.

În final se fac observații asupra unor solicitări ale TSP care pot să apară datorită sudării unor piese electromagnetice de dimensiuni mari, caz frecvent întâlnit la TSP. Se fac simulări, se evaluează parametrii funcționali până la atingerea cazului limită, când datorită introducerii unei piese de sudat mare miezul se saturează spontan și TSP intră în regimul de avarie amintit anterior. Având în vedere complexitatea factorilor care concură la comportarea sistemului de sudare în cazul sudării materialelor magnetice rezultă un alt domeniu important în care se poate aplica modelarea comportării propusă de autoare.

SINTEZA CONCLUZIILOR ȘI CONTRIBUȚII PERSONALE

În această lucrare autoarea face *în primul capitol* o încadrare a temei în problematica generală a tehnologiilor de sudare și a simulării comportării într-un sistem complex cum este mașina de sudare, justificând importanța și necesitatea abordării temei propuse. În continuare se precizează succint conținutul capitolelor, evidențiind contribuțiile considerate de autoare originale.

În *capitolul 2 autoarea realizează* o încadrare a rolului și locului pe care TSP îl ocupă în cadrul surselor de sudare de c.a. folosite în prezent, accentuând pe motivele care îl impun alături de procedeul prin presiune și anume: calitatea îmbinării sudate, aplicabilitatea la o multitudine de materiale precum și la piese de dimensiuni mari. Astfel s-au prezentat procedeele de sudare prin presiune care utilizează TSP, schema de principiu pentru TSP și circuitul de sudare, s-au sintetizat particularitățile constructive ale TSP impuse de condițiile de funcționare, circuitul magnetic realizat din tole care funcționează la inducții mari, în zona de saturație, circuitul electric primar care pentru micșorarea reactanței de dispersie este alcătuit din mai multe bobine executate din conductor filiform sau bandă de cupru emailată și circuitul electric secundar care este alcătuit din una sau două benzi de cupru, și este răcită cu apa care circulă printr-un tub de cupru. S-au prezentat particularitățile funcționale care au rezultat din modificarea regimului de funcționare în scopul asigurării parametrilor de sudare, tensiune, curent și DA. Astfel pentru a regla valoarea curentului și a tensiunii de sudare se utilizează preponderent comutatoare statice alcătuite din tiristoare (deoarece au avantajul unui consum energetic mic, a timpilor de comutație mici, a plăjei de reglare mare și unui reglaj fin) iar pentru a asigura DA și reglajul exact al timpului de sudare se utilizează contactoarele statice care comandă comutatoarele prezentate anterior sau contactoare cu pedală.

În Anexa 1 s-au sintetizat și prezentat tendințele actuale în construcția și utilizarea TSP-urilor care se manifestă pe piață și sunt confirmate de datele furnizate de producătorii mașinilor de sudare.

În *capitolul 3* s-a realizat adaptarea dimensionării unui transformator la cazul particular al unui TSP, pe baza unor criterii propuse (parametrii de sudare și particularitățile constructive). Contribuțiile proprii ale autoarei constau în elaborarea unei metodologii de calcul a mărimilor electromagnetice de bază și a unor diagrame sintetice de calcul, pornind de la asigurarea parametrilor de sudare și a particularităților constructive, adaptarea metodologiei clasice de dimensionare la cazul concret al TSP și prezentarea sub forma unei diagrame de dimensionare corespunzătoare etapelor care

trebuie parcurse. S-au sintetizat și prezentat, cu evidențierea elementelor utilizate în procesul de proiectare, principalele tipuri constructive, în manta și cu miez înfășurat. Totodată s-a efectuat sinteza rezultatelor sub forma unui algoritm, pentru determinarea mărimilor electromagnetice de bază și pentru dimensionarea propriu zisă a TSP și s-a elaborat un program de dimensionare automată a TSP [21], corespunzător metodologiei expusă, în mediul matematic de programare Mathcad 6.0; el este prezentat în Anexa 2.

Capitolul 4 cuprinde o sinteză originală a semnalelor și tehnicilor matematice de studiu ale semnalelor care se pot aplica transformatoarelor electrice în general și celor de sudare în special. Rezultatul sintezei a condus la concluzia că, în mod concret, mărimile din transformator sunt fie sinusoidale, caz în care se vor trata ca parte imaginară respectiv reală a exponențialei neatenuată, fie periodice nesinusoidale, caz în care se vor trata ca o sumă de semnale exponențiale cu exponent complex și frecvențe în relație armonică, care are ca rezultat tot un semnal periodic. Strategia propusă continuă cu precizarea condițiilor în care un transformator poate fi considerat un sistem liniar, invariant în timp, și cu definirea noțiunilor de analiză în timp și în frecvență. Abia după această etapă se precizează în ce constă fiecare dintre ele. Suplimentar, pentru analiza în frecvență s-a elaborat o metodă, aplicabilă la studiul pe caz, care are la bază atribuirea unui model pentru TSP. Totodată, s-au prezentat cele mai semnificative funcții de transfer utilizate la TSP.

Apoi s-a pus problema găsirii unui model cât mai simplu [22], [23], [24], care să reproducă cu acuratețe comportarea transformatorului și să corespundă solicitărilor specifice lui, determinate de alimentarea cu tensiune nesinusoidală. Au rezultat astfel două categorii de modele: modele pentru frecvența industrială și modele pentru diferite frecvențe.

Contribuția autoarei constă în abordarea și prezentarea modelelor de TSP conform unei clasificări proprii (rezultată din analiza celor mai frecvente condiții de funcționare ale transformatoarelor), alcătuirea unui model original și anume “modelul PSPICE” (figura 4.20) și elaborarea metodei de atribuire a structurii și valorilor parametrilor lui. În scopul determinării cu precizie a valorii parametrilor modelelor, autoarea a făcut eforturi pentru determinarea rezultatelor experimentale numai cu echipamente de achiziție a datelor omologate, de un înalt nivel tehnologic. Trebuie menționată aici noutatea realizată prin utilizarea analizei în timp și în frecvență a transformatorului ca instrument de apreciere a comportării sale (precizarea conținutului și a etapelor de efectuare a analizei în timp și în frecvență) la frecvență joasă și înaltă și corespunzător prin realizarea trecerii de la reprezentarea în frecvență la reprezentarea în spațiul stărilor de timp.

În capitolul 5 se analizează posibilitățile de evaluare a comportării TSP, utilizând modelele propuse. În urma studierii posibilităților de estimare a comportării TSP a rezultat concluzia că modelul clasic care a făcut obiectul de studiu în §5.1., deoarece

permite deducerea expresiilor funcțiilor de transfer, este potrivit pentru modelarea matematică a comportării în frecvență ca sistem, și pentru aprecierea stabilității la aplicarea unui semnal treaptă pe baza expresiilor răspunsului indicial al transformatorului în diferite regimuri de funcționare, cum ar fi mersul în gol, scurtcircuitul și regimul de sudare. Totodată modelul clasic a permis obținerea MMSI al TSP, pentru fiecare regim de funcționare în parte, prin efectuarea trecerii de la reprezentarea în frecvență în domeniul stărilor de timp. Aceste MMSI pot servi ca bază pentru un sistem de reglare automată care să modeleze comportarea transformatorului în mașina de sudare. Totuși utilizarea sa într-un astfel de sistem este greoaie deoarece componentele armonice ale curenților nu sunt generate automat de model și trebuie introduse suplimentar, atunci când au importanță într-o aplicație dată.

Modelul clasic s-a dovedit totuși necorespunzător pentru analiza în timp în regim staționar sinusoidal și cu atât mai mult nesinusoidal cum este cel la care este supus în timpul funcționării TSP. Mai mult, a rezultat că acest model nu sesizează fenomenul de saturație al miezului și nici pe cel de histereză.

De aceea s-a propus și adoptat pentru TSP 'modelul PSPICE' care ține seama de fenomenul de inducție electromagnetică, de cel de saturație și de cel de histereză. Acest model, s-a dovedit a fi calitativ superior modelului clasic nu numai prin fenomenele de care ține seama ci și prin capacitatea sa de a simula comportarea transformatorului. Astfel, a rezultat că el permite simularea comportării într-un domeniu mult mai larg cum ar fi, în frecvență, în timp cu toate aspectele sale, spectru armonic al mărimilor, respectiv răspuns indicial și totodată pentru orice regim de funcționare. În plus are precizie mult mai mare în simulare, metoda de cuantificare a preciziei utilizată fiind inutilă la modelul clasic, unde nici forma de variație în timp a mărimilor nu corespunde

Concluzia finală este că modelul PSPICE reprezintă soluția optimă atunci când dorim să estimăm comportarea în timp și în frecvență.

Contribuțiile originale ale autoarei constau în selectarea argumentată (printr-o analiză comparativă a posibilităților de estimare) a modelului adecvat pentru simularea comportării și evaluarea performanțelor funcționale ale TSP, în propunerea unei metode de validare a modelului original PSPICE și de apreciere a preciziei de estimare a comportării, și în demonstrarea faptului că modelul evidențiază fenomenele de saturație și histereză.

În *capitolul 6* s-a simulat comportarea TSP în regim de mers în gol și în regim de sudare și s-au estimat performanțele funcționale prin intermediul mărimilor caracteristice fiecărui regim. Rezultatele obținute au fost comparate cu cele experimentale care s-au obținute în laboratorul de Rețele Electrice al Facultății de Electrotehnică din Timișoara, atelierele S.C. Tehnologii Electrice de Sudare S.A. din Timișoara, laboratorul de Tehnologii Electrice de Încălzire și sudare prin presiune al Facultății de Electrotehnică

din Skopje, Macedonia. Datele au fost culese sub formă de fișiere ASCII și au fost prelucrate în software-ul MATHCAD7.0.

Analiza comparativă a rezultatelor la mers în gol a condus la concluzia că s-a reușit evidențierea cu precizie a fenomenelor de saturație, histereză și inducție electromagnetică. În acest sens s-a simulat ciclul de histereză și s-au comparat mărimile caracteristice lui cu cele măsurate, precizia de estimare rezultând sub 5%. O precizie sub 5.5% s-a obținut și la evaluarea altor mărimi caracteristice pentru mersul în gol, S , U_2 , $\cos \varphi$, I_0 , P_{Fe}

Deci toate rezultatele corespund cu eroare suficient de mică cu cele măsurate, ceea ce a condus la ideea extinderii estimării comportării și asupra regimului de sudare

Pentru regimul de sudare s-au făcut simulări în trei cazuri și anume, în regim sinusoidal, important prin faptul că reprezintă cel mai frecvent regim de lucru la transformatoarele de putere și deoarece permite validarea simulării în regim staționar de sarcină, în regim de alimentare nesinusoidal simetric, deoarece reprezintă regimul uzual al TSP, și în regim de alimentare nesimetric deoarece reprezintă regimul de avarie cel mai frecvent întâlnit la TSP.

În final a rezultat concluzia că modelarea în software-ul PSPICE este adecvată pentru studiul comportării în regim de sudare atât timp cât miezul nu este saturat în c.c. astfel:

- în cazul regimului sinusoidal modelarea estimează cu acuratețe valorile mărimilor electromagnetice caracteristice și generează o curbă de histereză corectă;
- în cazul regimului periodic nesinusoidal, când curenții sunt nesinusoidali și discontinui, rezultatele sunt precise iar modelarea estimează cu acuratețe atât formele de variație ale curenților și tensiunilor, cât și valorile lor.
- în cazul regimului asimetric de tip pulsatoriu continuu modelarea estimează corect fenomenele produse doar din punct de vedere calitativ, adică pentru mărimile caracteristice corespund curbele de variație dar nu și valorile lor.

Aceste concluzii arată că modelul este adecvat și modelează cu acuratețe regimuri simetrice continue cât și regimuri discontinue simetrice.

În final se fac observații asupra unor regimuri specifice ale TSP care pot să apară datorită sudării unor piese electromagnetice de dimensiuni mari, cazul cel mai frecvent întâlnit la TSP.

Capitolul 6 conține concluzia privind contribuția cea mai importantă a autoarei la tema simulării și estimării performanțelor care constă în identificarea și utilizarea, unui instrument care are capacitatea de simulare a comportării TSP. Pe tot parcursul acestui ultim capitol modelul PSPICE este folosit cu abilitate pentru simularea comportării la mers în gol, la sudare și pentru evaluarea performanțelor funcționale într-o multitudine de condiții de sudare care diferă prin parametrii de sudare sau particularitățile circuitului de sudare. Trebuie menționat că rezultatele obținute au permis chiar și estimarea unor

situații de avarii. În scopul estimării comportării TSP autoarea a elaborat programe de simulare și apoi a efectuat simulări, în software-ul PSPICE, pe care le-a prezentat în teză și în Anexa 4.

În concluzie cele mai importante contribuții personale aduse la tema dezvoltată, în opinia autoarei, sunt următoarele:

- elaborarea unei metodologii de calcul a mărimilor electromagnetice de bază necesare în proiectarea TSP;
- adaptarea metodologiei clasice de dimensionare la cazul concret al TSP și prezentarea sub forma unui algoritm de dimensionare corespunzător etapelor care trebuie parcurse;
- elaborarea unui program de dimensionare automată a TSP (MATHCAD6.0) care să permită introducerea într-un proces iterativ dimensionare-simulare performanțe-redimensionare (în scopul optimizării lui);
- sinteza semnalelor și tehnicilor matematice de studiu ale semnalelor care se pot aplica transformatoarelor electrice în general și celor de sudare în special,
- definirea noțiunilor de analiză în timp și în frecvență a TSP, considerat un sistem liniar, invariant în timp;
- elaborarea unei metode de analiză în frecvență și în timp, aplicabilă la studiul pe caz, care are la bază atribuirea unui model pentru TSP pornind de la stabilirea și deducerea expresiilor funcții de transfer semnificative pentru un transformator, în general;
- abordarea și prezentarea modelelor schematice pentru TSP conform unei clasificări proprii, la frecvență industrială și la diferite frecvențe joase și înalte (rezultată din analiza celor mai frecvente condiții de funcționare ale transformatoarelor);
- alcătuirea unui model original și anume “modelul PSPICE” (figura 4.20) și elaborarea metodei de atribuire a structurii și valorilor parametrilor lui,
- propunerea unei metode de validare a modelului original PSPICE și de apreciere a preciziei de estimare a comportării;
- utilizarea analizei în timp și în frecvență a transformatorului ca instrument de apreciere a comportării sale (precizarea conținutului și a etapelor de efectuare a analizei în timp și în frecvență) la frecvență joasă și înaltă și corespunzător prin realizarea trecerii de la reprezentarea în frecvență la reprezentarea în spațiul stărilor de timp;
- deducerea expresiilor funcțiilor de transfer și modelarea matematică a comportării în frecvență a TSP ca sistem, deducerea expresiilor răspunsului indicial (la semnal treaptă) al TSP în diferite regimuri de funcționare, (mers

în gol, scurtcircuit și sudare) în vederea aprecierii comportării la aplicarea unui semnal treaptă.

- deducerea modelului matematic sistemic 'MMSI' al TSP (care stă la baza oricărui sistem de reglare), pentru fiecare regim de funcționare în parte, prin efectuarea trecerii de la reprezentarea în frecvență în domeniul stărilor de timp.
- selectarea argumentată a modelului adecvat pentru simularea comportării și evaluarea performanțelor funcționale ale TSP;
- demonstrarea faptului că modelul evidențiază fenomenele de saturație și histereză;
- identificarea și utilizarea, unui instrument care are capacitatea de simulare a comportării TSP, software-ul PSPICE;
- folosirea cu abilitate a modelului PSPICE pentru simularea comportării la mers în gol, la sudare și pentru evaluarea performanțelor funcționale într-o multitudine de condiții de sudare care diferă prin parametrii de sudare sau particularitățile circuitului de sudare;
- elaborarea de programe de simulare a comportării TSP în cadrul sistemului de sudare;
- efectuarea de simulări, în software-ul PSPICE, pe baza cărora s-a estimat comportarea TSP în diverse regimuri de sudare și s-a reușit chiar preconizarea producerii unor situații de avarie.

BIBLIOGRAFIE

- [1] MICLOSI, V.; ANDREESCU, F.; LUPU, V. - *Echipamente pentru sudare*, E.D.P., Bucuresti-1984
- [2] CENTEA, O.; MICLOSI, V. - *Masini si aparate pentru sudarea electrică*, E.T., Bucuresti -1967
- [3] CEDIGHIAN, O. - *Materiale magnetice*, E.T. București, 1974
- [4] NOVAC, I. - *Mașini electrice, Curs litografiat*, I.P.T.V.T., Timisoara, 1991
- [5] LHEUREUX, G.E.; BELOTTE, E. - *Le soudage par resistance*, Paris-1972
- [6] DORDEA, T. - *Masini electrice*, E.D.P., Bucuresti-1977
- [7] RICHTER, R. - *Mașini electrice III*, E.T. București, 1960
- [8] GLEBOV, L.V.; PESKAROV, N.A. - *Rasciot I constructirovnaie mašin kontaktnoi svarki*, Energia-Leningradskoe Akademie-1968
- [8] POPESCU, CRISTIANA; IFRIM, A; CEDIGHIAN, S; LEFTER, C.; NICOLAE, M.; ICHIM, D. - *Materiale electrotehnice, proprietati si utilizari*, E.D.T., Bucuresti-1976
- [9] SCHEIBER, E.; LIXĂNDROIU, D. - *Mathcad Prezentare și probleme rezolvate*, E.T. București, 1992
- [10] NAFORNIȚĂ, I.; CÂMPEANU, A.; ISAR, A. - *Semnale, circuite și sisteme*, Editura U.P.Timisoara, 1995
- [11] ARIE, A.; NEGUȘ, G.; GOLOVANOV, C. - *Poluarea cu armonici a sistemelor electroenergetice funcționând în regim permanent simetric*, E.Academiei Române, București, 1994
- [12] NICOLAIDE, A. - *Mașini electrice*, Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1975
- [13] KEYHANI, A.; CHUA, S.; SEBO, S. - *Maximum likelihood Estimation of Transformers High Frecvency Parameters from Test Data*, IEEE Transaction on Power Delivery, vol.6, No.2, April 1991(pg.858-865)
- [14] FUCHS, E.; ROESLER, D.J.; ALASHHAB, F. - *Sensitivity of Electrical Appliances to Harmonics and Fractional Harmonics of the Power Sistem's Voltage. Part I: Transformers and Induction Machines*, IEEE Transaction on Power Delivery vol PWRD-2 No.2 April, 1987
- [15] POPESCU, CRISTIANA; IFRIM, A.; CEDIGHIAN, S.; LEFTER, C.; NICOLAE, M.; ICHIM, D. - *Materiale electrotehnice, proprietăți și utilizări*, E.D.T., București-1976
- [16] PREITTL, S.; FOGARAȘI, A.; PRECUP, R. - *Teoria sistemelor și reglaj automat*, E.Mirton, Timișoara, 1994.
- [17] COMAN, VOICHIȚA - *Surse pentru curent alternativ folosite în prezent*, Referat susținut la Universitatea Politehnica din Timișoara, 1993.
- [18] COMAN, VOICHIȚA - *Metodă de calcul al principalelor mărimi electromagnetice pe baza cărora se dimensionează transformatoarele de sudare prin presiune*, CITE'96

- Conferința Internațională de Transformatoare Electrice, București, 9-10 Mai 1996, vol I, pg. 38-41.
- [19] JILES, D.C.; ATHERTON, D.L - *Theory of Ferromagnetism Hysteresis, Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol.61, 1986, pg. 48-60.
- [20] BALABANIAN, N.; BICKART, T. - *Teoria modernă a circuitelor*, E.T., București, 1974
- [21] CIMPEANU, A. - *Masini electrice*, E.D.P., Bucuresti-1980
- [22] NICA, ELENA; DORDEA, T.; COMAN, VOICHIȚA; GHIUR, I. - *Contribution to modeling simulation of VSI-FED induction motor for traction*, IASTED International Conference for Modeling and Simulation, May 15-17, 1997, Pittsburg, Pennsylvania, U.S.A. pg. 293-296.
- [23] NICA, ELENA; BORZA, I.; COMAN, VOICHIȚA; STOICIU, D.; MARIN, C. - *Modelling and simulation study of manufacturing process influence upon the performance of induction motos*, Proceedings of the IASTED Conference, 5-8 May, 1999 Philadelphia U.S.A., pg.441-446.
- [24] COMAN, VOICHIȚA - *A Resistance Transformer PSPICE Model Settling*, Proceedings of the third International Power Systems Conference, Timișoara 18-20 Nov. 1999, Buletinul Stiințific Informativ al U.P.T. Tom 44(55) , Vol I., pg 38-44.
- [25] STUART, R.D. - *Introducere în analiza Fourier cu aplicații în tehnică*, E.T., București, 1971.
- [26] PĂMÂNȚAȘ, E.; COMAN, VOICHIȚA; BAKO, I.; BOITOR, V. - *Automat de sudare, tip tractor, sub strat de flux, cu două capete de sudare în tandem, tip ASTF-2*. Certificat de inovație nr. 277, M.I.C.M-D.T., ISIM-38/29.12.1988.
- [27] BOITOR, V.; BAKO, I.; KISS, P.; PĂMÂNȚAȘ, E.; COMAN, VOICHIȚA; WOJCIK, A. - *Tractor universal de sudare tip TU-800*. Certificat de inovație nr. 274, M.I.C.M-D.T., ISIM-34/28.12.1988.
- [28] * * * *Standard intern departamental nr. 38 -Calitatea mașinilor de sudat electric prin presiune*, I.S.I.M., Timisoara-1987
- [29] * * * *Brosura reclama, Firma Sciaky, Franta- Les transformateurs a souder par resistance*
- [30] MIRI, A. M.; RIEGEL, N.A.; HUBER, S.; *Modeling of the transient behaviour of 3-phase transformers*, Lucrările Conferinței Internaționale de Transformatoare Electrice, CITE'96, București, Vol.1, pg2-8.
- [31] COMAN, VOICHIȚA - *Methodes de l'optimisation du regime de fonctionnement d'un transformateur de soudage par resistance*, Buletinul Stiințific al Universității Tehnice din Timișoara, 1993, Tom 38 (52), pg.64-70.
- [32] KALANTAROV, P.L.; ȘEITILIN, L.A. - *Rascet inductivnostej. Energia*, Leningradskoe Otdelenje, Leningrad, 1986.
- [33] STANCIU, V.; MEREANU, A.; GRUIA, L.; MITRAN, G. - *Stadiul nivelului tehnic actual și performanțele transformatoarelor electrice*, Sesiunea plenară a Conferinței Internaționale de Transformatoare Electrice, CITE'96, București, Vol.1, pgSP2-SP9.
- [34] COMAN, VOICHIȚA - *Considerații asupra influenței materialelor electroizolante la proiectarea și utilizarea transformatoarelor des sudare prin presiune*, Lucrările

- Conferinței Internaționale de Transformatoare Electrice, CITE'96, București, Vol.1, pg42-45V.
- [35] COMAN, VOICHIȚA - *Asupra dimensionării miezului magnetic la transformatoarele de sudare prin presiune*, Lucrările Sesiunii de Comunicări Științifice a Universității A.Vlaicu Arad, 1996, Vol.1, pg.27-31
- [36] COMAN, VOICHIȚA - *Factori care influențează tensiunea maximă de mers în gol la transformatoarele de sudare prin presiune*, Lucrările Sesiunii de Comunicări Științifice a Universității A.Vlaicu Arad, 1996, Vol.1, pg.57-62.
- [37] COMAN, VOICHIȚA - *Influența clasei de izolație în procesul de proiectare al transformatoarelor de sudare prin presiune*, Analele Universității din Oradea, 1996, Fascicola de Energetică, pg.143-148.
- [38] COMAN, VOICHIȚA - *Etape pentru dimensionarea transformatoarelor de sudare prin presiune*, Analele Universității din Oradea, 1996, Fascicola de Energetică, pg.149-155.
- [39] KALANTAROV, P.L.; ȘEITLIN, L.A. - *Rascet inductivnosti*. Energhia, Leningradskoe Otdelenie Leningrad, 1986.
- [40] CUNDEVA, SNEZANA; PETROVSKA, L.; CUNDEV, M. - *A Novel Approach to Evaluation of Magnetizing Circuit Parameters in Transformers by Using PSPICE*, Proceedings of the IPST Conference, June 20-24, 1999, Budapest, Hungary, pg 486-490.
- [41] CUNDEVA, SNEZANA; PETROVSKA, LIDJIA; CUNDEV, M. - *Modeling and Simulation of a Welding Transformer for Parameter Evaluation*-Proceedings of the ICEM'98 Conference, September, Istanbul, Turkey pg 524-528.
- [42] JILES, D.C.; THOELKE, J. B. - *Theory of ferromagnetic hysteresis. Determination of model parameters from experimental loops*, IEEE Transaction on magnetics, vol. 25, nr.5,1989, pg.3928-3930.
- [43] MICHEL, J. L.; POITTEVIN, J.; SEYRWING, G. - *Representation of the transformer in electrical network, modeling by PSPICE*, Journées Franco-Polonoise en Electricité, SPETO'96, 14-15 may, Gliwice-Ustron, Polonia 1996, pg.183-198
- [44] PRIGOZI, S. - *PSPICE Computer Modeling of Hysteresis Effects*. IEEE Transaction on Education, Vol.36. Nr.1, 1993, pg2-5.
- [45] KILYENI, S. - *Calcul numeric în energetică*, E. Mirton, Timișoara, 1996.
- [46] ANDRONESCU, P. - *Bazele Electrotehnicii*, E.D.P., București, 1972.
- [47] GENGENBACH, O. - *Der Secundarstromkreis bei Winderstands Schweissmaschinen*, Fachbuchreihe Schweisstechnik, Band 35, Dusseldorf, 1963, pg 33-61
- [48] CUNDEV, S. - *Doprinos problematici odredivanja efektivne vrednosti struje pri automatskom upravljanju procesom zagrevanja kada je primenjeno fezno upravljanje*, Automatika, Nr.3-4, pg 109-115.
- [49] COMAN, VOICHIȚA - *Calculul performanțelor unui transformator de sudare în puncte*, Lucrările Conferinței de Electroenergetică, Timișoara, Nov., 1994, E. Helicon, Vol.1, pg.38-41
- [50] * * *STAS 10942-84 *Transformatoare pentru mașini electrice de sudat prin presiune*
- [51] * * *NTR 4475/1-84 *Conductoare de Cu pentru bobinaj, izolate cu fire de sticlă*

- [52] * * *STAS 7758/1-76, 7758/5-76, 7758/4-78 - *Tablă electrotehnică. Metodă de determinare a caracteristicii de magnetizare cu cadrul Epstein.*
- [53] MARIN, T. - *PSICE*, E.Teora, București, 1996.
- [54] WITULSKI, A. - *Introduction to Modeling Transformer and Coupled Inductors*, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.10, Nr.3., 1995, pg.349-357.
- [55] WILSON, I. M. - *Analog Behaviour Modeling using PSPICE*, New Jersey Prentice Hall, 1986.
- [56] KELEMEN, A.; IMECS, M. - *Electronica de putere*, E.D.P, București, 1972.
- [57] BEJOT, I. P. - *Comportement d'un transformateur MT BT en presence d'harmoniques de courant*, RGE, Nr.7, 1992, pg31-35.
- [58] DUGAN, R.; SMITS, D. - *Low voltage side current surge phenomene in single-phase distribution trasformer systems*, IEEE Transaction on Power Delivary, Vol 3, Nr.2, Apr. 1988, pg.637-647.
- [59] * * * *Recomandeepractices and requirements for harmonic control in eelctric power systems*, IEEE STD 519, 1993, New York.
- [60] * * * *Effects of harmonics on equipment . Repart of the IEEE Task Face on harmonic impacts*, IEEE Transaction on Power Delivery, Vol.8, Nr.2, April 1993, pg. 672-680.
- [61] * * * *GIGRE Working group 36-05, Harmonics, characteristic parameters, Methods of study, Estimates of existing values in the network*, ELECTRA, Nr. 77, July, 1981, pg.35-54.
- [62] * * * *Modeling and simulation of the propagation of harmonics în electric power networks, part I: Concepts, models, and simulation techniques, Task Face on Harmonics Modeling and Simulation*, IEEE Transaction on Power Delvary, Vol 11, Nr. 1, Jan., 1996, pg.452-469.
- [64] ROBERT, A.; DEFLANDRE, T. - *Groupe de travail CCO2, Guide pour l'evaluation de l'impedance harmonique de reseau*, ELECTRA, Nr.167, Auot, 1996, pg.96-135.
- [65] NEVES, W. A. L.; DOMMEL, W. H.; WILSON, XU. - *Practical distribution transformer models for harmonics studies*, IEEE Transaction on Power Delivery, Vol.10, Nr.2, 1995, pg.906-912
- [66] KEKS, W. - *Complemente de Matematici cu aplicații în tehnică*, E.T., București, 1981.
- [67] NICOLAU, E. - *Manualul inginerului electronist: măsurări electronice*, E.T., București, 1979.
- [68] NICOLAU, E.; BELIȘ, M. - *Măsurări eelctrice și electronice*, E.D.P., București, 1979.
- [69] MILLEA, A. - *Măsurări electrice : principii și metode*, E.T., București, 1980.
- [70] * * * *Handbuch, Operating Manual for HO79-5*, HAMEG Instruments, 1995
- [72] * * * *Carte tehnică a transformatorului de sudare, tip TSP23*, ICPE, București, 1989
- [73] * * * *Standard Profesional, Transformatoare de sudare în puncte pentru clești de sudare (cu aplicație pe roboți industriali)*, ICPE, București, 1992.
- [74] * * * *Buletin de încercare nr 885/28.08.1992*, ICPE ,București.

ANEXE

ANEXA 1

Tip-Cod	Firma	Caracteristici tehnice										Procedeu de sudare
		U _{al} [V]	S _n la DA=50% [KVA]	S _{max} [KVA]	U ₂₀ [V]	I _p [KA]	I _{scmax} [KA]	Debit apa [l/h]	Reglare	Clasa de izolatie	Masa [Kg]	
TSPW 40 63 100 180	Electro- contact Buzau	380 " " "	28,3 44,6 70,7 127		3-5			360	comutator rotativ " " comutator bareta	B B B B	76 101 126 243	
4620-21	TECHNA Italia	380	35 50	75 106	4-5,4 6,3	4,5 4,5	17,5-13,8 21,4-16,8	240 240	Electronica	F F	187 195	- in puncte si relief
8001-02		380	35	90-60	3,8-5,4	4,5	21	380	"	F	260	-in puncte, linie si relief
8003-04		"	60	125	4,8-6,5	6,5	24	380	"	F	300	
8007-08		"		250	6,8-8,6	8,2	36	380	"	F	400	
(c.c.)		"	80		5,4	7,5	46	500	"	F		-in puncte si relief. WIG, MIG, MAG
"		"	120		6,7	9	54	600	"	F		
"		"	240		8,2	14,7	100	1000	"	F		
"		"	360		10	18	145	1500	"	F		
"		"	60		11,4	26,4	195	2000	"	F		
PTE 18 28	TELWIN Elvetia	380 "	15 25		2,6 4,2				electronica pt. curent si timp		110 140	-in puncte cu brat oscilant (la cerere)
PCP 18 28	Franta Germania	" (220)	15 25		2,6 4,2				contactor sincron		110 140	
SPOTTER TBM 15TI		380			6,4	2,8					31	-in puncte pe 2 parti
CAR SPOTTER TURBO		380			6,4	2,8					38	-in puncte pe o parte

TRANSFORMATOARE DE SUDARE PRIN PUNCTE

TSPW 40 , 63 , 100 , 120 KVA

Utilizare

Transformatoarele de sudare sunt destinate sa echipeze masinile de sudat multipunct de pe liniile de sudura caroserii de autoturisme, sau pot lucra in posturi individuale.

Aceste transformatoare au puteri de 40, 63, 100 si 120 kVA, valorile fiind considerate in primar, cu transformatorul alimentat pe priza corespunzatoare tensiunii secundare maxime si la o durata de actionare DA=50% pentru un ciclu de functionare de 1 minut.

Caracteristici tehnice

- tensiunea nominala.....380V
- frecventa.....50Hz
- debit minim de apa.....6l/min TSPW 40, 63, 100kVA
.....9l/min TSPW 120kVA
- clasa de izolatia.....B
- grad de protectie.....IP00
- alte caracteristici.....conform tabel 1.

TABEL 1

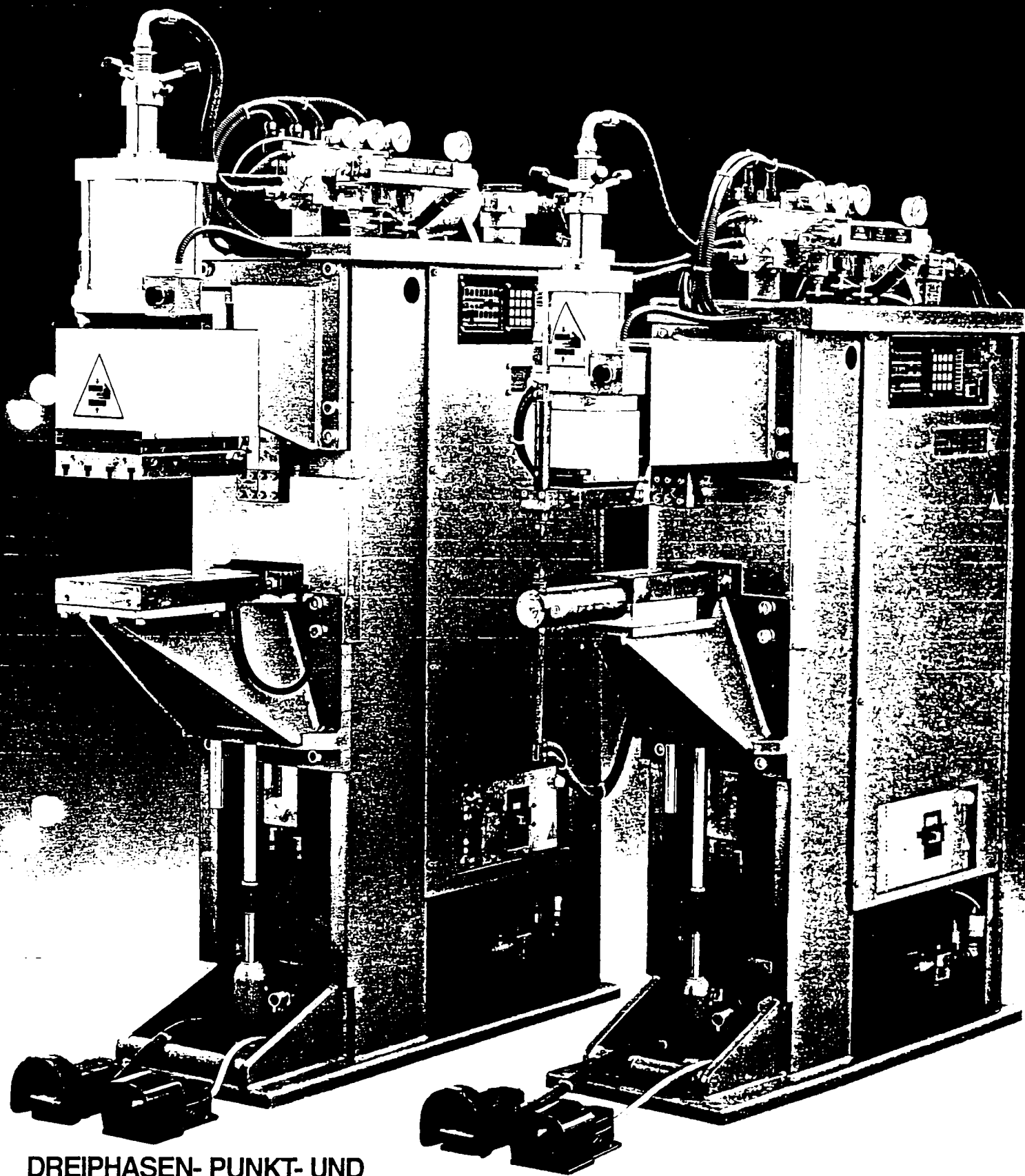
Nr. crt.	Tip transformator	Putere nominala W	Pierderi maxie la mers in gol W	Curent maxie de mers in gol A	Tensiune secundara de mers in gol V				Dimensiuni de gabarit mm			Cota de Desen mm	Masa kg	
					Pozitie comutator				A	B	C			
					1	2	3	4						
1	TSPW 40	28,3	350	15,8	3	3,6	4,2	5	1580	235	185	fig.1	290	76
2	TSPW 63	44,6	500	28,4	5	5,6	6,3	7	1650	235	185	fig.1	360	101
3	TSPW 100	70,7	700	39,5	7	8	9	10	1790	235	185	fig.1	420	126
4	TSPW 120	127	1100	71	9,5	10,75	12	13,25	1790	320	240	fig.2	520	123

Transformatoarele de sudare de 40, 63, 100kVA sunt prevazute cu comutator de tip rotativ, iar la transformatorul de 120kVA comutatorul este de tip bareta.

Comutatorul poate ocupa oricare din pozitiile urmatoare:

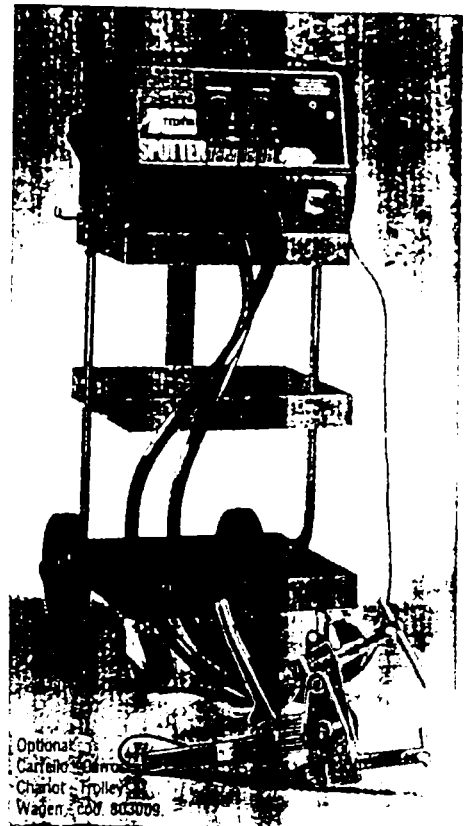
- a. pe transformator -pe fata superioara poz.1 fig.1
- pe cele doua fete mici poz.2,5 fig.3
- pe cele doua fete mari poz.3,4 fig.3
- b. separat de transformator poz.6 fig.4

TECNA®



**DREIPHASEN- PUNKT- UND
BUCKEL-SCHWEISSMASCHINEN MIT SECHSPHASENGLEICHRICHTUNG
MAQUINAS DE SOLDADURA A PUNTOS Y PRENSAS DE SOLDAR
TRIFASICA Y DE CORRIENTE CONTINUA
SALDATRICI A RESISTENZA TRIFASI IN CORRENTE CONTINUA A
PUNTI E PROIEZIONE**

SPOTTER TBM 15 TI



Optional: Carriage, Stand, Trolley, Wagen, Cod. 803009.

Impianto di saldatura a resistenza di ampio impiego ed utilizzo nella puntatura su lamiere di acciaio, acciaio zincato, ecc.

Il controllo e la regolazione elettronica dei tiristori avviene con circuito elettronico che riporta esternamente le seguenti regolazioni con potenziometri:

- corrente di puntatura (potenza) dal 20 al 100%
- tempo di puntatura da 2 a 100 periodi.

Ciò consente una ottimale esecuzione dei punti di saldatura semplicemente regolando il tempo/potenza.

L'impianto viene fornito completo di:

- generatore in c.a.
- pinza meccanica, leggera ed a ingombro, in fusione di alluminio, per un facile impiego ed accesso in spazi ristretti, con semplice regolazione della pressione ed il comando del ciclo è incorporato.
- cavi di saldatura ad alta flessibilità collegati al generatore con innesti rapidi.

Equipo de soldadura a resistencia, de amplio empleo y utilización en el punteado sobre chapas de acero, acero cincado, etc.

El control y la regulación electrónica de los tiristores vienen asegurados por un circuito electrónico, que efectúa las siguientes regulaciones, por medio del potenciómetro:

- Corriente de punteado (potencia), del 20 al 100%
- Tiempo de punteado, de 2 a 100 períodos.

Lo que permite una mejor ejecución de los puntos de soldadura, regulando simplemente el tiempo y la potencia.

El equipo viene compuesto de:

- generador en c.a.
- pinza mecánica ligera y de pequeño volumen, en aluminio, para una utilización más fácil, incluso en los espacios reducidos.

La regulación de la presión puede realizarse fácilmente, y viene incorporado el mando del ciclo.

Los cables de soldadura muy flexibles se conectan al generador, con enchufes rápidos.

Poste de soudage à resistance, d'une gamme d'utilisation étendue pour le pointage des tôles d'acier, d'acier zingué, etc.

Le contrôle et le réglage électronique des thyristors sont assurés par un circuit électronique dont les réglages, effectués au moyen de potentiomètres, sont reportés à l'extérieur:

- courant de pointage (puissance) de 20 à 100%
- temps de pointage, de 2 à 100 périodes.

Ce qui permet une très bonne exécution des points de soudure en réglant simplement temps et puissance.

Le poste est livré avec:

- un générateur en c.a.
- une pince métallique, légère et peu encombrante, en aluminium pour une utilisation plus facile même dans les espaces les plus réduits.

Le réglage de la pression peut se faire aisément et la commande du cycle est incorporée.

des câbles de soudage, très flexibles, reliés au générateur par des bornes rapides.

Resistance welding equipment which permits a wide range of spot welding operations on steel and plated sheets etc.

Controls and electronic regulation of thyristors is by electronic circuit with potentiometers on front panel to regulate:

- spot-welding current (power) from 20 to 100%
- spot welding time from 2 to 100 periods.

Thus by adjusting the time-power potentiometer a perfect spot-welding is obtained.

The plant comes complete with:

- A.C. generator
- aluminium arm clamp light, compact and very easy to handle also in narrow places. Pressure can be easily regulated and cycle controls built in.

High flexible welding cables connected to generators by quick connectors.

Fabrare Wärmewerk, Schweißanlage für die Verwendung in Punktschweißarbeiten in Stahlblech- und lackierten Stahlblech.

Die elektronische Steuerung der Thyristoren wird durch ein elektronisches Schaltungsdiagramm folgende Steuergrößen durch Potentiometer gesteuert:

- Punktschweißstrom (Leistung) von 20 bis 100%
- Punktschweißzeit von 2 bis 100 Periode.

Dies erlaubt durch die Anstellung der Schweißzeit und Leistung die Einstellung der Schweißung.

Die Anlage wird komplett geliefert mit:

- Generator
- Metallarmklammer, kompakt und sehr leicht zu handhaben auch in engen Stellen. Der Druck kann leicht reguliert werden und die Zyklussteuerung ist eingebaut.

Die flexible Schweißkabel sind an den Generatoren durch Schnellverbindungen angeschlossen.

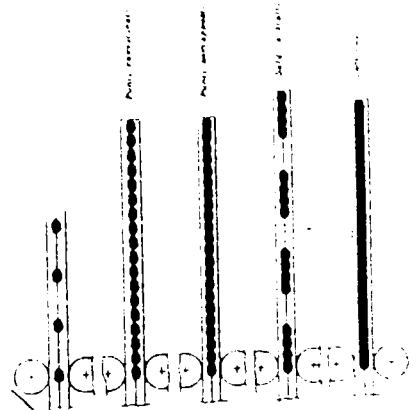
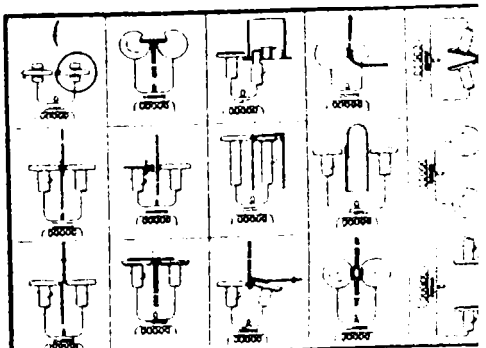
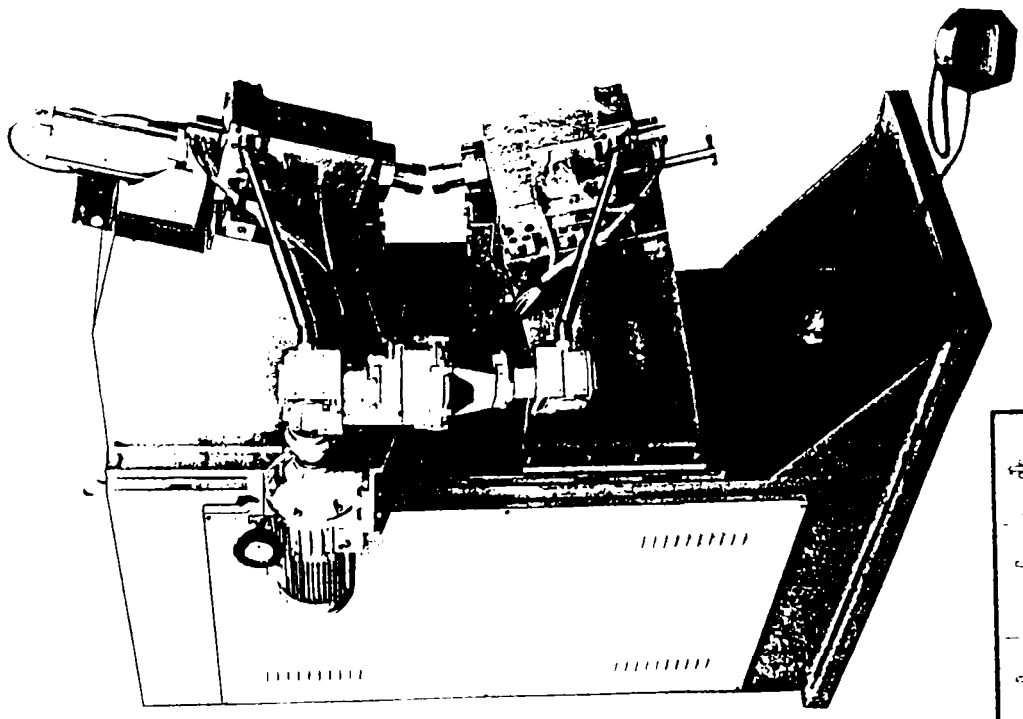
Die Schweißkabel sind durch Schnellverbindungen an den Generatoren durch Schnellverbindungen angeschlossen.

SPOTTER TBM 15 TI

TENSIONE DI RETE TENSION DE RED	TENSION DU RESEAU MAINS VOLTAGE	NETZSPANNUNG	(V)	220/240
FUSIBILE RITARDO FUSIBLE RETRASADO	FUSIBLE RETARDE DELAYED FUSE	TRAGE SICCHERUNG	A	16
CORRENTE DI SALDATURA CORRIENTE DE SOLDADURA	COURANT DE SOUDAGE WELDING CURRENT	SCHWEISSLEISTUNG	A	1500
TENSIONE MAX A VUOTO TENSION EN VACIO MAX	TENSION A VIDE MAX NO-LOAD MAX CURRENT	LEERLAUFSPANNUNG MAX	V	14
FATTORE DI SERVIZIO FACTOR DE SERVICIO	FACTEUR DE MARCHE DUTY-CYCLE	EINSHALTDAUER	X	
PUNTATURA SU DUE LATI PUNTEADO POR DOS LADOS	POINTAGE SUR DEUX COTEX DOUBLE SIDED SPOT WELDING	PUNKTSCHWEISSEN VON ZWEI SEITEN	mm	15x15
DIMENSIONI DIMENSIONES	DIMENSIONS SIZE	ABMESSUNGEN	mm	195x190x270
PESO PESO	POIDS WEIGHT	GEWICHT	Kg	
COD.			N	82010

Alimentazione 220V a richiesta - Alimentation 220V sur demande - Input power on request 220V - Stromversorgung 220V auf Anfrage

ISEA
 industria
 saldatrici
 elettriche
 automatiche



La nostra lunga esperienza nel campo delle saldatrici a culla, ci consente di offrirvi macchine di alta qualità ed adatte a tutte le particolari esigenze.

L'accurata scelta dei materiali e delle apparecchiature al comando consentono di ottenere ottime saldature riuscendo al minimo la manutenzione.

Il funzionamento pneumatico della discesa delle teste, con l'ausilio di filtri, lubrificatore e riduttore consente di averle in una vasta gamma di pressioni.

La struttura portante, molto robusta, è in grado di sopportare forti pressioni e, assicurata, offre saldatore.

Le teste delle zolle, in rame forgiato, particolarmente robuste e lungamente provate, assicurano un perfetto ed affidabile contatto con la parte da saldare, in movimento.

La Serba Contatto Saldatrice, equipaggiata con un sistema di riduzione della velocità di marcia, è in grado di lavorare in modo continuo, anche in presenza di irregolarità di tensione.

La Serba Contatto Saldatrice, è una macchina di grande portata, in grado di lavorare in modo continuo, anche in presenza di irregolarità di tensione.

La Serba Contatto Saldatrice, è una macchina di grande portata, in grado di lavorare in modo continuo, anche in presenza di irregolarità di tensione.

La Serba Contatto Saldatrice, è una macchina di grande portata, in grado di lavorare in modo continuo, anche in presenza di irregolarità di tensione.

La Serba Contatto Saldatrice, è una macchina di grande portata, in grado di lavorare in modo continuo, anche in presenza di irregolarità di tensione.

La Serba Contatto Saldatrice, è una macchina di grande portata, in grado di lavorare in modo continuo, anche in presenza di irregolarità di tensione.

La Serba Contatto Saldatrice, è una macchina di grande portata, in grado di lavorare in modo continuo, anche in presenza di irregolarità di tensione.

La Serba Contatto Saldatrice, è una macchina di grande portata, in grado di lavorare in modo continuo, anche in presenza di irregolarità di tensione.

La Serba Contatto Saldatrice, è una macchina di grande portata, in grado di lavorare in modo continuo, anche in presenza di irregolarità di tensione.

La Serba Contatto Saldatrice, è una macchina di grande portata, in grado di lavorare in modo continuo, anche in presenza di irregolarità di tensione.

La Serba Contatto Saldatrice, è una macchina di grande portata, in grado di lavorare in modo continuo, anche in presenza di irregolarità di tensione.

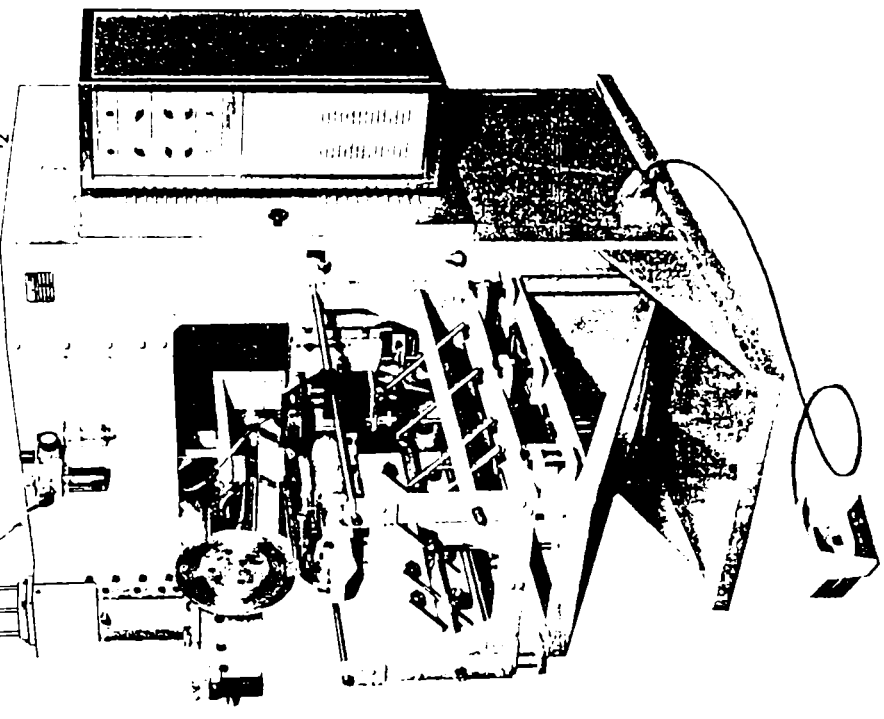
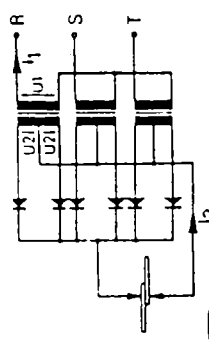
La Serba Contatto Saldatrice, è una macchina di grande portata, in grado di lavorare in modo continuo, anche in presenza di irregolarità di tensione.

La Serba Contatto Saldatrice, è una macchina di grande portata, in grado di lavorare in modo continuo, anche in presenza di irregolarità di tensione.

La Serba Contatto Saldatrice, è una macchina di grande portata, in grado di lavorare in modo continuo, anche in presenza di irregolarità di tensione.

La Serba Contatto Saldatrice, è una macchina di grande portata, in grado di lavorare in modo continuo, anche in presenza di irregolarità di tensione.

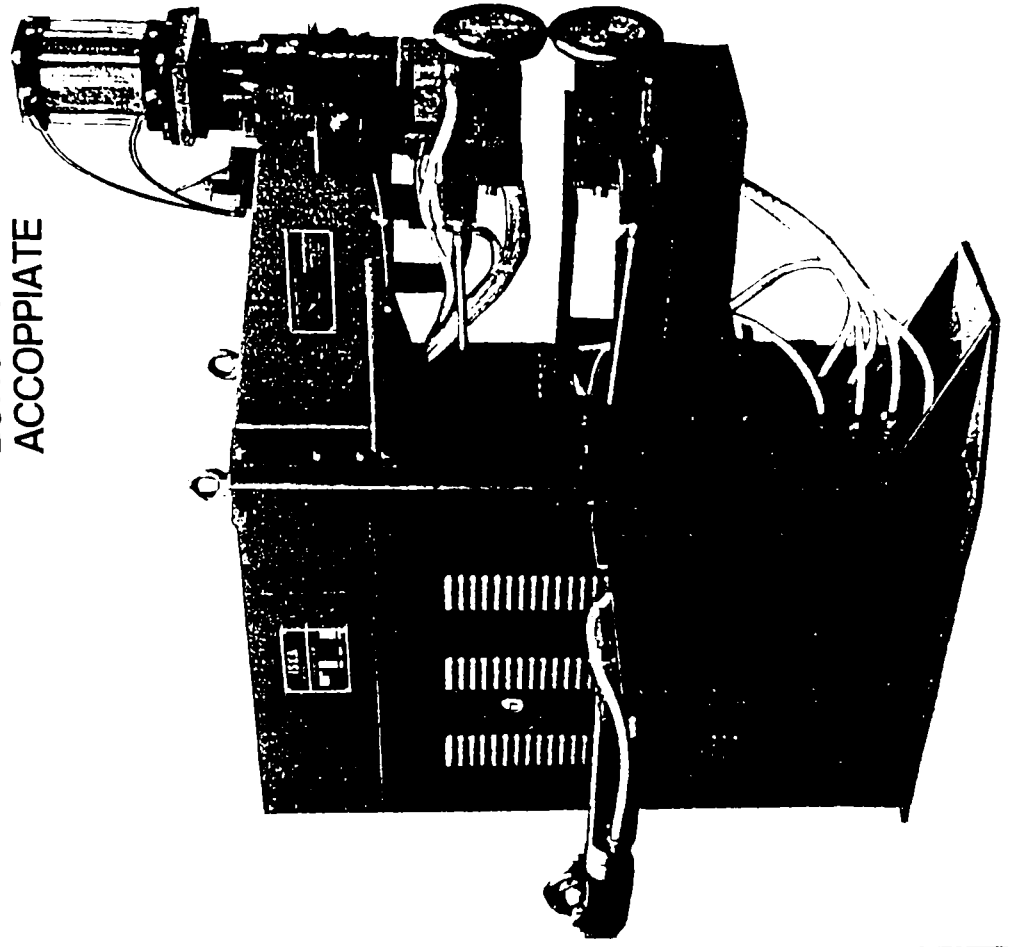
La Serba Contatto Saldatrice, è una macchina di grande portata, in grado di lavorare in modo continuo, anche in presenza di irregolarità di tensione.



ISEA elettrosaldatrici
MILANO

**SALDATRICI A RULLI
ESECUZIONI**

**TRASVERSALI
LONGITUDINALI
ACCOPPIATE**



ISEA s.p.a. - Via Rucellai, 23 - 20126 Milano - Tel. 02/2572331 - Telefax 02/25.52.006

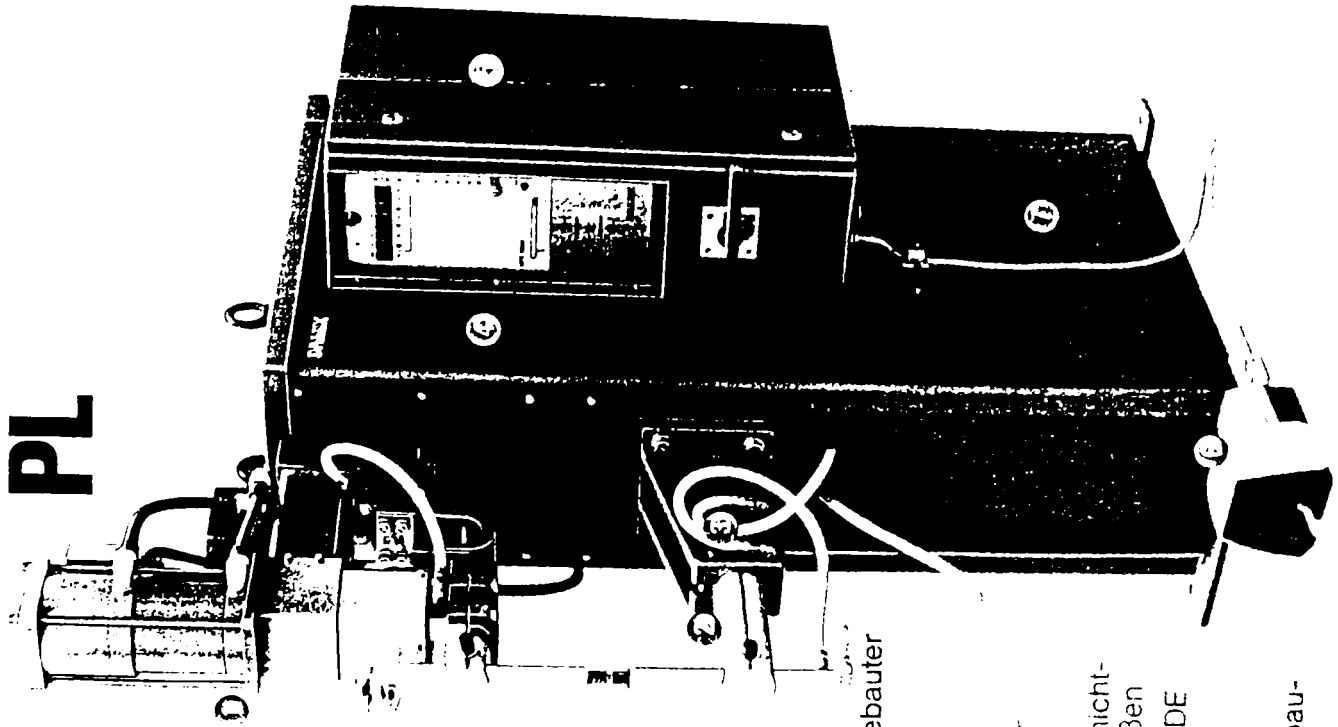
TECHNICAL DATA - DONNEES TECHNIQUES - TECHNISCHE EIGENSCHAFTEN

Model	Power (kW)	Current (A)	Voltage (V)	Weight (kg)	Dimensions (mm)
SPP 40	40	80	250	150	750x1000x1000
SPP 63	63	126	250	200	1000x1000x1000
SPP 100	100	200	250	300	1500x1000x1000
SPP 135	135	270	250	400	2000x1000x1000

ISEA srl - Via Rucellai, 23 - 20126 Milano - Tel. 02/2572331 - Telefax 02/25.52.006

DALEX

Baureihe PL



- 1 Elektrodenkraft-Zylinder mit Präzisionsführung und vorgebauter Elektrodenhalterung in Doppelhub-Ausführung
- 2 verstellbare Ausladung
- 3 Armabstand durch Umsetzer veränderbar
- 4 Im Vakuum vergossener Schichtkern-Trafo in 4 Leistungsgrößen
- 5 Anbauschaltschrank nach VDE
- 6 Schweißstromauslösung durch Fußtaster
- 7 Verwindungssteife Schalenbauweise

Punktschweiß- maschinen

DALEX Punktschweißmaschinen der PL-Baureihe bieten ein überzeugendes Preis/Leistungsverhältnis

Immer mehr Anwender erkennen die Vorteile des Widerstandspreß-Schweißverfahrens. Zwei Gründe führten im wesentlichen zur Entwicklung der neuen DALEX-PL-Baureihe: Herkömmliche Schwinghebel-Punktschweißmaschinen bieten ein begrenztes Leistungsvermögen bei der Punktfolge, Schweißleistung und Elektrodenkraft. Hohe Leistung war in der Vergangenheit immer eine Frage des Anschaffungspreises.

parallelgeführten Schnellpunktschweißmaschinen war wichtige Grundlage für die Entwicklung der völlig neuen PL-Baureihe, die von Anfang an zu einem Erfolg wurde. Gibt es einen besseren Beweis für das überzeugende Preis/Leistungsverhältnis als diesen Erfolg auf dem Markt?

Prüfen Sie unser Angebot - z.B. indem Sie eine DALEX-Punktschweißmaschine der PL-Baureihe testen!

Das ist heute anders. Unser Prinzip: Hohe Leistung zum günstigen Preis! Dieses Ziel war ohne Kompromiß in bezug auf Qualität nur durch Schaffung einer „Einzeck-Baureihe“ möglich. Die jahrzehntelange Erfahrung als Hersteller von Schwinghebel- und

Die einzelnen Leistungsgrößen werden durch die Nennleistung bei 50% ED der im Vakuum vergossenen Schichtkern-Transformatoren bestimmt. Wählen Sie unter

Nennleistung

40 KVA
63 KVA
80 KVA
100 KVA

Sek.-Kurzschlußstrom

26,2 KA
31,5 KA
35,0 KA
41,5 KA

die für Ihre Schweißaufgabe erforderliche Maschinengröße aus.

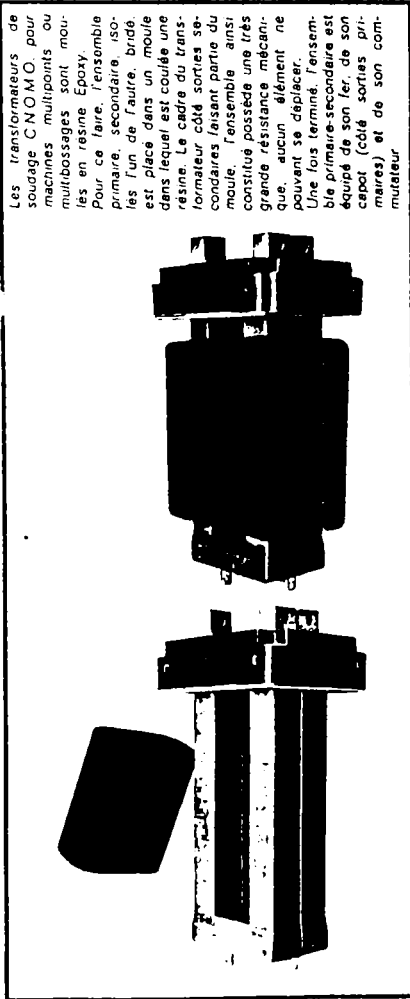
Je nach Nennleistung bietet diese Baureihe 2 Elektrodenkraftbereiche beim Elektrodenkraftzylinder, der am oberen Ausleger angebracht ist.

PL 40 und PL 63 besitzen eine Elektrodenkraft von 65-390 daN, PL 80 und PL 100 verfügen über 100-600 daN Elektrodenkraft. Gegen Mehrpreis ist jeweils ein Doppelhubzylinder lieferbar, der die Schnelligkeit (Hubfolge) noch erhöht. Geschweißt wird dann mit dem Arbeitshub (20 mm bei PL 40, 63 und 25 mm bei PL 80, 100). Zum Einfahren ins Bauteil oder Werkteil steht der längere Vorhub von 45 mm bei PL 40, 63 und 65 mm bei PL 80, 100 zur Verfügung.

Leichtes Verändern von Armausladung und Armabstand machen ein flexibles Arbeiten mit der Punktschweißmaschine möglich. PL 40, 63 haben standardmäßig 250-650 mm, gegen Mehrpreis auch 450-750 mm Ausladung. PL 80, 100 verfügen über 350-650 mm Ausladung. Der Armabstand kann bei Bedarf durch Umsetzen des Auslegers verändert werden.

Bei PL 40, 63 sind dies die Maße min. 150 mm max. 310 mm

Bei PL 80, 100 sind dies die Maße min. 160 mm max. 360 mm



Les transformateurs de soudage C.N.O.M.O. pour machines multipoints ou multibossages sont moulés en résine Epoxy. Pour ce faire, l'ensemble primaire, secondaire isolés l'un de l'autre, bride est placé dans un moule dans lequel est coulé une résine. Le cadre du transformateur côté sorties secondaires, l'ensemble partie du moule, l'ensemble ainsi constitué possède une très grande résistance mécanique, aucun élément ne pouvant se déplacer. Une fois terminé, l'ensemble primaire-secondaire est équipé de son fer, de son capot (côté sorties primaires) et de son commutateur.

Il existe actuellement 4 types de transformateurs : A, B, C et D.
— Coïles d'enclenchement et de fixation, même largeur, même épaisseur, seule la longueur diffère suivant le type.

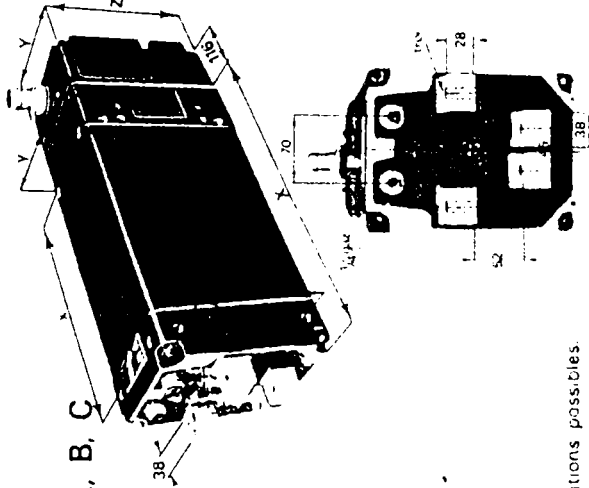
1- TRANSFORMATEURS TYPE A, B, C

GENERALITÉS

Ces trois transformateurs ont de nombreux points communs.
— Coïles d'enclenchement et de fixation, même largeur, même épaisseur, seule la longueur diffère suivant le type.

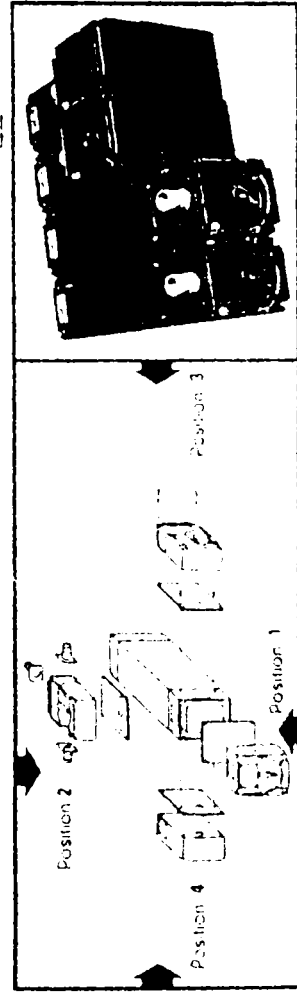
Type	x	y	z	X	Y	Z
A	290	127	178	425	164	235
B	380	127	178	520	184	235
C	460	127	178	640	184	235

— sorties secondaires identiques (plots cuivre au chrome argentés).
— même commutateur rotatif à 5 plots (4 plots actifs) avec possibilités identiques d'arrivée de câbles pour raccordement au réseau (3 bornes dont 1 masse)

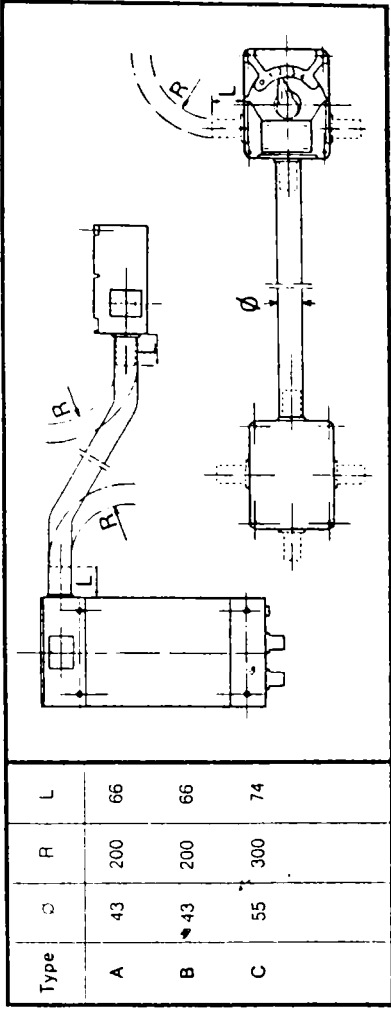


POSITION DU COMMUTATEUR

1 - Commutateur fixé sur le transformateur, 4 positions possibles.



2 - Commutateur déposé du transformateur.



Type	Ø	R	L
A	43	200	66
B	43	200	66
C	55	300	74

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

TYPE A

Puissance conventionnelle au facteur de marche 50 % 40 kVA
Tension primaire 230 V ou 415 V
Fréquence d'utilisation 50 hertz

Tensions secondaires

- Plot 0 0 volt
- Plot 1 3 volts
- Plot 2 3,6 volts
- Plot 3 4,2 volts
- Plot 4 5 volts

TYPE B

Puissance conventionnelle au facteur de marche 50 % 63 kVA
Tension primaire 230 V ou 415 V
Fréquence d'utilisation 50 hertz

Tensions secondaires

- Plot 0 0 volt
- Plot 1 3 volts
- Plot 2 3,6 volts
- Plot 3 4,2 volts
- Plot 4 5 volts

TYPE C

Puissance conventionnelle au facteur de marche 50 % 100 kVA
Tension primaire 230 V ou 415 V
Fréquence d'utilisation 50 hertz

Tensions secondaires

- Plot 0 0 volt
- Plot 1 3 volts
- Plot 2 3,6 volts
- Plot 3 4,2 volts
- Plot 4 5 volts



PROIECT

Date de proiectare:

$$U_{1r} := 500 \text{ V} \quad I_2 := 16 \cdot 10^3 \text{ A} \quad L_n := 560 \text{ mm} \quad l_a := 520 \text{ mm} \quad D_{An} := 50 \text{ mm} \quad D_A := 20$$

Date alese:

$$B := 1.5 \text{ T} \quad W_2 := 1 \quad DU := 8 \text{ V} \quad r := 2 \quad i_{pa} := 2.7 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$$

Date calculate:

$$m_2 := 2 \quad k := 0.8 \quad g := 0.5 \text{ mm}$$

$$R_e := 142.135 \cdot 10^{-6} \Omega \quad X_e := 281.26 \cdot 10^{-6} \Omega \quad (Z_e := 315.13 \cdot 10^{-6} \Omega)$$

Se dau: U_{1r} - Tensiunea de alimenare retea

I₂ - Curent de sudare

L_n, L_a - Lungimea circuitului exterior, respectiv ecartamentul dintre brate

D_A - Durata relativă de funcționare la sudare

D_{An} - Durata relativă de funcționare nominală

D_1 - Grosimea izolației între primar-secundar

Se aleg: W_2 - Număr de spire secundare, m_2 - număr de discuri/spiră

DU - Căderea de tensiune pe contactorul static de alimentare

r - Numărul de trepte de reglare a tensiunii

B - Inducția în miezul magnetic

l_{px} - Densitatea de curent în primar corespunzătoare clasei de izolație aleasă 'X'

g - Grosimea tolei

3.3.1 Calculul preliminar al mărimilor electromagnetice de bază
 Căderea de tensiune pe circuitul exterior se poate calcula cu relația (3.1)

$$U_c := I_2 \cdot Z_c \quad U_c = 5.042 \quad V$$

Se alege densitatea de curent în primar ipx conf. clasei de izolație 'X':

$$i_{px} := i_{pa} \cdot \sqrt{\frac{S_{pa}}{S_{pr0}}} \quad i_{px} = 2.7 \quad A$$

Unde: $A0_x$ -Supratemperatura față de mediu ambiant la clasa de izolație 'X'
 $A0_u$ -Supratemperatura față de mediu ambiant la clasa de izolație 'A'

Se determină tensiunea de mers în gol maximă U20 și numărul de spire din primar care îi corespund W1 min cu relația (3.2) respectiv (3.3):

$$U_{20} := U_c \cdot \sqrt{\frac{W_2}{U_c \cdot D \cdot \lambda} \cdot (0.5 \cdot i_{px} + 1)}$$

$$U_{20} = 5.72 \quad V$$

$$DU = 8 \quad V$$

$$U_{lt} = U_{lr} - DU \quad U_{lt} = 492 \quad V$$

$$K_{min} := \frac{U_{lt}}{U_{20}}$$

$$W1_{min} := U_{lt} \cdot \frac{W_2}{U_{20}} \quad W1_{min} = 86.015$$

Se alege raportul de reglare r și se determină W1max, cf. rel (3.3):

$$r = 2 \quad W1_{max} := r \cdot W1_{min} \quad W1_{max} = 172.031$$

Se determină puterea aparentă maximă S_{1max} cf rel.(3.5):

$$S_{1max} := I_2 \cdot \frac{U_{20}}{k} \quad VA \quad S_{1max} = 1.144 \cdot 10^5 \quad VA$$

-se determină puterea aparentă nominală S_{1n} , cf. rel. (3.6):

$$S_{1n} := S_{1max} \cdot \sqrt{\frac{DA}{DA_n}} \quad VA \quad S_{1n} = 7.235 \cdot 10^4 \quad VA$$

3.3.2 Proiectarea adaptată variantei constructive alese

3.3.2.1 Precizarea variantei constructive se face pe baza fig. 3.4.

Se alege una din variantele constructive prezentate în figură ceea ce presupune pentru miez: -varianta manta

-varianta înfășurat

pentru înfășurări alegerea unei variante corespunzătoare din cele 6, precizând:

- număr de grupe Ng
- număr de bobine pe grupă Nb
- număr de straturi pe bobină Ns

Apoi se alege din considerente constructive W_{1max} , prin rotunjirea celui calculat cf. rel. (3.3') la un întreg, multiplu al numărului de:

- grupe Ng
- bobine Nb
- le straturi Ns

Fig: La miez manta:

La miez înfășurat:

$$N_{gm} := 2 \quad N_{bm} := 2 \quad N_{sm} := 2 \quad M_{im} := N_{gm} \cdot N_{bm} \cdot N_{sm} \quad N_g := 1 \quad N_b := 2 \quad N_s := 2 \quad M_i := N_g \cdot N_b \cdot N_s$$

Deci $W_{1max} = \text{Multiplu}(8)$

Deci $W_{1max} = \text{Multiplu}(4)$

$$M_i = 4$$

$$\text{Calculm} := \frac{W_{1max}}{M_{im}} \quad \text{Calculm} = 21.504$$

$$\text{Calcul} := \frac{W_{1max}}{M_i} \quad \text{Calcul} = 43.008$$

Se alege Calcul si apoi se recalculează W_{1max} :

$$\text{Calculm} := 18 \quad W_{1maxm} := \text{Calculm} \cdot M_{im}$$

$$\text{Calcul} := 36$$

$$W_{1max} := \text{Calcul} \cdot M_i$$

$$W_{1maxm} = 144$$

$$W_{1max} = 144$$

Se recalculează W_{1min} , U_{20max} , cf. rel.(3.3) cu noua valoare a lui W_{1min} :

$$W_{1min} := \frac{W_{1max}}{r} \quad W_{1min} = 72 \quad W_{1max} = 72$$

$$U_{20} := U_{1t} \cdot \frac{W_2}{W_{1min}} \quad U_{20} = 6.833 \quad V \quad U_{20} := U_{1t} \cdot \frac{W_2}{W_{1min}} \quad U_{20} = 6.833 \quad V$$

Obs: U_{20} rămâne cel calculat până la verificarea lui I2.

3.3.2.2 Proiectarea miezului magnetic

Se determină seciunea miezului magnetic, S_{fc} cu relatia (3.7):

Se aleg: $f := 50$ Hz $\beta := 1.5$ T $1.4...1.5$ am.rece
 $1.5...1.8$ am.cald

$$S_{fc} := \frac{U_{20} \cdot 10^6}{(4.44 \cdot f \cdot W_2 \cdot \beta)} \quad S_{fc} = 2.052 \cdot 10^4 \quad \text{mm}^2 \quad (10)$$

Se admite o secțiune de formă dreptunghiulară $S_{fc} = ac$ și se determină a respectiv c în funcție de solubila constructivă aleasă, după cum urmează:
 Miez manta (soluție clasică, fig.3.5)
 Miez înfășurat (fig.3.6)

1. Se alege $n=c/a$, definit cf. rel.(3.8)

1. $n := 0.7$ $0.7...1.8$ $n := 4$ $2...3(4)$

2. Se calculează a cu relatia (3.9)

2. $a := \sqrt{\frac{S_{fc}}{nm}}$ $a_{it} := \sqrt{\frac{S_{fc}}{n_i}}$ (11)

$a_m = 171.216$ mm $a_{it} = 71.625$ mm

File: $a_m := 171$

rezultă $c_m := n \cdot a_m$ $c_m = 119.7$ mm

3. Se pune condiția ca grosimea miezului să fie divizibilă cu grosimea tolei g adică:
 $cm = \text{divizibil cu } g, \text{ cf. rel. (3.11)}$ $ai/2 = \text{divizibil cu } g, \text{ cf. rel. (3.12)}$

Fiș: $g := 0.5$

$$Nt := \frac{cm}{g} \quad Nt = 239.4 \quad Nt := \frac{ai}{(g \cdot 2)} \quad Nt = 71.625$$

4. Se alege nr. de tole Nt , rotunjind la cel mai apropiat întreg notat Ntm , respectiv Nti apoi se calculează c :

$$Ntm := 239 \quad cm := g \cdot Ntm \quad Nti := 70 \quad ai := g \cdot Nti \quad ai = 35 \text{ mm}$$

$$cm = 119.5 \text{ mm} \quad ci := ni \cdot ai \cdot 2 \quad ci = 280 \text{ mm}$$

5. Se redimensionează ținând cont de cotele de montaj $Ku=0,9-0,92$ adâncimea pachetului de tole, cf. rel. (3.13) și (3.14):

Fiș: $Ku := 0.9$

$$cu := \frac{cm}{Ku} \quad cu = 132.778 \text{ mm} \quad au := \frac{ai}{Ku} \quad au = 77.778 \text{ mm}$$

6. Se recalculează secțiunea reală $Sfer$ și inducția reală Br , cf. rel. (3.15) respectiv (3.16) și respectiv (3.7):

$$Sferm := cu \cdot am \cdot 10^{-6} \quad Sferm = 0.023 \text{ m}^2 \quad Sferi := cu \cdot ai \cdot 10^{-6} \quad Sferi = 0.022 \text{ m}^2$$

$$Bm := \frac{U_{20}}{(4.44 \cdot f \cdot W_2 \cdot Sferm)} \quad Bm = 1.356 \text{ T} \quad Bni := \frac{U_{20}}{(4.44 \cdot f \cdot W_2 \cdot Sferi)} \quad Bni = 1.413 \text{ T}$$

3.3.2.3 Proiectarea înfășurărilor transformatorului

Determinarea secțiunii conductoarelor primare, respectiv secundare

$$S1n = 7.235 \cdot 10^4 \text{ VA} \quad I_{10} := 187 \text{ A}$$

Exemplu: I10 se calculează prin interpolare liniară astfel: 80KVA.....17,6A
 89,19KVA.....xA
 100KVA.....20A

Rezultă

20KVA.....2,4A
 9,19KVA.....xA
 I10=17,6A+1,1A=18,7A x=1,10

$$K_{min} = 86.015$$

$$I_{2n} := I_2$$

-se calculează curentul maxim I_{1max} și de durată I_{1p}, I_{2p} din primar respectiv secundar, cf. rel. (3.17), (3.18), (3.19)

$$I_{1max} := \frac{I_{2n}}{K_{min}} + I_{10} \quad \Lambda \quad I_{1max} = 204.713$$

$$I_{1p} := I_{1max} \cdot \sqrt{\frac{I_{2p}}{I_{2n}}} \quad \Lambda \quad I_{1p} = 91.551$$

$$I_{2p} := I_2 \cdot \sqrt{\frac{I_{2p}}{I_{2n}}} \quad \Lambda \quad I_{2p} = 7.155 \cdot 10^3$$

Rezultă secțiunea înfășurării primare Q_{cu1} , cf. rel. (3.20):

$$Q_{cu1} := \frac{I_{1p}}{i_{px}} \quad \text{mm}^2 \quad Q_{cu1} = 33.908$$

-se alege densitatea de curent în secundar i_{2x} , corespunzătoare clasei de izolație 'x' :

Miez manta

Miez înfășurat

$$i_{2m} = 5, 12, \dots, 6A/\text{mm}^2$$

$$i_{2i} = 6, \dots, 7A/\text{mm}^2$$

$$i_{2mx} := 5.5 \quad \frac{\Lambda}{\text{mm}^2}$$

$$i_{2ix} := 7 \quad \frac{\Lambda}{\text{mm}^2}$$

Se calculează secțiunea înfășurării secundare Q_{cu2} , cf. rel. (3.21):

$$Q_{cu2} := \frac{I_{2p}}{i_{2mx}} \quad \text{mm}^2 \quad Q_{cu2} = 1.301 \cdot 10^3$$

$$Q_{cu2} = 1.022 \cdot 10^3 \quad \text{mm}^2$$

Dimensionarea înfășurărilor cf. soluției constructive alese

Primar.

Înfășurarea primară poate fi de secțiune circulară de rază d sau dreptunghiulară de arie ab și considerând izolația spirei de grosime D_{iz} se calculează nr. de spire pe strat în funcție de soluția CONSTRUCTIVĂ aleasă, astfel:

Miez manta $Q_{cu1}, N_{gm}=2, N_{bm}=2, N_{sm}=2$ Miez înfășurat $Q_{cu1}, N_g=1, N_b=2, N_s=2$

Se calculează nr. de spire pe bobină W_b și pe strat W_{bstr} , cf. rel. (3.22) și (3.23):

$$W_{bm} := \frac{W1_{maxm}}{(N_{gm} \cdot N_{bm})}$$

$$W_{bm} = 36$$

$$W_{bi} := \frac{W1_{max}}{(N_g \cdot N_b)}$$

$$W_{bi} = 72$$

$$W_{bstrm} := \frac{W_{bm}}{N_{sm}}$$

$$W_{bstrm} = 18$$

$$W_{bstr} := \frac{W_{bi}}{N_s}$$

$$W_{bstr} = 36$$

Fig. Pentru conductori dreptunghiulari (după NTR4475/1-84 pt. izolație PE2S) se alege perechea a,b care îndeplinește condiția $ab=Q_{cu1}$, pornind de la $a=4,1 \dots 5,5$ mm pentru care $Diz=0,45$ mm

$$Diz := 0.4 \text{ mm} \quad a1 := 1.18 \text{ mm} \quad b := 9 \text{ mm}$$

Se calculează lățimea B_{bob} și înălțimea bobinei H_{bob} , cf. rel. (3.24), (3.25), (3.26), (3.27)ținând cont:

-de jocul j_c dintre conductori pe strat $0,1 \dots 0,15$ mm

-de grosimea benzii izolatoare $Dbiz = 0,1 \dots 0,2$ mm

-de jocul de montaj al benzii izolatoare $j_{bi} = 0,2 \dots 0,4$ mm

Fig.

$$j_c := 0.15 \quad Dbiz := 0.15 \quad 0.1 \dots 0.15 \text{ mm} \quad j_{biz} := 0.15 \text{ mm}$$

$$B_{bobm} := (a1 + Diz) \cdot W_{bstrm} + j_c \cdot (W_{bstrm} - 1) + 4 \cdot Dbiz + j_{biz} \cdot 2 \quad B_{bob} := (a1 + Diz) \cdot W_{bstr} + j_c \cdot (W_{bstr} - 1) + 2 \cdot Dbiz + j_{biz}$$

$$B_{bobm} = 31.89 \text{ mm}$$

$$B_{bob} = 62.58$$

$$H_{bobm} := (b + Diz) \cdot N_{sm} + j_c \cdot (N_{sm} - 1) + 4 \cdot Dbiz + j_{biz} \cdot 2$$

$$H_{bob} := (b + Diz) \cdot N_s + j_c \cdot (N_s - 1) + 2 \cdot Dbiz + j_{biz}$$

$$H_{bobm} = 19.85 \text{ mm}$$

$$H_{bob} = 19.4$$

Obs: În cazul conductorului circular se ia $a=c=d$! Dacă se alege $d=0,8 \dots 1,8$ mm avem $Diz=0,35$
 $d=1,9 \dots 6$ mm avem $Diz=0,4$ mm

Secundar

-se impune ca lățimea discului secundar B_{disc} să fie mai mare decât cea a bobinei primare B_{bob} cu până la (1) 3 mm.

$$B_{discmaxm} := B_{bobm} + 3$$

$$B_{discmax} := B_{bob} + 3$$

$$B_{discmaxm} = 34.89 \text{ mm}$$

$$B_{discmax} = 65.58 \text{ mm}$$

-se calculează lățimea a_2 , a discului secundar B_{disc} , ținând cont de nr. de discuri elementare m_2

$$m_2 := 2 \quad Q_{cu2disc} := \frac{Q_{cu2}}{m_2}$$

$$Q_{cu2disc} = 511.101 \text{ mm}^2$$

Se alege din STAS B_{disc} , se calculează a_2 cf. rel. (3.29) și apoi se rotunjește la o valoare aleasă din STAS la = 6-8-10-12-14 mm

$$B_{disc} := 34 \text{ mm}$$

$$B_{disc} := 64 \text{ mm}$$

$$a_2 := \frac{Q_{cu2disc}}{B_{disc}}$$

$$a := \frac{Q_{cu2disc}}{B_{disc}} \text{ mm}$$

$$a_2 = 15.032$$

$$a = 7.986 \text{ mm}$$

$$a_2 := 14 \text{ mm}$$

$$a := 8 \text{ mm}$$

Se recalculează secțiunea reală a unui disc, $Q_{cu2real}$ cf. rel. (3.30):

$$Q_{cu2realim} := a_2 \cdot B_{disc}$$

$$Q_{cu2real} := a \cdot B_{disc}$$

$$Q_{cu2realim} = 476 \text{ mm}^2$$

$$Q_{cu2real} = 512 \text{ mm}^2$$

Se recalculează densitățile de curent i_1 și i_2 , cf. rel. (3.31) respectiv (3.32) verificând dacă mai corespund clasei de izolație alese inițial (aici F)

$$i_{2m} := \frac{I_{2p}}{(Q_{cu2realim} \cdot m_2)}$$

$$i_2 := \frac{I_{2p}}{(Q_{cu2real} \cdot m_2)} \quad i_2 = 6.988 \frac{A}{\text{mm}^2}$$

$$i_{2m} = 7.516 \frac{A}{\text{mm}^2}$$

$$i_1 := \frac{I_{1p}}{(Q_{cu1})}$$

$$i_1 := \frac{I_{1p}}{(Q_{cu1})} \quad i_1 = 2.7 \frac{A}{\text{mm}^2}$$

$$i_1 = 2.7 \frac{A}{\text{mm}^2}$$

3.3.2.4 Determinarea impedanței transformatorului

Determinarea lungimilor medii maxime ale primarului și secundarului (necesare la calculul impedanței totale a trafo) se face cf. rel.

(2.30).....(2.42)

Miez manta

Miez înfășurat

$j_m = \text{joc miezuri (3...6mm)}$

$x = \text{joc transversal miez-disc}$

$y = \text{cotă montaj miez-disc}$

$y := 5 \text{ mm}$

$x := 3 \text{ mm}$

$$T_{1m} := 2 \cdot (a_m + c_u + 4 \cdot D_{iz}) + \pi \cdot B_{bob} \quad (3.33) \quad b_i := a_u + j_m + 2 \cdot x \quad (3.37) \quad b_i = 88.778 \text{ mm}$$

$$T_{1maxm} := 2 \cdot (a_m + c_u + 4 \cdot D_{iz}) + 2 \cdot \pi \cdot B_{bob} \quad (3.34) \quad h_i := c_i + 2 \cdot y + 2 \cdot x \quad (3.38) \quad h_i = 296 \text{ mm}$$

$$T_{2m} := 2 \cdot (a_m + c_u + 4 \cdot D_{iz}) + \pi \cdot B_{disc} \quad (3.35) \quad T_1 := 2 \cdot (b_i + h_i) + \pi \cdot B_{disc} \quad (3.40) \quad T_1 = 970.617 \text{ mm}$$

$$T_{2maxm} := 2 \cdot (a_m + c_u + 4 \cdot D_{iz}) + 2 \cdot \pi \cdot B_{disc} \quad (3.36) \quad T_2 := T_1 \quad (3.40) \quad T_2 = 970.617 \text{ mm}$$

$$T_{1m} = 807.356 \text{ mm} \quad T_{2min} := 2 \cdot (b_i + h_i) \quad (3.43) \quad T_{2min} = 769.556 \text{ mm}$$

$$T_{1m} = 807.356 \text{ mm} \quad T_{2max} := T_{2min} + 2 \cdot \pi \cdot B_{disc} \quad (3.44) \quad T_{2max} = 1.172 \cdot 10^3 \text{ mm}$$

$$T1_{maxm} = 1.004 \cdot 10^3$$

mm

$$z := \frac{(B_{disc} - B_{bob})}{2} \quad (3.39)$$

$$T2m = 811.817$$

mm

$$T1_{min} := 2 \cdot (b_i + h_i + 4 \cdot z) \quad (3.41) \quad T1_{min} = 775.236 \quad \text{mm}$$

$$T2_{maxm} = 1.013 \cdot 10^3$$

mm

$$T1_{max} := T1_{min} + 2 \cdot \pi \cdot B_{bob} \quad (3.42) \quad T1_{max} = 1.168 \cdot 10^3 \quad \text{mm}$$

Determinarea cotelor totale ale transformatorului si dimensiunilor ferestrei

Miez manta

Miez infăurată

rel. (3.45), (3.46), (3.47), (3.48), (3.49)

rel. (3.50), (3.51), (3.52), (3.53), (3.54)

$$\delta_2 := 1 \quad \text{mm}$$

$$b_{fer} := (2 \cdot x + B_{disc}) \quad b_{fer} = 70 \quad \text{mm}$$

$$t := 50 \quad \text{mm} \quad (t=50 \dots 150 \text{mm})$$

$$B_{max} := (2 \cdot x + B_{disc} + a) \cdot 2 + j_m$$

$$B_{max} = 161 \quad \text{mm}$$

Fig:

$$D_{tr} := 8 \quad \text{mm} \quad (\text{diametru teavă răcire 8-10-12mm}), \quad D1 := 1.8 \quad \text{mm} \quad (\text{gros. izol. pr-sec})$$

$$D3 := 10 \quad \dots 14 \quad \text{mm} \quad D4 := 3 \quad \dots 5 \quad \text{mm} \quad D6 := 2 \quad \text{mm} \quad (1 \dots 3 \text{mm})$$

$$b_{ferm} := B_{discm} + D_{tr} + \delta_2 + t$$

$$H_{maxi} := 2 \cdot (x + H_{bob} + a + D1) + D_{tr} + D6$$

$$B_{maxm} := a_m + 2 \cdot b_{ferm} + 2 \cdot \frac{a_m}{2}$$

$$B_{maxm} = 528 \quad \text{mm}$$

$$H_{maxi} = 74.4 \quad \text{mm}$$

$$h_{ferm} := N_{gm} \cdot (a_m + 2 \cdot H_{bobm} + 2 \cdot D1) + (N_{gm} - 1) \cdot D3 + 2 \cdot D4$$

$$H_{maxm} := h_{ferm} + 2 \cdot \frac{a_m}{2}$$

$$h_{feri} := H_{maxi}$$

$$h_{feri} = 74.4 \quad \text{mm}$$

$$H_{maxm} = 615.6 \quad \text{mm}$$

Rezistența discului secundar (Vezi fig 3.8)

Se calculează factorul de majorare în c.a a rezistenței β_2 cf rel (3.56), dimensiunile racordului discului a2, b2 cf. rel. (2.56), rezistivitatea $\rho/2$ cf. rel. (2.55) și apoi rezistența R2 a discului secundar cf. rel.(2.53):

$$a := a \cdot 10^{-1} \quad \text{cm} \quad \beta_2 := 1 + 0.004 \cdot (a)^4$$

factor de majorare a rezistenței în c.a. prin efect pelicular

$$\beta_2 = 1.002$$

Fig: Dimensiuni racord disc terminal:

$$A := 80 \quad \text{mm} \quad (70 \dots 80)$$

$$B := 8 \quad \text{mm} \quad (5 \dots 8)$$

$$a2 := \frac{B_{disc}}{2} + A$$

$$b2 := B_{disc} + B$$

$$a2 = 112 \quad \text{mm} \qquad b2 = 72 \quad \text{mm}$$

$$\rho_{15} := 0.02 \cdot 10^{-6} \quad \Omega \cdot \text{m} \qquad \theta_2 := 50 \quad \text{°} \quad C \qquad Q_{cu2disc} = 511.101 \quad \text{mm}^2 \qquad T_2 = 970.617 \quad \text{mm}$$

$$\alpha_{15} := \frac{1}{250}$$

$$\rho_{\theta 2} := \rho_{15} \cdot (1 + \alpha_{15} \cdot (\theta_2 - 15))$$

$$\rho_{\theta 2} = 2.28 \cdot 10^{-8} \quad \Omega \cdot \text{m}$$

$$R_{2m} := \left[\frac{\beta_2 \cdot W_2 \cdot \rho_{\theta 2} \cdot (T_2 m + 2 \cdot a_2 - b_2) \cdot 10^{-3}}{(m^2 \cdot Q_{cu2disc}) \cdot 10^{-6}} \right] \qquad R_2 := \left[\frac{\beta_2 \cdot W_2 \cdot \rho_{\theta 2} \cdot (T_2 + 2 \cdot a_2 - b_2) \cdot 10^{-3}}{(m^2 \cdot Q_{cu2disc}) \cdot 10^{-6}} \right]$$

$$R_{2m} = 2.153 \cdot 10^{-5} \quad \Omega$$

$$R_2 = 2.508 \cdot 10^{-5} \quad \Omega$$

Rezistența înfășurării primare

Se calculează factorul de majorare în c.a a rezistenței β_1 cf rel (3.60), rezistivitatea $\rho_{\theta 1}$ cf. rel. (3.61) și apoi rezistența R_1 a înfășurării primare cf. rel.(2.57):

$$\theta_1 := 140 \quad \text{°} \quad C \qquad (135 \dots 140)$$

$$\beta_1 := 1 + 0.01 \cdot b^4 \cdot 5 \cdot N \cdot \text{sm}^2 - 1 \cdot 10^{-4}$$

$$\beta_1 = 1.125$$

$$\beta_1 := 1 + 0.01 \cdot b^4 \cdot (5 \cdot N \cdot \text{s}^2 - 1) \cdot 10^{-4}$$

$$\beta_1 = 1.125$$

$$\rho_{\theta 1} := \rho_{15} \cdot (1 + \alpha_{15} \cdot (\theta_1 - 15))$$

$$\rho_{\theta 1} = 3 \cdot 10^{-8} \quad \Omega \cdot \text{m}$$

$$R_{1m} := \frac{(\beta_1 \cdot W_{1min} \cdot \rho_{\theta 1} \cdot T_1 m) \cdot 10^{-3}}{(Q_{cu1} \cdot 2) \cdot 10^{-6}} \qquad R_1 := \frac{(\beta_1 \cdot W_{1min} \cdot \rho_{\theta 1} \cdot T_1) \cdot 10^{-3}}{(Q_{cu1} \cdot 2) \cdot 10^{-6}}$$

$$R_{1m} = 0.029 \quad \Omega$$

$$R_1 = 0.035 \quad \Omega$$

$$\frac{R_{1m}}{R_{2m}} = 1.343 \cdot 10^3$$

$$\text{/De remarcat raportul } R_1/R_2: \qquad \frac{R_1}{R_2} = 1.386 \cdot 10^3$$

Se recalculează primarului redusă la secundar R1recalculat cf. rel. (3.64) și rezistența totală Rsc cf. rel. (3.62), (3.63):

$$R1recalculatm := \frac{R1m}{Kmin^2}$$

$$R1recalculat := \frac{R1}{Kmin^2}$$

$$R1recalculatm := \frac{R1m}{W1min^2}$$

$$R1recalculat := \frac{R1}{W1min^2}$$

$$R1recalculatm = 5.579 \cdot 10^{-6}$$

$$R1recalculat = 6.707 \cdot 10^{-6}$$

$$W1min = 72$$

$$W1min = 72$$

$$Rscm := R1recalculatm + R2m$$

$$Rsc := R1recalculat + R2$$

$$Rscm = 2.711 \cdot 10^{-5} \quad \Omega$$

$$Rsc = 3.179 \cdot 10^{-5} \quad \Omega$$

Reactanța transformatorului.

Se va calcula o reactanță totală redusă la secundar Xsc cf. rel. (3.64) ținând cont și de reactanța Xo care apare la capetele discului secundar astfel
 $a2/b2=118/72=1,638$
 $a2/c2=118/12,76=9,24 A2$

Din abacă:

$$\epsilon := 2.7$$

$$a2 := 118$$

$$Xo := 0.1 \cdot a2 \cdot \epsilon$$

$$Xo = 31.86$$

$$d := D1 + \frac{(Hbob - Ns \cdot b - (Ns - 1) \cdot (Diz + jc))}{2}$$

$$d = 2.225$$

$$e1 := 2 \cdot (Ns \cdot b + (Ns - 1) \cdot (Diz + jc))$$

$$e1 = 37.1$$

$$e2 := 2 \cdot a$$

$$e2 = 1.6$$

$$\lambda := 1 - \frac{(2 \cdot d + e1 + e2)}{(2 \cdot \pi \cdot bfer)}$$

$$\lambda = 0.902$$

$$T := \frac{(T1 + T2)}{2}$$

$$X_{sc} := W_2 \cdot \left[\frac{X_0}{m^2} + 0.197 \cdot T \cdot \frac{\lambda}{(Ng \cdot bfer)} \cdot \left[d + \frac{(e1 + e2)}{6} \right] \right] \quad X_{sc} = 37.302 \cdot 10^{-6} \quad \Omega$$

Impedanta totală

Ea se determină cf. rel. (3.65) după ce în prealabil se calculează R_t și X_t :

-Rezistența totală	$R_t := R_e + R_{sc}$	$R_t = 1.739 \cdot 10^{-4} \quad \Omega$
-Reactanța redusă	$X_{sc} := X_{sc} \cdot 10^{-6}$	$X_{sc} = 3.73 \cdot 10^{-5} \quad \Omega$
-Reactanța totală X_t :	$X_t := X_e + X_{sc}$	$X_t = 3.186 \cdot 10^{-4} \quad \Omega$
-Impedanța totală Z_t :	$Z_t := \sqrt{R_t^2 + X_t^2}$	$Z_t = 3.629 \cdot 10^{-4} \quad \Omega$

3.3. Verificări

Curentul maxim de sudare I_{2max} se det. cf. rel. (3.66) iar abaterea față de curentul cerut I_2 se determină cf. rel. (3.67):

$$I_{2max} := \frac{U_{20}}{Z_t} \quad I_{2max} = 1.883 \cdot 10^4$$

$$U_{20} = 6.833 \quad V \quad \Delta I := I_{2max} - I_2 \quad \Delta I = 2.827 \cdot 10^3 \quad A$$

Se verifică apartenența lui I_{2max} la domeniul ($I_2 - I_2 + 0.45KVA$).

În caz contrar se reproiectează transformatorul utilizând următoarele date de proiectare:

$$I_{2rec} := I_2 + \frac{0.45 \cdot 10^3}{2} \quad I_{2rec} = 1.623 \cdot 10^4 \quad A$$

$$U_{20max} := Z_t \cdot I_{2rec} \quad U_{20max} = 5.889 \quad V$$

Centralizatorul rezultatelor experimentale la mers în gol

Calculul parametrilor transversali ai transformatorului de sudare prin presiune, conform &4.2.2.

(datele măsurate au fost prelucrate în programul matematic de calcul MATHCAD 6.0; din motive de compatibilitate s-au notat:
 $U=U_1$, $U_{20}=U_{20}$, $I=I_{10}$, $P=P_{Fe}$, $R_{10}=R_{10}$, $R_{1m}=R_{m}$, $X_{10}=X_{10}$, $X_{1m}=X_{m}$, $L_{1m}=L_{m}$.)

Valori măsurate

Valori calculate

[V]	[V]	[A]	[W]	[Ω]	[Ω]	[Ω]	[Ω]	[Ω]	[Ω]	[Ω]	[Ω]	[Ω]
U(j)	U ₂₀ (j)	I(j)	-P(j)	R ₁₀ (j)	R _{1m} (j)	X ₁₀ (j)	X _{1m} (j)	L _{1m} (j)	K(j)			
60.92	0.88	0.1	3.59	359	358.708	492.183	492.013	1.567	69.227			
81.25	0.95	0.13	5.688	336.568	336.276	526.637	526.467	1.677	85.526			
100.3	1.18	0.16	8.724	340.781	340.489	526.156	525.986	1.675	85			
121.4	1.44	0.19	11.86	328.532	328.24	548.015	547.845	1.745	84.306			
151.3	1.76	0.25	17.96	287.36	287.068	532.627	532.457	1.696	85.966			
171.2	1.98	0.33	23.6	216.713	216.421	471.356	471.186	1.501	86.465			
201.8	2.34	0.46	29.5	139.414	139.122	415.954	415.784	1.324	86.239			
221.8	2.54	0.6	35.17	97.694	97.402	356.524	356.354	1.135	87.323			
242	2.84	0.83	40.6	58.935	58.643	285.548	285.378	0.909	85.211			
261.3	3.001	0.99	45.35	46.271	45.979	259.852	259.682	0.827	87.071			
283.8	3.24	1.34	54.52	30.363	30.071	209.603	209.433	0.667	87.593			
300.7	3.475	1.792	60.82	18.94	18.648	166.729	166.559	0.53	86.532			
321.3	3.65	2.473	74.83	12.236	11.944	129.346	129.176	0.411	88.027			
342	3.98	4.31	97.82	5.266	4.974	79.175	79.005	0.252	85.93			
361.9	4.26	5.57	117.4	3.784	3.492	64.863	64.693	0.206	84.953			
372	4.39	6.68	137.9	3.09	2.798	55.603	55.433	0.177	84.738			
381.5	4.53	9.42	149.3	1.683	1.391	40.464	40.294	0.128	84.216			
391.2	4.815	9.93	175.5	1.78	1.488	39.356	39.186	0.125	81.246			
402.6	4.82	11.28	206.9	1.626	1.334	35.654	35.484	0.113	83.527			

Rezultate experimentale obtinute la proba de mers în gol cu tensiune de alimentare sinusoidală

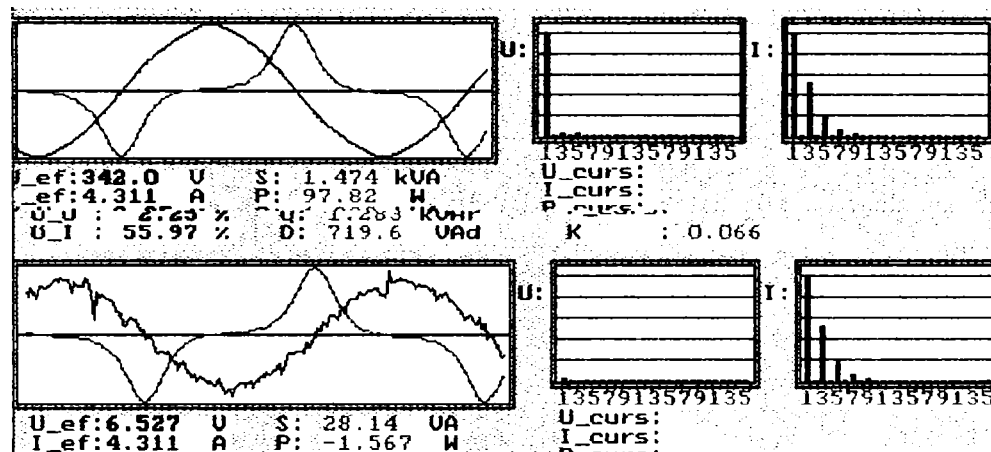
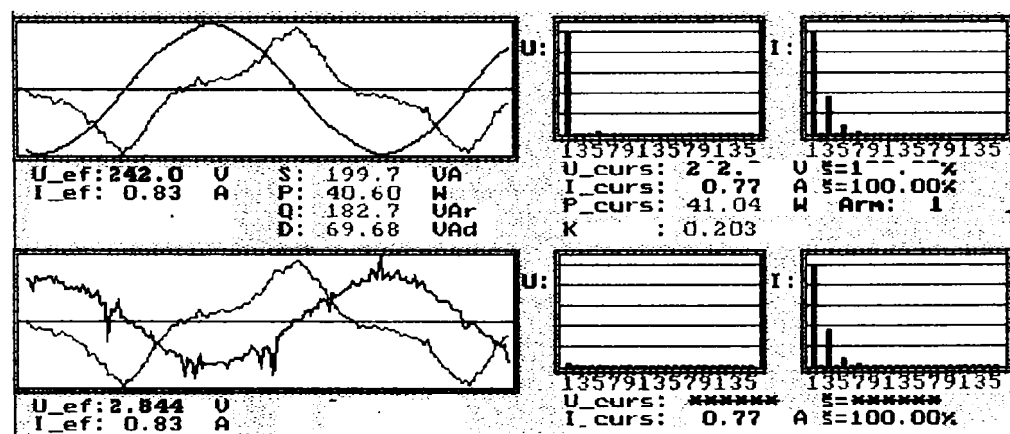
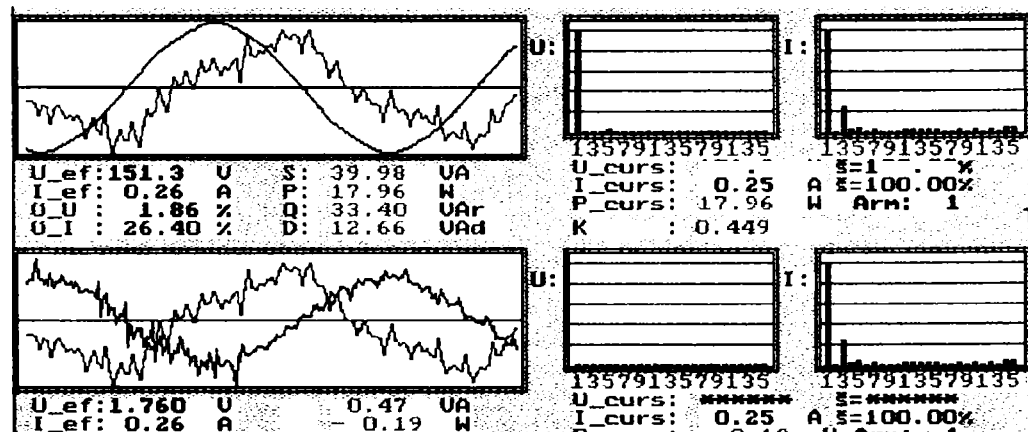
S-au înregistrat variațiile în timp ale tensiunii primare u_1 , curentului primar i_{10} și a tensiunii secundare u_2 pentru 19 valori ale lui u_1 . Rezultatele au fost procesate automat de către sistemul 'TRINET' și afișate la comandă în forma de mai jos. Valorile efective ale celor trei mărimi s-au notat automat cu:

$$U_1 = U_{ef}, \text{ pe graficul 1}$$

$$U_{20} = U_{ef}, \text{ pe graficul 2}$$

$$I_{10} = I_{ef}, \text{ pe ambele grafice}$$

Se prezintă rezultatele a 4 dintre înregistrări, utilizate la cap 5.1., obținute pentru tensinile de alimentare de 380V (vezi pg.113), 340V, 240V, 150V.

Tensiune de alimentare=340V**Tensiune de alimentare=240V****Tensiune de alimentare=150V**

Rezultate obtinute prin masurari

Mers in sarcina=sudare. Pozitia T5 de comanda a tiristoarelor

. Inregistrare U1(albastru) si I1(negru) I2(rosu)

S-au măsurat în 2000 de puncte pe parcursul a 40 ms, i_1 , u_1 si i_2 , u_2 . Rezultatele s-au stocat în fisierele ASCII "mes41.tab"(u_1 , i_1), "mes40.tab"(u_1, i_2) si "mes.402"(u_2 , i_2).

Prelucrarea acestor date în vederea reprezentării grafice:

$i := 0..2000$

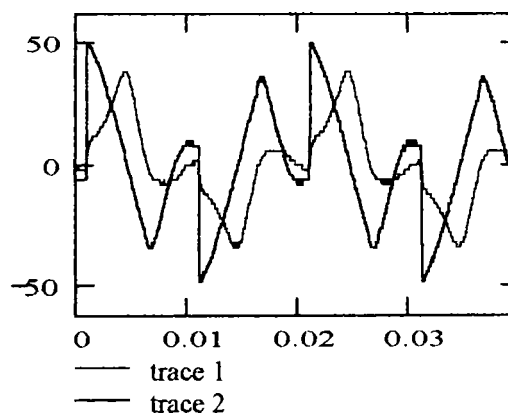
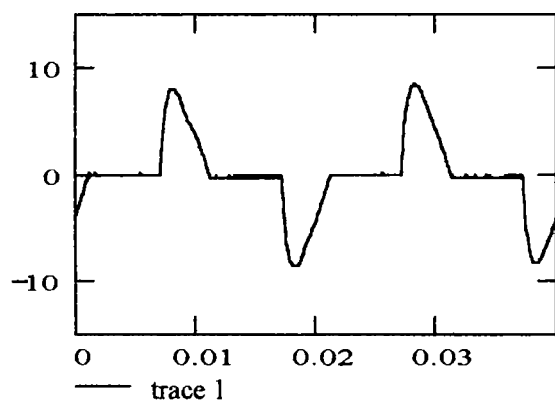
$j := 0..2$

$X_{i,j} := \text{READ}(\text{Fis}) \quad \text{Fis} = \text{"mes41.tab"}$

$Y_{i,j} := \text{READ}(\text{"mes40.tab"})$

$$\frac{i_1(t)}{2}$$

$$\frac{u_1(t)}{10} \quad \frac{i_2(t)}{30}$$



Lista programelor alcătuite în limbaj PSPICE**Modelul clasic la mers în gol**

(Denumire: Finclasic.cir)

*modelul clasic la mers în gol

vin 0 1 sin(0 540.15 50Hz 0 0 90)

L1 1 2 540u

R1 2 3 0.292

L3 3 6 0.127

R3 6 0 1.39

R4 3 0 1000M

.tran .04 .040 7u uic ; *ipsp*

.options it15=0

.FOUR 50 I(R1)

.probe

.end

Modelul PSPICE la mers în gol

(Denumire: finalsko.cir)

*evidențiere histereză și saturație

.tran .04 .040 7u uic ; *ipsp*

v0 0 1 sin(0 540.15 50Hz 0 0 90)

R1 2 1 .292

L1 0 2 176

L2 2 3 2

L3 4 2 4E6; dacă este 4E-6 atunci sudează.

R2 3 4 56E6

k1 L1 L2 .9999 ICPE;

.model ICPE Core(MS=1.58E6 ALPHA=3.5E-4 A=850 K=300 C=.4

+ AREA=53.5 PATH=28.5 GAP=.0030 PACK=0.97)

.options itl5=0

.four 50 I(L1)

.probe

.end

Modelul PSPICE în regim sinusoidal

(Denumire: finsin.cir)

*regim sinusoidal de sudare

.tran .04 .04 0 7u uic ; *ipsp*

v0 0 1 sin(0 540.15 50Hz 0 0 90)

R1 2 1 .292

L1 0 2 176

L2 2 3 2

L3 4 2 4E-6

R2 3 4 235E-6

k1 L1 L2 .9999 ICPE;

.model ICPE Core(MS=1.58E6 ALPHA=3.5E-4 A=850 K=300 C=.4

+ AREA=53.5 PATH=28.5 GAP=.0030 PACK=0.97)

.options itl5=0


```
.four 50 I(L1)
.probe
.end
```

Modelul PSPICE în regim de sudare cu alimentare nesinusoidală simetrică

(Denumire: tvoica7.cir)

*regim de sudare cu $\alpha=7,3\text{ms}$

```
.tran .3 .3 0 70u uic ; *ipsp*
v0 0 1 sin(0 537.4 50 0 0 0)
r1 1 2 .292
XXSCR 6 0 8 SCRGIACO
XSCR 0 6 9 SCRGIACO
.LIB TIRISTOR.LIB
VG2 8 0 PULSE(0 5 .01730 10U 10U 4M 20M)
VG1 9 6 PULSE(0 5 .0073 10U 10U 4M 20M)
.OPTION RELTOL=200M ABSTOL 200M; bilo 100M i 100U
L1 2 6 176 IC=0
L2 2 3 2 IC=0
L3 4 2 4E-6 IC=0
R2 3 4 235E-6
R3 6 12 820
C1 12 0 .625u
k1 L1 L2 .9999 ICPE;
.model ICPE Core(MS=1.68E6 ALPHA=3.5E-4 A=850 K=300 C=.4
+ AREA=53.5 PATH=28.5 GAP=.0030 PACK=0.99)
.options itl5=0
.probe
.end
```

Modelul PSPICE în regim de sudare asimetric

(Denumire: uproba.cir)

* regim asimetric cu $\alpha=4,3\text{ms}$

```
.tran 0.08 0.08 0 7u uic ; *ipsp*
v0 0 1 sin(0 536 50 0 0 0)
r1 1 2 .285
*XXSCR 6 0 8 SCRGIACO
XSCR 0 6 9 SCRGIACO
.LIB TIRISTOR.LIB
*VG2 8 0 PULSE(0 5 0.0143 10U 10U 4M 20M)
VG1 9 6 PULSE(0 5 0.0043 10U 10U 4M 20M)
.OPTION RELTOL=200M ABSTOL 200M
L1 2 6 176 IC=0
L2 2 3 2 IC=0
L3 4 2 1.27E-6 IC=0
R2 3 4 465E-6
R3 6 12 820
C1 12 0 .625u
K1 L1 L2 .9999 ICPE
.model ICPE Core(MS=1.58E6 ALPHA=3.5E-4 A=850 K=300 C=.4
+ AREA=53.5 PATH=28.5 GAP=.0030 PACK=0.97)
```

```
.options itl5=0
.probe
.end
```

Modelul PSPICE în regim de sudare piesă feromagnetică de gabarit mare

(Denumire: tvoica115.cir)

* regim simetric cu $\alpha=5.3\text{ms}$

```
.tran .3 .3 0 50u uic ; *ipsp*
v0 0 1 sin(0 537.4 50 0 0 0)
r1 1 2 .292
XXSCR 6 0 8 SCRGIACO
XSCR 0 6 9 SCRGIACO
.LIB TIRISTOR.LIB
VG2 8 0 PULSE(0 5 .0153 10U 10U 4M 20M)
VG1 9 6 PULSE(0 5 .0053 10U 10U 4M 20M)
.OPTION RELTOL=200M ABSTOL 200M
L2 2 3 2 IC=0
L3 4 2 1.2E-6 IC=0
R2 3 4 100E-6
R3 6 12 820
C1 12 0 .625u
k1 L1 L2 .9999 ICPE;
.model ICPE Core(MS=1.58E6 ALPHA=3.5E-4 A=850 K=300 C=.4
+ AREA=53.5 PATH=28.5 GAP=.0030 PACK=0.97)
.options itl5=0
.probe
.end
```

Pentru a simula același regim în cazul sudării unei piese de gabarit mic, se fac în programul anterior următoarele modificări:

```
L3 4 2 0.4E-6 IC=0
R2 3 4 250E-6
```