

INSTITUTUL POLITEHNIC TIMISOARA
FACULTATEA ELECTROTEHNICA

Ing.Nicolae Tudorache

STUDIUL PRIVIND POSIBILITATILE DE FOLOSIRE A UNEI
ARMONICI A TRANSFORMATORULUI IN SCOPUL TRANSFERULUI
DE PUTERE. -

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

Teză de doctorat pentru obținerea titlului științific
de doctor inginer în specialitatea „Mașini electrice”

Conducător științific :
Prof.dr.ing.IOAN NOVAC

- Timișoara 1975

INSTITUTUL	TIMIȘOARA
Volu.	311.575
După	164 D

INTRODUCERE

Dezvoltarea impetuoasă a electrotehnicii și electroenergeticii din ultimele decenii a ridicat, între altele, problema necesității unor surse capabile să furnizeze energie electrică sub o frecvență multiplă a celei industriale, $n f (f=50 \text{ Hz})$, lucru realizabil cu ajutorul multiplicatoarelor statice de frecvență, de tip electromagnetic.

Cele mai utilizate multiplicatoare statice de frecvență, de tip electromagnetic, sînt cele la care $n=2$, numite în lucrare dubloare de frecvență statice și $n=3$, numite triploare de frecvență statice.

Multiplicatoarele de frecvență statice, de tip electromagnetic, pe care le vom numi în lucrare pe scurt multiplicatoare de frecvență statice, constituie, după cum vom demonstra în capitolele următoare, o utilizare practică a posibilităților de ordin teoretic de a folosi armonicile care iau naștere într-un transformator saturat, în scopul transferului de putere.

Dubloarele de frecvență statice se folosesc în tehnică pentru :

1. varierea turației motoarelor de inducție din instalațiile de automatizare, [5] , [6] , [27] , [28] ;
2. scheme de amplificare în cascadă a frecvenței industriale, [5] , [6] , [28] ;
3. alimentarea motorășelor de acționare cu turație ridicată, folosite în acționarea sculelor și dispozitivelor speciale [7] ;
4. realizarea modulatorilor cu ieșire pe armonici pare folosite pentru operații aritmetice prin discriminarea în amplitudine, [29] , [34] ;
5. realizarea magnetometrelor cu ferosondă saturabilă, utilizate la măsurarea intensității cîmpului magnetic, la reali-

-zarea gradiometrelor și aerometrelor [27] .

Triploarele de frecvență statice cunosc, deasemenea, o folosire largă, datorită frecvenței de ieșire mai înaltă precum și faptului că nu necesită surse de curent continuu. Ele se utilizează în tehnică pentru :

1. alimentarea cuptoarelor de inducție [5] , [6] , [20] ;
2. alimentarea instalațiilor destinate încălzirii semifabricatelor și a pieselor brute din metale feroase sau neferoase [8] , [56] ;
3. încălzirea metalelor înainte de sudare sau călire, încălzirea grafitului [6] ;
4. alimentarea agregatelor de sudură, a cablurilor subavactice de semnalizare și a agregatelor de prelucrare a metalelor prin electroeroziune [5] , [6] ;
5. fizica nucleară, la alimentarea betatronului electromagnetic [7],[32].
6. tehnica tensiunilor înalte [59] , [60] , [61] , [62] , [63] ;
7. tehnica redresării și radiotehnică [26] , [32],[38]
8. varierea vitezei motoarelor electrice utilizate pentru diferite instrumente electrice [21] , [24] , [41] , [42] , [47] , [52] ;

În condițiile în care rețeaua de 50 Hz este, practic unica existentă, obținerea surselor de frecvență dublă și frecvență triplă în modul cel mai favorabil , la un randament corespunzător, apare ca normală să se realizeze prin elemente intermediare, modificatoare de frecvență.

Pentru aceasta se pot folosi multiplicatoarele de frecvență rotative, multiplicatoarele electronice, multiplicatoarele statice de frecvență de tip electromagnetic.

Dintre acestea, cele statice de tip electromagnetic au găsit o largă răspândire, datorită avantajelor pe care le prezintă în raport cu celelalte multiplicatoare de frecvență.

Pe lângă considerentele de ordin tehnic legate de realizarea de scheme a unor anumite instalații electrice, dubloa

-rele și triploarele de frecvență s-au impus în electrotehnica și electroenergetica modernă datorită în principal, următoarelor avantaje [7] , [28] , [49] , [59] , [63] :

1. nu necesită transformatoare, folosite pentru a adapta tensiunea de ieșire la valoarea impusă de tensiunea nominală a receptorului ;

2. permit reglarea relativ simplă a tensiunii de ieșire, fără a fi necesare dispozitive de reglaj cu contacte;

3. sînt aparate statice, fără organe în mișcare, montajul și exploatarea lor fiind realizată la costuri mai mici, comparabil cu mașinile electrice rotative, generatoare de frecvențe ridicate;

4. tehnologia de fabricație a dubloarelor și triploarelor de frecvență statice este relativ simplă, asemănătoare cu cea a transformatoarelor obișnuite, la puteri și tensiuni comparabile;

5. sînt mai sigure în exploatare;

6. greutatea, la parametri comparabili este mai mică decît a mașinilor electrice rotative generatoare de putere, la aceeași frecvență;

7. o parte din dubloarele de frecvență statice și majoritatea triploarelor de frecvență statice permit încărcarea celor trei faze ale rețelei;

8. permit realizarea unor puteri mai mari decît la multiplicatoarele cu semiconductoare (mai ales dubloarele și triploarele de frecvență statice cu ieșire trifazată);

9. pot avea mai multe ieșiri, cu frecvențe diferite

10. pot fi prevăzute cu reglaj continuu sau în trepte al tensiunii de ieșire;

11. pot fi prevăzute cu automatizarea reglajului puterii de ieșire, menținînd tensiunea constantă la variația curentului de ieșire;

12. sînt mai ieftine decît generatoarele rotative și multiplicatoarele cu semiconductoare, atîta timp cît nu se cere o tensiune de frecvență variabilă la ieșire.

Comparînd eficiența tehnico-economică a

folosirii dubloarelor sau triploarelor de frecvență statice ca surse de putere de frecvență mărită în lucrare se va demonstra că triploarele de frecvență statice sînt superioare dubloarelor de frecvență statice din următoarele considerente :

1. sînt mai simplu de realizat din punct de vedere tehnologic;
2. nu necesită sursă de curenți continuu;
3. un reactor saturat, component al triplorului de frecvență static este mai ușor de manevrat decît ansamblul dublor de frecvență static, avînd o greutate mult mai mică, lucru care prezintă importanță, mai ales, la măsurătorile efectuate în afara laboratorului;
4. triplorul de frecvență static încarcă uniform rețeaua și legat de aceasta, curenții I_1 absorbit de la sistemul de alimentare este mai mic decît în cazul dublorului de frecvență, la performanțe în circuitul de ieșire comparabile;
5. triplorul de frecvență static producînd o tensiune la ieșire a cărei frecvență este cu 50 % mai mare decît a dublorului de frecvență static, va face ca elementul încercat cu tensiune mărită să fie străbătut de un curenți corespunzător mai redus, cu toate consecințele care decurg de aici în ceea ce privește aspectul termic al problemei.

În condițiile avantajelor enumerate , multiplicatoarele de frecvență statice, de tip electromagnetic au o viteză de răspuns suficient de mică, iar durata proceselor tranzitorii care le caracterizează, la schimbarea bruscă a valorii tensiunii de alimentare sau a impedanței de sarcină, nu depășește niciodată una - două perioade ale tensiunii de alimentare.

Principalele deficiențe ale multiplicatoarelor de frecvență statice, de tip electromagnetic rezultate din însuși modul lor de funcționare sînt următoarele [7] , [20], [63]:

- nu permit o reglare continuă a frecvenței tensiunii de ieșire;
- forma curbei tensiunii de ieșire nu este perfect sinusoidală, conținînd armonici superioare, care, însă, în general, se pot înăbuși cu ajutorul unor filtre potrivit dimensi-

././.

-nate, atunci cînd condițiile de calitate tehnică impun aceasta [7] , [26] , [27] , [28] , [44] , [49] , [62] , [63] .

Din considerentele prezentate, reiese că în ultimul timp s-au construit de preferință, multiplicatoare de frecvență statice, de tip electromagnetic, ale căror elemente principale sînt similare transformatoarelor electrice adică au ca părți componente un miez magnetic pe care se află două sau mai multe bobine legate între ele într-un anumit fel, alimentate de la surse de tensiune continuă sau alternativă (sau numai alternativă), funcție de raportul de multiplicare al frecvenței.

Un domeniu nou în care dubloarele și triploarele de frecvență statice își găsesc aplicabilitate este cel al laboratoarelor de înaltă tensiune pentru încercarea transformatoarelor de putere și a transformatoarelor de măsură a tensiunii, în care autorul a adus contribuții.

După cunoștința autorului studii mai aprofundate în acest domeniu nu au fost întreprinse, primele lucrări în această direcție fiind [59] , [60] , [62] , [63] , [64].

De fapt cercetările care au stat la baza acestei lucrări au ca punct de plecare necesități imediate ale dotării laboratoarelor de înaltă tensiune ale întreprinderilor de înaltă tensiune de electricitate în general și ale Laboratorului de Înaltă Tensiune din Cîmpina al IRE Ploiești, în particular.

În rezolvarea problemelor care s-au ridicat pentru prima dată autorul, folosind literatura tehnică de specialitate, a elaborat o sinteză critică avînd caracter monografic pentru a stabili tipurile de multiplicatoare de frecvență, care din punct de vedere teoretic satisfac condițiile tehnice cerute. În urma studiului întocmit autorul a putut să elaboreze modele și prototipuri pe care să verifice concluziile teoretice. Pentru a studia influența mărimilor electrice și magnetice asupra parametrilor multiplicatoarelor de frecvență, s-au elaborat programe pentru analiza pe calculator a dubloarelor și triploarelor de frecvență respective.

Prin variația inducției electromagnetice în miez și prin variația densității de curent s-au putut trage anumite concluzii privind optimizarea multiplicatoarelor de frecvență. Prezenta teză este o sinteză a rezultatelor obținute în urma cercetărilor teoretice aplicative a analizei pe calculator întreprinse de autor asupra dubloarelor și triploarelor de frecvență în cadrul activității desfășurate timp de cîțiva ani în Laboratorul de Înaltă Tensiune Cîmpina al IRE Ploiești.

Prin verificările experimentale ale concluziilor teoretice și a celor reieșite din analiza pe calculator, analiză neindicată în literatură, autorul consideră că a lămurit noi aspecte privind metodică de proiectare optimală a dubloarelor și triploarelor de frecvență.

Preocupările autorului în acest domeniu se încadrează în dezvoltarea energiei moderne, care trebuie să asigure surse de putere la frecvențe $2f$, $3f$ și mai mari.

S-au întreprins cercetări teoretice și aplicative privind proiectarea, realizarea și verificarea experimentală pentru următoarele multiplicatoare statice de frecvență :

1. dublorul de frecvență static Joly-Epstein
 $S_{2n} = 56$ KVA; 220/180 V;
2. dubloarele de frecvență în punte condensatorică și în punte inductivă, numai proiectare optimală;
3. triplorul de frecvență Spinelli $S_{2n} = 200$ KVA;
3 x 220/800 V;
4. triplorul de frecvență cu sarcină inclusă în conductorul de nul $S_{2n} = 200$ KVA; 3 x 220/120 V;
5. triplorul de frecvență autotransformatoric
 $S_{2n} = 80$ KVA; 3 x 220/400 V;
6. triplorul de frecvență Spinelli $S_{2n} = 2$ KVA;
3 x 220/220 V.

În afara avantajelor tehnice pe care le prezintă, dubloarele și triploarele de frecvență utilizate în cadrul activității de profilaxie a stațiilor electrice de transformare de înaltă tensiune aduc și importante beneficii, datorită faptului că prin depistarea defectelor transformatoarelor de putere și tensiune se elimină surse potențiale de incidente și avarii din sistem.

Rezultatele pe care le-a obținut autorul în proiectarea optimală a dubloarelor și triploarelor de frecvență pot fi folosite de institutele de cercetări și proiectări, care vor să elaboreze procedee tehnologice noi în care acestea se integrează ca elemente componente, ca subansamble, cum ar fi: cuptoare de inducție, instalații de sudură, laboratoare de înaltă tensiune și multe altele.

Autorul aduce mulțumirile sale prof.dr.ing. Ioan Novac pentru grija și îndrumarea permanentă ce i-au fost acordate pe tot parcursul anilor de doctorantură și în special la elaborarea tezei și finalizarea acesteia, considerând că perioada de doctorantură a fost pentru el un prilej fericit de a lucra în

mod organizat în cadrul catedrei Utilizările Energiei Electrice și Mașini Electrice, condusă de prof.dr.ing.Toma Dordea.

Autorul ține să mulțumească prof.dr.ing. Alexandu Fransua, prin ale cărui contribuții la elaborarea lucrării [28], s-au fundamentat teoretic principiile de funcționare ale multiplicatoarelor de frecvență cele mai utilizate, într-o lucrare apărută pentru prima dată în țara noastră.

În partea cu caracter monografic a acestei lucrări și în special în capitolele II și III, autorului i-a fost de un real sprijin [28], în care se prezintă și principalele avantaje ale multiplicatoarelor electromagnetice statice de frecvență, față de alte multiplicatoare cunoscute din literatură.

Tuturor colegilor de muncă de al căror sprijin și sollicitudine a beneficiat fie prin participare directă la realizările prezentate în lucrare, fie prin atmosfera de emulație științifică și tehnică care s-a creiat în cadrul CIEET și IRE Ploiești, autorul le aduce mulțumirile sale.

CAPITOLUL I
=====

STUDIUL ANALITIC AL POSIBILITATILOR DE MULTIPLICARE PE
CALE STATICA A FRECVENȚEI, PRIN FOLOSIREA MIEZURILOR
SATURATE.

1.1. Introducere. În acest capitol s-a căutat să se sintetizeze noțiunile fundamentale privind principiul de funcționare al dubloarelor și triploarelor de frecvență folosind larga bibliografie care există în acest sens. [5] , [6] , [7] , [27] , [43] , [51] , [59] , [60] , [61] , [62] , [63] , [64]

Relațiile (1-11) și (1-18) din acest capitol reprezintă o sinteză a principiului de funcționare a multiplicatoarelor de frecvență statice de ordin impar, respectiv par.

Relația (1-11) explică principiul de funcționare al multiplicatoarelor de frecvență de ordin impar, statice, de tip electromagnetic, evidențiind faptul că acestea pot exista când lipsește componenta continuă a inducției magnetice în miez, în prezența componentei alternative a acesteia.

Relația (1-18) pune în evidență principiul de funcționare al multiplicatoarelor de frecvență de ordin par, statice, de tip electromagnetic, stabilind clar că acestea nu pot exista fără o componentă continuă a inducției magnetice în miez, indiferent de modul cum este generată aceasta (magneți permanenți, solenație produsă de curent continuu, etc).

Deasemenea se prezintă modul de folosire al dezvoltării în serie Fourier pentru explicarea părților componente de bază ale unui multiplicator de frecvență.

În ultimul timp lucrările care tratează teoria multiplicatoarelor de frecvență cum ar fi [43] și cele citate în aceasta, folosesc polinoamele Cebîșev ca funcții, care aproximează

caracteristica intrare-ieşire a multiplicatoarelor statice de frecvenţă. Acest mod de tratare teoretică a sintezei multiplicatoarelor de frecvenţă este prezentat şi în lucrarea de faţă.

Se prezintă în acest capitol şi metoda mărimilor relative folosită în literatură pentru analiza funcţionării multiplicatoarelor de frecvenţă. În prezenta lucrare, ca urmare a aplicării metodei mărimilor relative la mai multe tipuri de triploare de frecvenţă şi la dublorul de frecvenţă tip Joy-Epstein, se va studia utilitatea acestei metode în analiza comparativă a funcţionării multiplicatoarelor de frecvenţă.

1.2. Folosirea posibilităţilor pe care le oferă dubloarele şi triploarele de frecvenţă statice, de tip electromagnetic, pentru transferul de putere de la frecvenţă f la frecvenţă $2f$, respectiv $3f$.

Multiplicarea frecvenţei prin mijloace statice de tip electromagnetic se bazează pe faptul că saturarea unui miez feromagnetic, care constituie un circuit neliniar, ne dă posibilitatea să obţinem o caracteristică intrare-ieşire, astfel încât în semnalul de ieşire să existe componenta utilă nf , pe care s-o putem selecta prin mijloc, care depinde de caracterul schemei multiplicatorului static de frecvenţă respectiv.

1.2.1. Circuite neliniare. Caracteristica de transfer (caracteristica intrare-ieşire).

Circuitele neliniare sînt acele circuite al căror semnal de răspuns este o funcţie neliniară de semnalul de excitaţie

$$y = ax^2, \quad (1-1)$$

unde y - funcţia de răspuns; x - semnalul de excitaţie (de intrare).

Spre deosebire de circuitele liniare, care prezintă proprietăţile de omogenitate şi aditivitate şi ca urmare în semnalul de răspuns este conţinut totdeauna în mod necesar, acelaşi spectru de frecvenţă ca şi în semnalul de excitaţie, în cazul circuitelor neliniare, care nu prezintă propri-

././.

-etatea de omogenitate, adică :

$$y(2x_1) \neq 2y(x_1) \quad (1-2)$$

și nici proprietatea de aditivitate, adică dacă avem :

$$y_1 = ax_1^2 \quad \text{și} \quad y_2 = ax_2^2 \quad (1-3)$$

este valabilă relația :

$$y(x_1 + x_2) \neq y_1 + y_2 \quad , \quad (1-4)$$

semnalul de răspuns are un spectru diferit de frecvență de cel al semnalului de excitație.

În cazul reactoarelor saturate caracteristica de transfer este reprezentată grafic prin curba medie de magnetizare, care este relația dintre intensitatea cîmpului magnetic H și inducția magnetică în miez B :

$$H = f(B) \quad (1-5)$$

Pentru miezurile bobinelor neliniare realizate din ferosiliciu (97% Fe , 3% Si) cu cristale orientate, prin laminare la rece și tratamente termice speciale, mărimile caracteristice ale acestor curbe sînt, în general :

$$H_c = 8 \text{ A/m} \quad \text{și} \quad B_s = (1,8T - 2,2T)$$

Dat fiind faptul că nu se pot stabili expresii matematice riguroase pentru curbele de magnetizare întîlnite în practică, literatura propune folosirea a diferite relații de aproximare a acestor curbe sau a unei porțiuni (care interesează în studiul ce se efectuează) a acestora.

Condițiile care se cer, de obicei, acestor relații sînt :

a) să fie o expresie analitică cît mai simplă;

././.

b) să aproximeze cât mai exact caracteristica reală de transfer, care este neliniară.

Se cunosc următoarele funcții de aproximare ale caracteristicilor neliniare :

- funcția de aproximare este un polinom;
- funcția de aproximare este o exponențială;
- funcția de aproximare este transcendentă;

Din considerente de reprezentare cât mai fidelă a caracteristicii de magnetizare, în [7] se propune aproximarea caracteristicii neliniare prin funcții transcendente. Se reușește în acest fel să se redea cât mai fidel zona în care se termină porțiunea liniară a curbei de magnetizare și începe saturația.

Caracteristica de magnetizare se reprezintă prin relația :

$$H = \alpha_s \operatorname{sh} \beta_s \cdot B, \quad (1-6)$$

unde α_s și β_s sînt coeficienți definiți ca fiind :

$$\alpha_s = H_s/200 \text{ [A/m]} \quad \text{și} \quad \beta_s = 7,5/B_s, \text{ [} \frac{1}{\text{Wb/m}^2} \text{]} \quad (1-7)$$

unde H_s și B_s reprezintă valorile mărimilor respective, la care începe saturația.

Pentru cazul tolelor ARMCO de 0,35 mm, izolate carlit, avînd curba de magnetizare reprezentată în fig.1.1 , rezultă :

$$\alpha_s = 1500/200 = 7,5 \text{ A/m} ; \quad \beta_s = \frac{7,5}{B_s} = \frac{7,5}{1,8} \frac{1}{\text{Wb/m}^2}$$

Așa cum deducem din relațiile (1-2) ÷ (1-4), orice element de circuit neliniar are proprietatea ca atunci cînd îi aplicăm la intrare un semnal de excitație sinusoidal să prezinte la ieșire un semnal de răspuns al cărui spectru de frecvență să difere de spectrul de frecvență de la intrare.

Folosind aceste proprietăți ale circuitelor neliniare, se poate spune că, în principiu, orice element de circuit neliniar poate fi utilizat la realizarea multiplicatorului static de frecvență : reactorul saturat, tubul electronic,

././.

tiristorul, etc.

Dintre acestea, cel mai indicat este multiplicatorul static de frecvență folosind reactoare saturate, deoarece în conformitate cu [20] :

1. generatoarele rotative au un randament mai mic , o siguranță în funcționare mai coborâtă și o durată de lucru mai redusă;

2. generatoarele de frecvență statice cu tiristoare prezintă un preț de cost încă foarte ridicat, iar siguranța lor în funcționare nu a atins valori optime;

3. generatoarele statice de frecvență realizate cu tuburi electronice sînt de puteri mici.

Dacă la acestea adăugăm și avantajele prezentate în capitolul introductiv, reiese clar că multiplicatorul static de frecvență de tip electromagnetic se preferă celorlalte, în toate cazurile în care neajunsurile care-l caracterizează (tensiunea de ieșire are frecvența nereglabilă și forma curbei, uneori deformată) nu influențează nefavorabil funcționarea sa ca generator de putere de frecvență multiplu celei industriale.

Caracteristica de magnetizare fiind valabilă atît în valori instantanee cît și în valori efective, circuitul neliniar se numește neinerțial.

Așa cum s-a arătat, datorită neliniarității, în spectrul semnalului răspuns apar armonici și subarmonici, care nu fac parte din spectrul semnalului de excitație periodic și care nu se pot pune în evidență decît prin analiza circuitelor neliniare, considerate neinerțiale.

Acest lucru se poate demonstra, dacă ținem seama de expresia (1-6) a funcției de aproximare, în care introducăm (cazul triploarelor de frecvență statice) pentru inducția electromagnetică expresia :

$$B = B_m \cos (\omega t + \varphi) \quad (1-8)$$

Rezultă :

$$H = \alpha_s \operatorname{sh} \left[\beta_s B_m \cos (\omega t + \varphi) \right] \quad (1-8)'$$

Se cunosc formulele :

$$\operatorname{ch}(z \cos \varphi) = \mathcal{I}_0(z) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \mathcal{I}_{2n}(z) \cos 2n \varphi \quad (1-9)$$

$$\operatorname{sh}(z \cos \varphi) = 2 \sum_{n=0}^{\infty} \mathcal{I}_{2n+1}(z) \cos (2n+1) \varphi \quad (1-10)$$

Cu acestea relația (1-8) devine :

$$H = 2 \alpha_s \sum_{n=0}^{\infty} \mathcal{I}_{2n+1}(\beta_s B_m) \cos (2n+1)(\omega t + \varphi) \quad (1-11)$$

unde \mathcal{I}_n - funcție Bessel de speța I-a și ordinul n, a cărei expresie este :

$$\mathcal{I}_n(z) = \sum_{K=0}^{\infty} (-1)^K \cdot \frac{\left(\frac{z}{2}\right)^{n+2K}}{K! (n+K)!} \quad (1-12)$$

$$\mathcal{I}_n(jz) = j^n \sum_{K=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{z}{2}\right)^{n+2K}}{K! (n+K)!}$$

În cazul unui dublor static de frecvență, semnalul de intrare este suma dintre un semnal continuu și un semnal alternativ :

$$B = B_0 + B_m \cos (\omega t + \varphi) \quad (1-13)$$

cu care, pentru H, se obține expresia :

$$H = \alpha_s \operatorname{sh} \beta_s B = \alpha_s \operatorname{sh} \left[\beta_s B_0 + \beta_s B_m \cos (\omega t + \varphi) \right] \quad (1-14)$$

Dacă se ține seama că :

$$\text{sh}(a+b) = \text{sha} \cdot \text{chb} + \text{cha} \cdot \text{shb} ,$$

atunci pentru intensitatea cîmpului magnetic rezultă o expresie de forma :

$$H = \alpha_s \left\{ \text{sh} \beta_s B_0 \text{ch} [\beta_s B_m \cos(\omega t + \varphi)] + \text{ch} \beta_s B_0 \text{sh} [\beta_s B_m \cos(\omega t + \varphi)] \right\} \quad (1-15)$$

Efectuînd dezvoltările :

$$\text{ch} [\beta_s B_m \cos(\omega t + \varphi)] = \mathcal{J}_0(\beta_s B_m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \mathcal{J}_{2n}(\beta_s B_m) \cos 2n(\omega t + \varphi), \quad (1-16)$$

$$\text{sh} [\beta_s B_m \cos(\omega t + \varphi)] = 2 \sum_{n=0}^{\infty} \mathcal{J}_{2n+1}(\beta_s B_m) \cos(2n+1)(\omega t + \varphi), \quad (1-17)$$

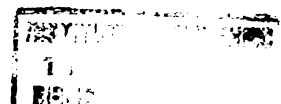
se obține formula finală :

$$H = \alpha_s \text{sh} \beta_s B_0 \left[\mathcal{J}_0(\beta_s B_m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \mathcal{J}_{2n}(\beta_s B_m) \cos 2n(\omega t + \varphi) \right] + 2\alpha_s \text{ch} \beta_s B_0 \left[\sum_{n=0}^{\infty} \mathcal{J}_{2n+1}(\beta_s B_m) \cos(2n+1)(\omega t + \varphi) \right] \quad (1-18)$$

Din analiza formulei (1-18) se observă că dublorul de frecvență static nu poate exista în lipsa unui semnal continuu deoarece atunci cînd $B_0=0$; $\text{sh} \beta_s B_0=0$ și $\text{ch} \beta_s B_0=1$; expresia (1-18) se transformă în expresia (1-11), care nu are pentru intensitatea cîmpului magnetic componente de ordin par.

În schimb, la triploarele de frecvență la care se folosește și premagnetizarea în curent continuu, avem în expresia lui H componente de ordin par, care trebuie eliminate prin

•//•



procedee constructive sau de conexiune între înfășurări [5], [7], [63].

S-a demonstrat, deci, pe cale analitică că în spectrul semnalului de răspuns al multiplicatoarelor statice de frecvență de tip electromagnetic, datorită caracterului neliniar pe care îl prezintă caracteristica lor de magnetizare, apar armonici care nu se regăsesc în spectrul semnalului de excitație de la intrare; de fapt, aplicînd la intrarea multiplicatorului de frecvență un semnal sinusoidal, vom avea la ieșirea lui un semnal nesinusoidal, semnalul sumă al tuturor armonicilor a căror existență s-a evidențiat pe cale analitică.

1.2.2. Folosirea dezvoltării în serie Fourier la determinarea armonicilor conținute într-un semnal răspuns nesinusoidal.

În subparagraful precedent am subliniat una din proprietățile remarcabile ale circuitelor neliniare și anume aceea de transformare a spectrului de frecvență al semnalului răspuns în raport cu cel al semnalului de excitație. În particular, dacă semnalul de excitație este sinusoidal, se obține un răspuns periodic, dar nesinusoidal.

Procesul de multiplicare al frecvenței prezintă anumite particularități în funcție de conținutul spectrului semnalului de răspuns și de modul în care se selectează unele componente ale acestuia.

În cazul în care se cunoaște expresia analitică a curbei periodice nesinusoidale de răspuns :

$$y = f(t) \quad (1.19)$$

definită în intervalul t_1 , t_1+2T și în acest interval se îndeplinesc condițiile lui Dirichlet :

1. funcția $f(t)$ este mărginită;
2. punctele sale de discontinuitate maximale sau minimale sînt în număr limitat (de exemplu, funcțiile $\frac{1}{t}$ și $\sin \frac{1}{t}$ nu îndeplinesc, respectiv, condițiile lui Dirichlet pentru un interval în care se află $t=0$), este posibil ca în intervalul menționat funcția să fie reprezentată printr-o serie de forma [1], [2], [3] :

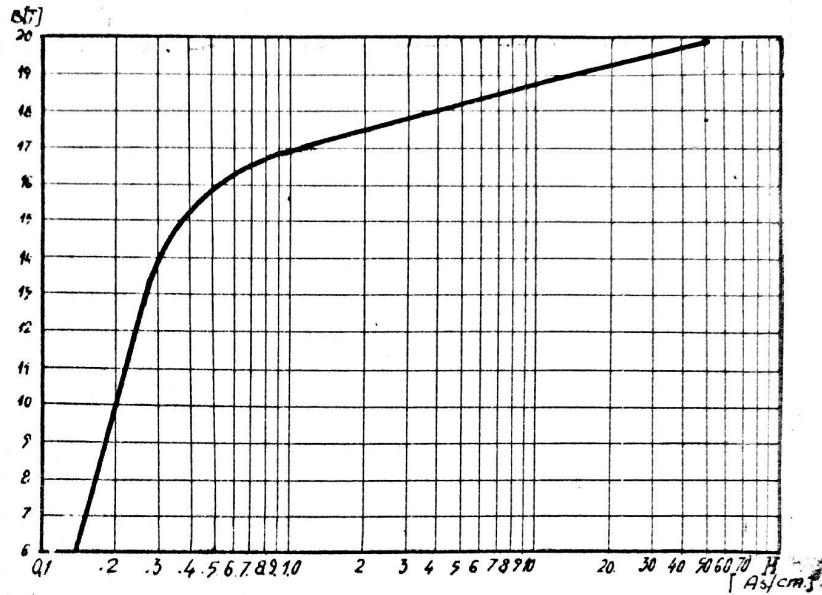


Fig.1-1 Curba de magnetizare, $B=f(H)$, pentru toală ARMCO de 0,35 mm [30].

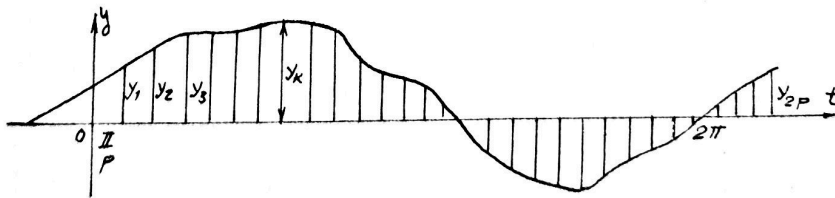


Fig.1-2 Curbă periodică nesinusoidală.

$$f(t) = b_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin nt + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos nt \quad (1-20)$$

unde b_0 , a_n și b_n sînt coeficienți definiți de relațiile :

$$a_m = \frac{1}{\pi} \int_{t_1}^{t_1+2\pi} f(t) \sin mt \, dt ,$$

$$b_m = \frac{1}{\pi} \int_{t_1}^{t_1+2\pi} f(t) \cos mt \, dt , \quad (1-21)$$

$$b_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{t_1}^{t_1+2\pi} f(t) \, dt$$

În cazul în care nu se cunoaște expresia analitică a curbei de răspuns, ea fiind determinată pe cale experimentală, avînd, de exemplu forma din fig. 1-2, literatura tehnică de specialitate pune la dispoziție diferite metode practice de calcul a coeficienților seriei Fourier și deci de determinare a amplitudinilor armonicilor de ordin superior conținute de această curbă.

Aceste metode se bazează pe transformarea integralelor în sume finite, adică se înlocuiește aria închisă de curbă și axa absciselor printr-o sumă de arii ale unor dreptunghiuri elementare.

Dintre aceste metode, prezentate în amănunt în [4] și [20] cel mai mult se folosesc :

- metoda Thomson Runge;
- metoda Krug Roth;

Cunoscînd în acest fel armonicile semnalului

././.

de ieşire, pentru obţinerea unui multiplicator static de un anumit ordin se pune problema găsirii mijloacelor tehnice de înăbuşire a armonicilor nedorite.

1.3. Studiul posibilităţilor de obţinere a unor funcţii de ieşire sinusoidale la dubloarele şi triploarele statice de frecvenţă [44] , [62] , [63] .

Dubloarele şi triploarele statice de frecvenţă de tip electromagnetic, indiferent de modul lor de funcţionare, pot fi privite ca ansamble de elemente electrice liniare şi nalinare.

Prin construcţie, un multiplicator de frecvenţă trebuie să realizeze :

- generarea de unde periodice nesinusoidale cu ajutorul reactoarelor saturate; aici trebuie ținut seama că deoarece consumul este reactiv-inductiv, are loc o înrăutăţire a factorului de putere, impunându-se îmbunătăţirea acestuia prin folosirea condensatoarelor electrice;

- extragerea din spectrul nesinusoidal a unei de frecvenţă dorită, sinusoidală, deziderat realizat constructiv, prin conectarea într-un anumit fel al înfăşurărilor, astfel încât armonicile nedorite să fie înăbuşite. Când *nu se* reuşeşte înăbuşirea tuturor armonicilor şi se doreşte o curbă sinusoidală a unei de ieşire, se pot folosi filtrele [7] , [26] , [27] , [28] , [44] , [49] , [62] şi [63] .

- asigurarea pentru caracteristica exterioară a unui aspect dur, adică la creşterea lui I_2 , tensiunea U_2 să nu varieze mult, rămânând pe cât posibil constantă, deziderat realizat prin compensarea capacitivă transversală şi longitudinală;

- înlăturarea fenomenelor de rezonanţă şi auto-excitaţie, care produc perturbaţii în buna funcţionare a unui multiplicator static de frecvenţă.

Se pune deci problema în ce măsură se poate obţine un răspuns sinusoidal de pulsaţie $n\omega$, la o excitaţie sinusoidală de pulsaţie ω .

Aceasta înseamnă ^{ca} dacă semnalul de excitaţie

././.

are expresia :

$$x = X_m \cos \omega t , \quad (1-22)$$

trebuie să obținem în circuitul de ieșire semnalul de răspuns :

$$y = Y_m \cos n \omega t \quad (1-23)$$

În conformitate cu [51] , folosim notațiile:

$$\alpha = \frac{x}{X_m} = \cos \omega t = \cos \bar{z} ; \beta_n = \frac{y}{Y_m} = \cos n \omega t = \cos n \bar{z}, (1-24)$$

unde α reprezintă semnalul de excitație normat; β_n reprezintă semnalul răspuns normat, de ordinul n , iar \bar{z} - timpul normat.

Semnalul răspuns, la o excitație sinusoidală de formă α , este periodic și nesinusoidal, în cazul general, iar amplitudinea normată a armonicilor sale de rang n are expresia :

$$\beta_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\bar{z}) \cos n \bar{z} d\bar{z} \quad (1-25)$$

După cum se poate observa, condiția necesară și suficientă pentru ca un multiplicator de frecvență cu caracteristica de transfer neliniară, excitat cu semnalul sinusoidal, să realizeze o multiplicare a frecvenței de ordinul n , este :

$$\beta_n = 1 , \quad \beta_m = 0 \quad (n \neq m) \quad (1-26)$$

adică :

$$f(\bar{z}) = \cos n \bar{z} \quad (1-27)$$

Deoarece $\bar{z} = \arccos \alpha$, vom avea :

././.

$$f(z) = \cos n(\arccos \alpha),$$

ceea ce înseamnă că funcția $f(z)$ este de forma unui polinom Cebîșev de prima speță și de gradul n , notat în [51] cu T_n :

$$T_n(\alpha) = \cos(n \arccos \alpha) = \cos n z \quad (1-28)$$

Deci, pentru a obține o multiplicare ideală de frecvență, de ordinul n , este necesar și suficient ca funcția de transfer să se exprime printr-un polinom Cebîșev de speța întâi și gradul n .

În cazul cînd semnalul răspuns normat are expresia

$$\beta_n = \cos(nz + \gamma), \quad (1-29)$$

dezvoltînd obținem:

$$\beta_n = \cos \gamma \cdot \cos(n \arccos \alpha) - \sin \gamma \sin(n \arccos \alpha) \quad (1-30)$$

sau

$$\beta_n = T_n(\alpha) \cos \gamma - U_n(\alpha) \sin \gamma \quad (1-31)$$

unde $U_n(\alpha)$ este polinomul Cebîșev de speța doua și gradul n .

În Tabelul 1.1 sînt trecute expresiile polinoamelor Cebîșev $T_n(\alpha)$ și $U_n(\alpha)$

Tabelul 1.1

Polinomul $T_n(\alpha)$	Expresia $T_n(\alpha)$	Polinomul $U_n(\alpha)$	Expresia $U_n(\alpha)$
$T_1(\alpha)$	α	$U_1(\alpha)$	$\pm \sqrt{1-\alpha^2}$
$T_2(\alpha)$	$-1+2\alpha^2$	$U_2(\alpha)$	$\pm 2\alpha\sqrt{1-\alpha^2}$
$T_3(\alpha)$	$-3\alpha + 4\alpha^3$	$U_3(\alpha)$	$\pm (-1+4\alpha^2)\sqrt{1-\alpha^2}$
$T_4(\alpha)$	$1-8\alpha^2 + 8\alpha^4$	$U_4(\alpha)$	$\pm (-4\alpha+8\alpha^3)\sqrt{1-\alpha^2}$
$T_5(\alpha)$	$5\alpha - 20\alpha^3 + 16\alpha^5$	$U_5(\alpha)$	$\pm (1-12\alpha^2-16\alpha^4)\sqrt{1-\alpha^2}$

Ilustrarea acestui mod de sinteză este valabil pentru orice tip de multiplicator de frecvență monofazat, metoda avînd caracter general, particularitățile decurgînd din schema de conexiuni folosită.

1.3.1. Dublorul static de frecvență.

În capitolul 2 se vor expune mai multe tipuri de dubloare de frecvență. Principial se deosebesc două tipuri de dubloare de frecvență [51] :

a) Dublorul de frecvență cu bobine neliniare, coman- date longitudinal.

Acesta este dublorul static de frecvență numit Joly-Epstein, care va fi tratat în detaliu în capitolele 2 , 3 , 4 și 6 .

Comanda, așa zisă longitudinală, se realizează cu ajutorul unei înfășurări suplimentare de curent continuu, deoarece, așa cum s-a demonstrat, în lipsa acesteia este imposibil să regăsim în expresia semnalului de răspuns armonici pare.

În figura 1-3 este reprezentat un asemenea dublor de frecvență care, constructiv, se compune din două miezuri pe fiecare din ele fiind montate trei înfășurări :

- înfășurarea primară, avînd W_1 spire;
- înfășurarea secundară, avînd W_2 spire;
- înfășurarea de premagnetizare în curent continuu, cu W_p spire.

Constructiv, înfășurarea de premagnetizare în curent continuu poate fi comună ambelor miezuri, așa cum este reprezentată în fig.1-3 sau să avem cîte o înfășurare de W_p spire pentru fiecare miez al dublorului de frecvență.

Alimentarea dublorului de frecvență din fig.1-3 se face aplicînd la bornele 1-1' tensiunea alternativă sinusoidală de frecvență $1f$. Datorită cuplajului inductiv dintre circuitul de ieșire, în conformitate cu cele prezentate în paragraful 1.2.1 și fig.1-4, se observă că în circuitul de ieșire va fi generată o tensiune sinusoidală de frecvență $2f$.

În fig.1-4 s-au reprezentat :

- curba curentului $i(t)$, considerat sinusoidal;
 - curba $\psi''(i) = \psi_I - \psi_{II}$ - unde prin ψ_I și ψ_{II} se
- .//.

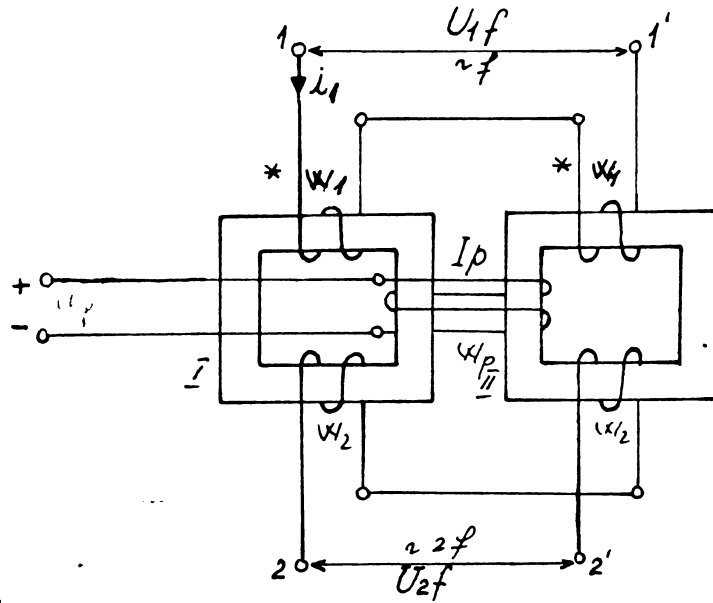


Fig.1-3 Dublor de frecvență comandat longitudinal

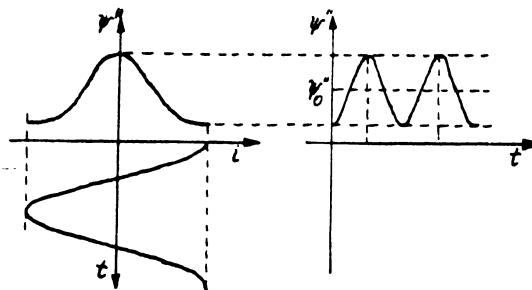


Fig. 1-4 Generarea fluxului sinusoidal de frecvență $2f$ la dubloarele de frecvență cu comandă longitudinală.

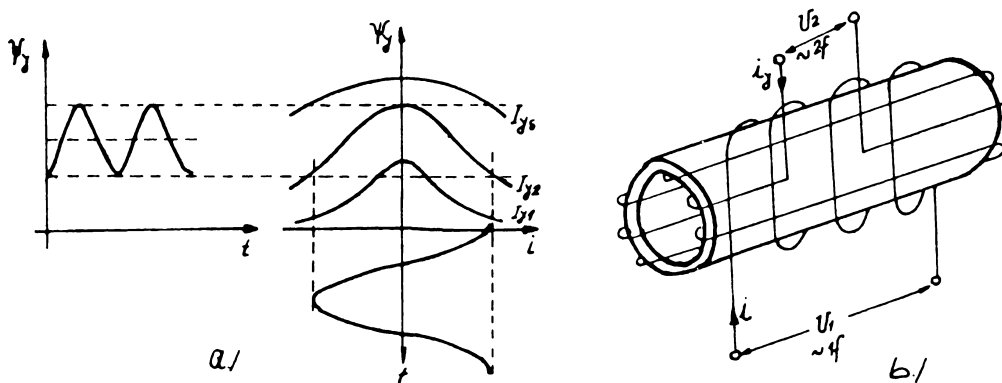


Fig. 1-5 a) Generarea fluxului sinusoidal de frecvență $2f$ la dubloarele de frecvență cu comandă transversală;

b) Dublor de frecvență comandat transversal.

înțeleg fluxurile în miezul I , respectiv II;

- cu ajutorul acestor curbe s-a obținut curba

$$\psi''(t) = \psi_I - \psi_{II} \text{ de frecvență } 2f.$$

Acest semnal conține și un termen constant, ψ_0'' , dar tensiunea de ieșire $u_2 = \frac{d\psi''}{dt}$, este sinusoidală.

b) Dublorul de frecvență cu bobine neliniare comandate transversal, [51] .

Aplicînd unui miez feromagnetic izotrop un cîmp magnetic de intensitate constantă pe direcția y și un cîmp alternativ de frecvență f pe direcția ortogonală x, se poate realiza un dublor de frecvență. Dacă se consideră drept parametru curentul continuu I_y cu ajutorul căruia se magnetizează miezul pe direcția y, se poate reprezenta o familie de caracteristici $\psi_y(i)$ ca în fig. 1-5a , observînd asemănarea acestor caracteristici cu polinoamele Cebîșev de speța întîi și de gradul al doilea (fig 1-8a).

La variația sinusoidală a curentului i, de frecvență lf, din înfășurarea solenoidală, fig.1-5b , în înfășurarea toroidală, parcursă de curentul I_y , va apare o componentă alternativă a fluxului ψ_y de frecvență 2f.

Acest proces este cunoscut și sub denumirea de „efectul Procopiu” descris pentru prima dată de academician St.Procopiu în 1930.

1.3.2. Triplorul static de frecvență.

Ca și dublorul de frecvență, triplorul de frecvență este un ansamblu de bobine cu miez feromagnetic, liniare sau neliniare, astfel conectate încît la alimentarea bobinelor circuitului de intrare cu tensiune sinusoidală de frecvență lf, să se obțină la bornele de ieșire o tensiune de ieșire de frecvență 3f.

Așa cum s-a arătat, triplorul de frecvență poate să fie prevăzut sau nu cu excitație în cc, din care cauză triploarele de frecvență sînt mult mai variate, expunerea detaliată a fiecărui tip făcîndu-se în capitolele 2 , 3 , 5 și 6.

Triplorul de frecvență static de tip transformatoric, care se prezintă în fig.1-6, se compune din două bobine : una neliniară I și alta liniară II. Înfășurările primare avînd W_1 spire conectate în serie adițional, iar cele secundare avînd .//.

W_2 spire în serie-diferențial, conf.fig.1-6, [51] .

Fiind un reactor saturat, la bornele de ieșire ale reactorului I, pe lângă fundamentală, apare și armonica de ordinul trei de amplitudine $1/3$ din cea a fundamentalei, adică tensiunea electromotoare va avea expresia :

$$u_{e2I} = I_0 \sin \omega t + 3,3 \sin 3 \omega t \quad (1-32)$$

Reactorul II este nesaturat, astfel încât t.e.m. care ia naștere la bornele sale secundare va avea expresia :

$$u_{e2II} = I_0 \sin \omega t \quad (1-33)$$

Tensiunea rezultantă în ambele secundare, legate în serie diferențial, are expresia :

$$u_{3f} = u_{e2I} - u_{e2II} = 3,3 \sin 3 \omega t \quad (1-34)$$

În practică însă, forma tensiunii rezultante de ieșire u_{3f} nu este perfect sinusoidală, conținând un bogat spectru de armonici de rang impar : armonica 5-a, armonica 7-a etc și o componentă reziduală de frecvență fundamentală, deoarece componentele de frecvență fundamentală ale tensiunilor u_{e2I} și u_{e2II} nu se compensează perfect. Componentele nedorite din curba tensiunii u_{3f} se pot reduce la minim cu ajutorul unor filtre de frecvență potrivit alese.

Să exemplificăm pe acest tip de triplor de frecvență procedeul de sinteză al multiplicatoarelor de frecvență optimale, expus la începutul paragrafului 1.3.

Din analiza schemei de conexiuni se poate ajunge, pe cale analitică, la concluzia că sinteza unui astfel de triplor poate fi realizată corect, alimentând cu tensiune sinusoidală la intrare și obținând un răspuns sinusoidal la ieșire.

Metoda grafo-analitică redată în continuare după [51] , permite să se constate că forma caracteristicii intrare-ieșire este asemănătoare unui polinom Cebîșev de speța întâi și ordinul trei.

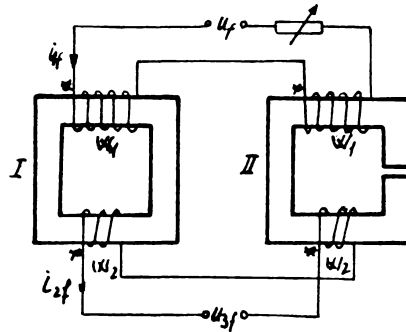


Fig.1-6 Triplorul de frecvență tip transformator cu întrefier.

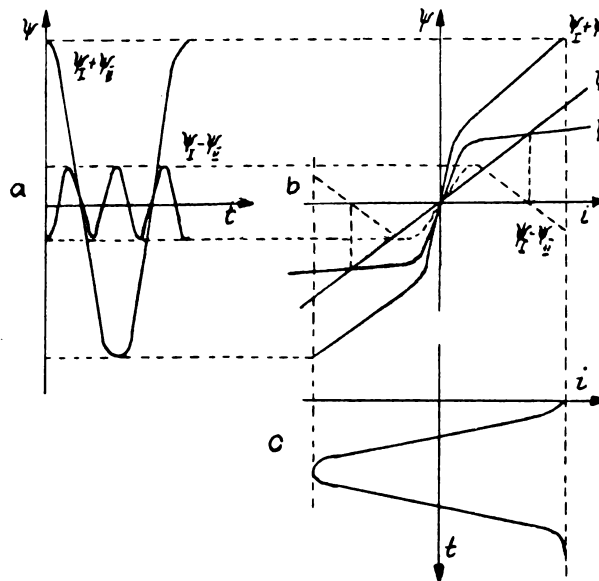


Fig.1-7 Caracteristici de magnetizare a celor două miezuri I și II, ale triplorului de frecvență tip transformator cu întrefier.

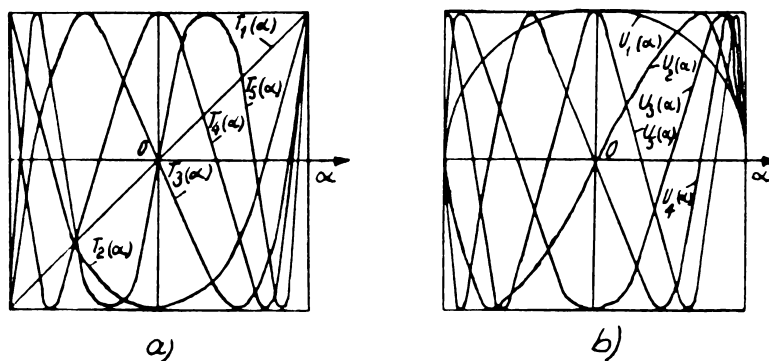


Fig. 1-8 Reprezentarea grafică a polinoamelor Cebîșev
 a) polinoame Cebîșev de speța întâia;
 b) polinoame Cebîșev de speța doua.

Dacă ψ_I și ψ_{II} sînt valorile instantanee ale fluxurilor în cele două miezuri, i curentul în circuitul primar, t timpul, atunci :

$$u_{3f} = \frac{d(\psi_I - \psi_{II})}{dt} \quad (1-35)$$

În fig.1-7 sînt reprezentate caracteristicile de magnetizare ale celor două miezuri $\psi_{I(i)}$ și $\psi_{II(i)}$; deaseme-nea se reprezintă caracteristicile $\psi_I + \psi_{II} = \psi'$ și $\psi_I - \psi_{II} = \psi''$.

Se observă că ultima caracteristică are forma analogă polinomului Cebîșev de speța întîi și de ordinul al treilea reprezentat în fig.1-8.

Sinteza optimală a triplorului de frecvență din fig.1-6 presupune admise următoarele :

- cînd caracteristica de magnetizare crește monoton, atingînd o valoare maximă (extremă), atunci excitația este maximă;

- dacă se aproximează caracteristica de magnetizare printr-un polinom de puteri impare (deci nu printr-o funcție transcendentă), coeficientul termenului de gradul al treilea este negativ în cazul polinomului $\psi_{(i)}$ și pozitiv în cazul polinomului $i(\psi)$.

Dacă semnalul de ieșire, fluxul electromagnetic, trebuie să aibă frecvență triplă, atunci funcțiile de aproximare polinomale pentru cele două miezuri sînt :

$$\begin{aligned} \beta_I &= a_1 \alpha_I + a_3 \alpha_I^3, \\ \beta_{II} &= b_1 \alpha_{II} \end{aligned} \quad (1-36)$$

unde $\alpha_I = \alpha_{II} = \alpha$ - deoarece bobinele sînt conectate în serie, iar :

$$\beta_I = \frac{\psi_I}{\psi_{Im}}; \quad \beta_{II} = \frac{\psi_{II}}{\psi_{II m}}; \quad \alpha = \frac{i}{I_m} \quad (1-37)$$

Calculînd derivata :

$$\frac{\partial \beta_I}{\partial \alpha} = a_1 + 3a_3 \alpha^2 \quad (1-38)$$

și ținînd seama că pentru $\alpha < 1$, $\beta_I(\alpha)$ crește monoton, rezultă $\partial \beta_I / \partial \alpha > 0$, iar pentru $\alpha = 1$, $\beta_I(\alpha)$ atinge valoarea maximă, încît $\frac{\partial \beta_I}{\partial \alpha} = 0$, vom avea :

$$a_1 + 3a_3 = 0 \quad ; \quad a_1 = -3a_3 \quad (1-39)$$

Efectuăm diferențele între răspunsurile normate :

$$\beta_I - \beta_{II} = (a_1 - b_1)\alpha + a_3 \alpha^3 \quad (1-40)$$

Făcînd substituțiile necesare, obținem expresiile :

$$\begin{aligned} \alpha &= \cos \zeta \\ \beta_I - \beta_{II} &= (a_1 - b_1)\alpha + a_3 \alpha^3 = (a_1 - b_1)\cos \zeta + \\ &+ a_3 \frac{1}{4} (3 \cos \zeta + \cos 3\zeta) = \\ &= (a_1 - b_1 + \frac{3}{4} a_3)\cos \zeta + \frac{a_3}{4} \cos 3\zeta \end{aligned}$$

Considerăm că semnalul de ieșire $\psi_I - \psi_{II}$ oscilează în opoziție de fază față de curentul i și vom avea expresia :

$$\beta_I - \beta_{II} = -\cos 3\zeta, \quad (1-41)$$

care conduce la următoarele valori ale coeficienților :

$$a_3 = -4; \quad a_1 = 12; \quad b_1 = \frac{3}{4} a_3 + a_1 = 9 \quad (1-42)$$

Rezultă că pentru semnalul de răspuns normat se obține expresia:

$$\beta_I - \beta_{II} = 3\alpha - 4\alpha^3, \quad (1-43)$$

care în conformitate cu Tabelul 1.1 este un polinom Cebîșev de speța I-a și gradul trei, ceea ce avem de demonstrat :

././.

1.4. Sistemul mărimilor relative [62], [63].

Pentru analiza funcționării dublorului și triplo-
rului static de frecvență este favorabil ca toate tensiunile,
curenții, fluxurile magnetice și alte mărimi să se prezinte
într-un sistem special de mărimi relative.

Se cunosc mai multe sisteme de unități relative,
însă cel prezentat este mai frecvent utilizat, datorită simplită-
ții lui precum și faptului că se poate folosi la toate regimurile
de funcționare.

Prin introducerea acestui sistem se simplifică
simțitor toate formulele, din ele eliminându-se anumiți parame-
trii cum ar fi : numărul de spire al bobinelor, secțiunea trans-
versală activă și înălțimea miezului S_m și h , frecvența tensiunii
de alimentare, precum și mărimile care caracterizează curba de
magnetizare : α_s , β_s , H_s și B_s .

Se remarcă faptul că această posibilitate de a
alege sistemul de unități relative prin care se elimină unii
parametrii, ne arată că nu toți au o influență hotărîtoare asupra
caracterului de variație al curenților, tensiunilor și fluxului
în multiplicatorul de frecvență.

Mărimile în sistemul de unități relative se
bazează superior și se calculează cu formulele :

$$\bar{u} = \frac{U}{2 \pi f W \cdot B_{\text{baz}} \cdot S_m} \quad (1-44)$$

$$\bar{i} = \bar{F} = \bar{H} = \frac{i \cdot W}{H_{\text{baz}} \cdot \ell} = \frac{H}{H_{\text{baz}}}$$

$$\bar{B} = \bar{\Phi} = \bar{\Psi} = \frac{B \cdot S_m}{B_{\text{baz}} \cdot S_m} = \frac{B}{B_{\text{baz}}} = \frac{\phi}{B_{\text{baz}} \cdot S_m} = \frac{\psi}{W \cdot B_{\text{baz}} \cdot S_m}$$

•//•

$$\bar{Z} = \frac{Z \cdot H_{\text{baz}} \cdot \ell}{2 \pi f \cdot W^2 \cdot B_{\text{baz}} \cdot S_m} ;$$

$$\bar{P} = \frac{P}{2 \pi f \cdot B_{\text{baz}} \cdot H_{\text{baz}} \cdot S_m \cdot \ell} ;$$

$$\bar{r} = \frac{r \cdot H_{\text{baz}} \cdot \ell}{2 \pi f \cdot W^2 \cdot B_{\text{baz}} \cdot S_m} ;$$

(1-44)

$$\bar{x}_L = \bar{L} = \frac{x_L \cdot H_{\text{baz}} \cdot \ell}{2 \pi f W^2 \cdot B_{\text{baz}} \cdot S_m} ;$$

$$\bar{x}_C = \frac{1}{\bar{C}} = \frac{x_C \cdot H_{\text{baz}} \cdot \ell}{2 \pi f \cdot W^2 \cdot B_{\text{baz}} \cdot S_m} ;$$

$$\bar{t} = 2 \pi f t ;$$

$$\bar{\mu}_s = \frac{\mu_s \cdot H_{\text{baz}}}{B_{\text{baz}}} ;$$

unde indicile „baz” arată că este vorba de mărimea de bază respectivă.

În aceste expresii, F și Φ sînt valorile instantanee ale tensiunii magnetomotoare și fluxului magnetic în miez; W - numărul de spire al bobinei respective; S_m - secțiunea miezului; ℓ - lungimea liniei medii de tensiune m.m. Restul notațiilor sînt cunoscute.

Se specifică faptul că în formulele pentru expresiile mărimilor din circuitul primar (u_1, i_1) se admite $W = W_1$; pentru parametrii circuitului de ieșire se admite $W = W_2$.

//.

B_{baz} și H_{baz} , în sistemul ales și la aproximarea curbei de magnetizare printr-o funcție transcendentă, sînt definiți de formulele :

$$B_{\text{baz}} = \frac{1}{\beta_s} ; \quad H_{\text{baz}} = \alpha_s , \quad (1-45)$$

unde α_s și β_s sînt calculați din relațiile (1-7).

În formulele prezentate s-a folosit S.I de măsuri

1.5. Tendințe în tehnica mondială și în R.S.R. privind multiplicatoarele de frecvență statice.

Din analiza literaturii tehnice de specialitate se poate constata că în folosirea multiplicatoarelor statice de frecvență și în ceea ce privește performanțele acestora există două tendințe : una calitativă și alta cantitativă.

1.5.1. Tendința performanțelor calitative privește dubloarele statice de frecvență, în dezvoltarea cărora se pune un mare accent pe creșterea clasei de precizie.

În [2] se prezintă un proiect îmbunătățit al unui compensator de c.c. de înaltă clasă de precizie, utilizat pentru măsurarea curenților din bare colectoare între 20.000 — 100.000 A.

În [27] se descrie un modulator de cîmp transversal, care utilizează cîmpuri magnetice suprapuse ortogonale, folosind un miez inelar gol, cu înfășurare inelară de curent alternativ și o înfășurare toroidală de c.c. Pragul limită al acestui modulator este de 10^{-14} A.

Lucrarea [36] se referă la construcția unui compensator de curent continuu, folosind dublorul static de frecvență, utilizat la etalonarea transformatoarelor de curent continuu. Precizia instalației este de 0,0005% .

Modulatoarele cu ieșirea pe armonica două se folosesc, după cum se arată în [29], atunci cînd trebuie să efectuăm măsurători, care în prealabil au fost înregistrate pe bandă, cînd este util un cap de redare sensibil la flux și nu la

././.

derivata acestuia .

Utilizarea practică a acestui tip special de cap de redare sensibil la flux este, de obicei, limitată la un singur canal, dar în [34] se descrie un patent pe baza căruia se dispune de posibilitatea de înregistrare pe mai multe canale.

Deasemenea, în [27] este descrisă folosirea pe scară largă a dubloarelor statice de frecvență pentru realizarea magnetometrelor cu ferosondă diferențiale și cu schemă de tip transformator.

1.5.2. Tendința performanțelor cantitative.

În unele domenii industriale legate, mai ales, de metalurgie se pune problema să dispunem de multiplicatoare statice de frecvență de mare putere.

Acest lucru este posibil prin utilizarea triplorilor de frecvență statice, care se alimentează de la rețeaua trifazată, datorită cărui fapt prezintă la ieșire o putere mare.

În conformitate cu [20], frecvența de 150 Hz asigură o încălzire mai bună a metalului, într-un timp mai scurt.

În [7] se arată că s-a construit de către firma Inductoterm un triplor static de frecvență $S_{2n}=700$ KVA și $\eta = 95\%$.

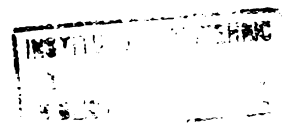
Lucrarea [20] prezintă un triplor de frecvență cu sarcină inclusă în conductorul de nul $S_{2n}=2,432$ KVA.

Un triplor de frecvență cu $S_{2n}=150$ KVA; $\eta = 85\%$ și un altul cu $S_{2n}=400$ KVA și $\eta = 90\%$ sînt descrise în [25].

În [28] se afirmă că pentru cuploarele de inducție s-au construit multiplicatoare de frecvență a căror putere $S_{2n}=3500$ KVA.

Un triplor de frecvență cu $S_{2n}=15$ KVA și $\eta = 82\%$, al cărui cost reprezintă 80 % din cel al unui generator rotativ similar, este descris în [40], iar un triplor de frecvență cu $S_{2n} = 25$ KVA și $\eta = 86\%$ este prezentat în [52].

După cunoștința autorului, cel mai mare triplor de frecvență construit în RSR, încă din anul 1968, este redat în [59] și are $S_{2n} = 200$ KVA; $\eta = 91,6\%$; $U_{2n}=800$ V; $I_{2n}= 250$ A.



In lucrare se mai prezintă un triplor de frecvență $S_{2n}=2$ KVA; $\eta =99,5\%$ și un dublor de frecvență $S_{2n}=5,6$ KVA și $\eta =80,49\%$, ambele utilizate la încercarea cu tensiune mărită indusă între spire a transformatoarelor de tensiune cu izolația degresivă în gama 6 ÷ 110 kV.

CAPITOLUL II.

TIPURI DE DUBLOARE SI TRIPLOARE STATICE DE FRECVENȚA

2.1. Introducere. Utilizarea dubloarelor și triploarelor statice de frecvență în domeniile de vîrf ale științei și tehnicii contemporane ca surse de putere avînd frecvența dublă sau triplă decîtcea a rețelei de alimentare sau ca părți componente principale a numeroase aparate de măsură sau sisteme de automată, suscită un interes deosebit în analiza și sinteza acestora.

În (27) se arată că un studiu teoretic complet asupra performanțelor dublorului static de frecvență este complicat și laborios. Este însă posibil să se obțină concluzii satisfăcătoare, considerînd cazuri speciale ale funcționării dublorului mai ușor accesibil studiului analitic, așa cum se procedează și în cazurile prezentate în acest capitol.

Similar se pune problema și în cazul triploarelor de frecvență.

La elaborarea acestui capitol monografic de sinteză a stădiului actual în teoria dubloarelor și triploarelor statice de frecvență s-a folosit experiența acumulată de diverse școli specializate în problemă și în deosebi cea sovietică, germană și americană, prezentate în lucrările (5), (6), (7), (26), (27) și (49).

De un real folos i-au fost autorului și rezultatele școlii romînești, reprezentată în acest sens de lucrările elaborate în cadrul I.P. București, I.P. Iași și I.P. Timișoara (20), (28), (43) și (44).

Colectivele din București sub îndrumarea prof.dr. ing. Al.Fransua și cel din Iași condus de conf.dr.ing.S.Mitrea au aprofundat aspectul teoretic al problemei, de sinteză, colectivul din Timișoara, care și-a desfășurat activitatea în cadrul catedrei de Utilizările Energiei Electrice și Mașini Electrice, condusă de prof.dr.ing. Toma Dordea propunîndu-se să rezolve problemele de analiză a multiplicatoarelor statice

de frecvență și îndeosebi a optimizării proiectării, construcției și funcționării acestora.

Prezentarea principală a funcționării dubloarelor și triploarelor de frecvență fiind făcută în capitolul I, în acest capitol cu caracter monografic se prezintă o sinteză a diferitelor tipuri de dubloare și triploare de frecvență, cunoscute din literatură, criteriul de selecție fiind cel al unei mai largi utilizări a acestora în știință și tehnologie.

2.2. Dublourul static de frecvență cu ieșire monofazată

Aceste dubloare de frecvență se clasifică în trei mari grupe :

1. cu intrare monofazată ;
2. cu intrare bifazată ;
3. cu intrare trifazată ;

Dubloarele statice de frecvență cu intrare monofazată se folosesc acolo unde puterea de ieșire fiind suficient de mică, nu sînt necesare dubloare cu intrare bifazată sau trifazată mai complicate și mai scumpe, alimentate de la o rețea trifazată.

Dubloarele statice de frecvență din grupa doua se realizează sub forma de scheme speciale de convertire a unui sistem trifazat într-un sistem bifazat ; dintre schemele folosite enumerăm : schema Scott cu transformatoare, schema Scott cu autotransformatoare, schema F. Stern cu două transformatoare monofazate speciale, schema Kubler cu transformator trifazat special, schema Sons cu transformator bifazat.

Indiferent de schema folosită costul instalației crește și siguranța în funcționare scade, un asemenea sistem neadoptîndu-se decît atunci cînd condițiile de putere de ieșire sau de încărcare a sistemului trifazat o impun.

Dubloarele statice de frecvență cu intrare trifazată au un consum mare de material activ și de manoperă

și sînt complicate, folosirea lor fiind indicată numai la puteri suficient de mari, astfel încît costul specific să fie comparabil cu al dubloarelor cu intrare monofazată.

2.2.1. Dubloarele statice de frecvență cu intrare monofazată și ieșire monofazată.

2.2.1.1. Dublorul static de frecvență Joly-Epstein

Schema de principiu a acestui tip de dublor este reprezentată în fig.2-1. El se compune din două transformatoare monofazate A și B, cu trei înfășurări fiecare.

Infășurările primare sînt conectate în serie-diferențial, iar cele secundare și de premagnetizare în serie-aditional.

Infășurarea de premagnetizare se cuplează la sursa de curent continuu. Pentru obținerea unei caracteristici exterioare dure, în circuitul de sarcină se introduce un condensator, iar pentru înăbușirea armonicilor de ordinul doi în circuitul de curent continuu se conectează un filtru, atunci cînd infășurarea de premagnetizare nu este comună ambelor miezuri.

Miezurile transformatoarelor A și B se saturează succesiv într-o perioadă, deoarece într-o jumătate de perioadă într-un transformator se adună, iar în altul se scad t.m.m ale înfășurărilor cu W_1 și W_p spire.

În fig.2-2 se reprezintă formele idealizate ale tensiunilor secundare u'_{e2} și u''_{e2} din cele două înfășurări secundare, corespunzător cazului în care caracteristica de magnetizare a miezurilor transformatoarelor A și B are neliniaritate moderată

Tensiunile secundare ale fiecărui transformator în parte, descompuse în serie Fourier, au expresiile :

$$u'_{e2} = 10 \sin \omega t + 3,3 \sin 2\omega t \quad (2-1)$$

$$u''_{e2} = 10 \sin \omega t - 3,3 \sin 2\omega t \quad (2-2)$$

Tensiunea de ieșire aplicată sarcinii Z, va fi :

$$u_{eZ} = u'_{e2} - u''_{e2} = 6,6 \sin 2\omega t \quad (2-3)$$

././.

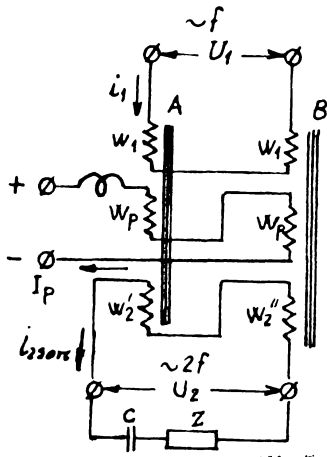


Fig.2-1 Schema electrică a dublorului de frecvență Joly-Epstein

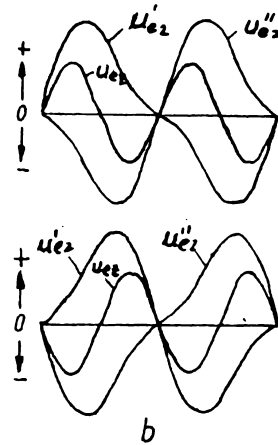


Fig.2-2 Forme idealizate ale tensiunilor secundare u'_{e2} , u''_{e2} și u_{e2}

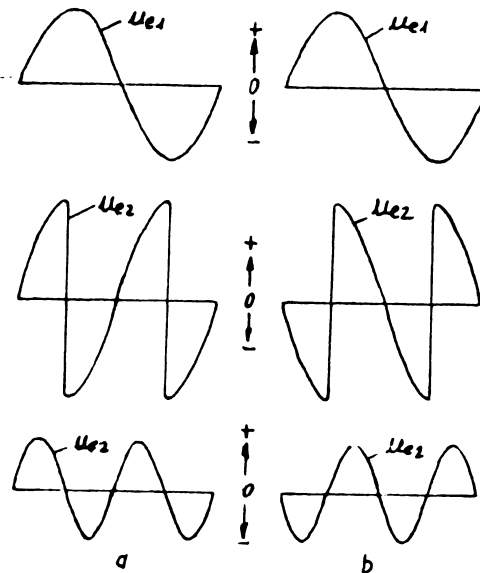


Fig.2-3 Forme idealizate ale tensiunilor, ilustrând principiul de funcționare al schemei din fig.2-1 cu miezul din material cu ciclul rectangular, corespunzând :

- a) la sensul pozitiv al lui I_p ;
- b) la sensul negativ al lui I_p ;

Termenii de armonica doua din ecuațiile (2-1) sînt pozitivi sau negativi, în funcție de sensul curentului continuu I_p prin înfășurările de premagnetizare. În astfel de condiții idealizate de funcționare, caracterizate de ecuațiile (2-1) și (2-2), se va obține o tensiune de ieșire pur sinusoidală. În practică apar și frecvențe superioare lui $2f$, pentru a căror înăbușire se folosesc filtrele.

Dublorul Joly-Epstein prezintă o mare stabilitate la variația frecvenței și tensiunii de intrare.

2.2.1.2. Dubloarele de frecvență statice în punte.

Cînd nu este necesară izolarea sarcinii de circuitul de alimentare în curent alternativ și nici adaptarea impedanței înfășurărilor secundare, prin variația numărului de spire, se pot folosi scheme în punte.

La aceste dubloare de frecvență circuitul de sarcină se alimentează de la bornele uneia din diagonalele punții, compus din două reactoare saturate și două condensatoare (fig. 2-4 a și b), sau două jumătăți a unei înfășurări a transformatorului (fig. 2-4 c și fig. 2-4 d) sau, în final, din patru reactoare saturate (fig. 2-4 e).

La dublorul de frecvență din fig. 2-4 e, circuitele de magnetizare a reactorului saturat sînt montate în brațele opuse ale punții, pot fi unite constructiv și ca urmare puntea inductivă poate fi compusă din două elemente cu duble înfășurări. Variantele a și b din fig. 2-4 se disting una de alta prin aceea că sarcina se conectează la diagonalele diferite ale aceleiași punți.

La această diferență de conectare se obțin pentru dubloarele de frecvență caracteristici cu totul diferite. La consumuri de materiale diferite, dublorul din fig. 2-4 a are caracteristică exterioară dură, iar dublorul de frecvență din fig. 2-4 b, deși are puntea compusă din aceleași elemente, are caracteristica exterioară moale.

Circuitul de sarcină în toate dubloarele de frecvență în punte este străbătut de curent, în care nu avem armonica de bază sau armonici fără soț, așa că el este conectat la bornele între care diferența de potențial, în lipsa premagnetizării în c.c. este nulă.

././.

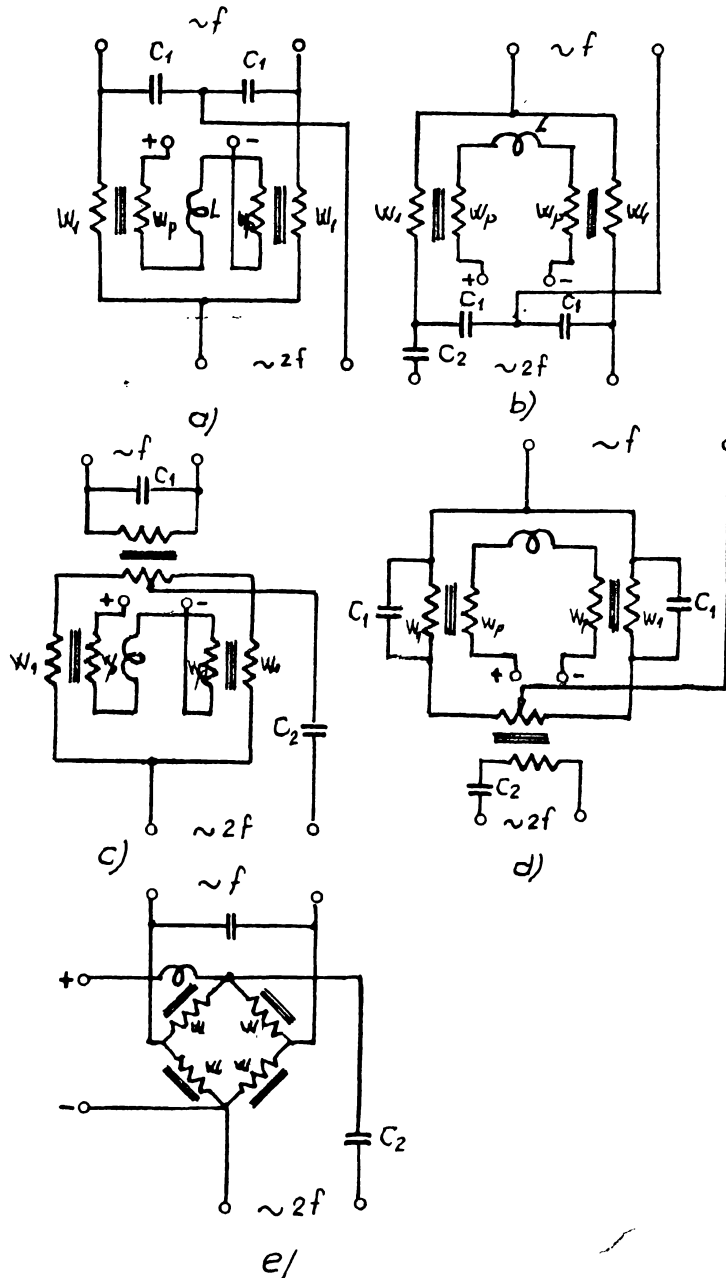


Fig.2-4 Schemele dubloarelor de frecvență în punte.

- a) Dublor de frecvență cu condensator în punte;
 - b) Dublor de frecvență cu condensatoare inversate, în punte;
 - c) Dublor de frecvență în punte cu transformatoare și condensator de șuntare;
 - d) Dublor de frecvență, în punte, cu transformatoare inversate;
- C_1 - condensator $\cos \varphi$; C_2 - cond. compensare longitud.
- e) Dublor de frecvență inductiv, în punte, cu bobine grupate.

2.2.1.3. Dubloarele de frecvență speciale.

Măsurările cu modulatori magnetice cu ieșirea pe armonica doua sau cu magnetometre cu ferosondă saturabilă necesită un redresor sau un demodulator sensibil la fază. Dacă folosim o schemă demodulatoare excitată sincron, de tipul în punte-inel, frecvența tensiunii sincrone trebuie să fie dublul frecvenței curentului care circulă prin înfășurările de curent alternativ. Când puterea de ieșire necesară este suficient de mică, schemele de măsurări folosesc un modulator magnetic cu ieșirea pe armonica doua sau pe un magnetometru cu ferosondă saturabilă.

În fig.2-5 a este reprezentat un modulator cu ieșirea pe armonica doua, cu un singur miez toroidal, cu circuit de excitație în c.c. avînd un circuit $L_E R_E$ și înfășurările secundare de W_2 spire (uneori cu priza mediană) alimentate în curent continuu.

În fig.2.5 b este reprezentat un dublor de frecvență cu miez toroidal cu înfășurarea primară cu W_1 spire și înfășurări secundare W_2' și W_2'' cu priză mediană. În locul excitației suplimentare în c.c. se folosește un magnet permanent, care asigură magnetizarea unidirecțională a miezului în formă de inel din aliaj de feronichel.

2.2.2. Dublul de frecvență cu intrare bifazată și ieșire monofazată. (28)

În fig.2-7 este reprezentată schema electrică a unui dublor de frecvență cu intrare bifazată și ieșire monofazată. În fig.2-6 este reprezentată o secțiune printr-un asemenea dublor de frecvență, care se compune din două elemente constructive I și II, fiecare cu două miezuri M și N, deci cu patru miezuri în total.

Pe fiecare miez sînt montate trei înfășurări cu W_1 , W_2 și W_p spire. Înfășurările primare cu W_1 spire pe două miezuri ale unui element sînt legate în serie diferențial, deci la același curent miezurile au fluxuri opuse și egale.

Tensiunea u_1 se aplică înfășurării primare a primului element constructiv, iar u_2 celui de al doilea element constructiv.

$$u_1 = \sqrt{2} \cdot U_1 \cos \omega t \quad (2-4)$$

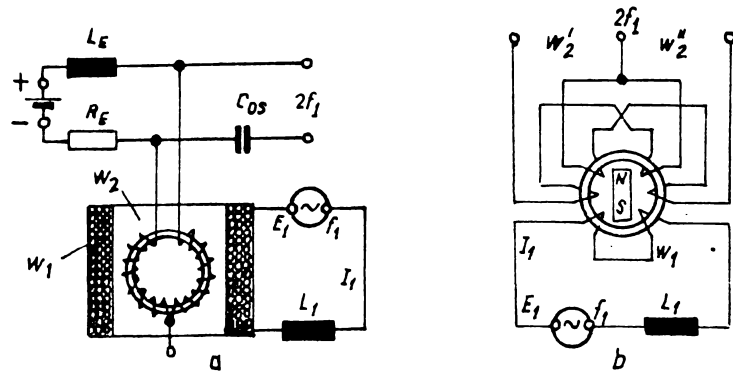


Fig.2-5 Scheme de dublare de frecvență speciale

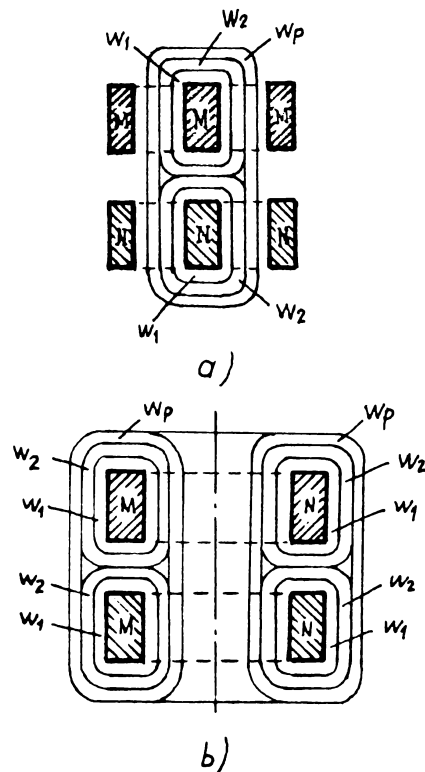


Fig.2-6 Construcția dublorului de frecvență cu intrare bifazată.

- a) cu miezuri paralelepipedice;
- b) cu miezuri toroidale;

$$u_2 = \sqrt{2} U_1 \cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) = \sqrt{2} U_1 \sin \omega t \quad (2-5)$$

Presupunem că dublorul de frecvență funcționează în gol ($i_2 = 0$). Tensiunea u_1 se repartizează jumătate pe W_1 a miezului M și jumătate pe W_1 din miezul N, elementul constructiv I. Curentul de premagnetizare absorbit produce, evident, fluxuri opuse ca sens în miezurile M și N. La saturația miezurilor M și N fluxurile fasciculare Φ_{IM} și Φ_{IN} nu sînt alternative ci pusatorii și deformate, deoarece atunci cînd în miezul M solenatiile din W_1 și W_p se adună, în miezul N acestea se scad.

După o jumătate de perioadă se schimbă rolurile și miezul N este saturat, iar miezul M nesaturat, deci avem relația :

$$\Phi_{IN}(\omega t) = \Phi_{IM}(\omega t + \pi) \quad (2-6)$$

Dacă Φ_{IM} , descompus în serie Fourier, are expresia :

$$\begin{aligned} \Phi_{IM} = & \Phi_0 + \Phi_1 \sin \omega t + \Phi_2 \sin 2\omega t + \Phi_3 \sin 3\omega t + \Phi_4 \sin 4\omega t + \Phi_5 \sin 5\omega t + \\ & + \Phi_6 \sin 6\omega t + \Phi_7 \sin 7\omega t + \Phi_8 \sin 8\omega t + \dots \quad (2-7) \end{aligned}$$

atunci, conform (2-6) există relația :

$$\begin{aligned} \Phi_{IN}(\omega t) = \Phi_{IM}(\omega t + \pi) = & \Phi_0 - \Phi_1 \sin \omega t + \Phi_2 \sin 2\omega t - \Phi_3 \sin 3\omega t + \\ & + \Phi_4 \sin 4\omega t - \Phi_5 \sin 5\omega t + \Phi_6 \sin 6\omega t - \Phi_7 \sin 7\omega t + \Phi_8 \sin 8\omega t + \\ & + \dots \quad (2-8) \end{aligned}$$

Datorită modului de conectare și alimentare a elementelor I și II sînt evidente expresiile :

//.

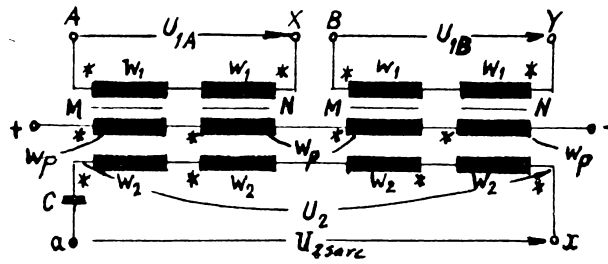


Fig.2-7 Dublor de frecvență cu intrare bifazată și ieșire monofazată

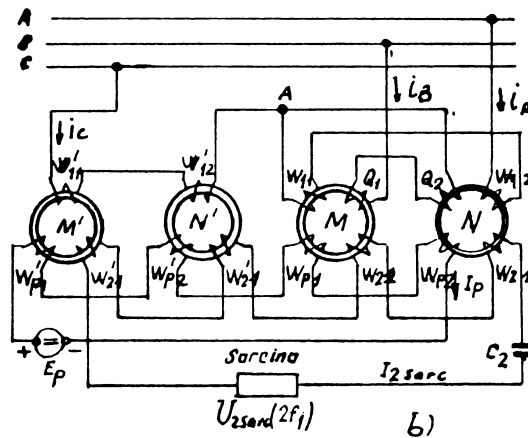
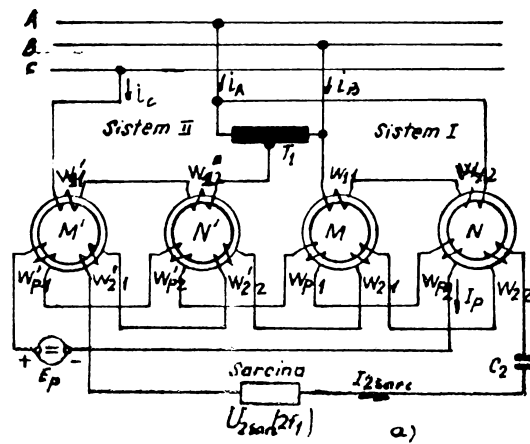


Fig.2-18 Dubloare de frecvență cu intrare trifazată și ieșire monofazată.

- a) dublor de frecvență Krämmer cu divizor inductiv de tensiune;
- b) dublor de frecvență Kramer cu înfășurări primare duble pe două din cele patru miezuri.

$$\phi_{IIM}(\omega t) = \phi_{IM}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2-9)$$

$$\phi_{IIN}(\omega t) = \phi_{IIM}(\omega t + \pi), \quad (2-10)$$

care ne conduc la următoarele descompuneri în serie Fourier pentru ϕ_{IIM} și ϕ_{IIN} :

$$\begin{aligned} \phi_{IIM}(\omega t) = \phi_{IM}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = \phi_0 - \phi_1 \cos \omega t - \phi_2 \sin 2\omega t + \\ + \phi_3 \cos 3\omega t + \phi_4 \sin 4\omega t - \phi_5 \cos 5\omega t - \phi_6 \sin 6\omega t + \phi_7 \cos 7\omega t + \dots \end{aligned} \quad (2-11)$$

$$\begin{aligned} \phi_{IIN}(\omega t) = \phi_{IIM}(\omega t + \pi) = \phi_0 + \phi_1 \cos \omega t - \phi_2 \sin 2\omega t - \phi_3 \cos 3\omega t \\ + \phi_4 \sin 4\omega t + \phi_5 \cos 5\omega t - \phi_6 \sin 6\omega t - \phi_7 \cos 7\omega t + \dots \end{aligned} \quad (2-12)$$

Fluxul total în cele 4 înfășurări W_2 , ținând seama de conectarea lor este :

$$\begin{aligned} \psi_2 = W_2 [\phi_{IM} + \phi_{IN} - \phi_{IIM} - \phi_{IIN}] = 4W_2 [\phi_2 \sin 2\omega t + \\ + \phi_6 \sin 6\omega t + \phi_{10} \sin 10\omega t + \phi_{14} \sin 14\omega t + \dots] \end{aligned} \quad (2-13)$$

Neglijând armonicile superioare :

$$u_2 = - \frac{d\psi_2}{dt} = - 8 W_2 \cdot \omega \cdot \phi_2 \sin 2\omega t \quad (2-14)$$

Trebuie observat că fluxurile în miezuri se înlanțuie și cu înfășurările W_p , fluxul total indus fiind :

//.

$$\psi_p = W_p (\phi_{IM} + \phi_{IN} + \phi_{IIM} + \phi_{IIN}) = 4W_p (\phi_0 + \phi_4 \sin 4\omega t + \phi_8 \sin 8\omega t + \dots) \quad (2-15)$$

Examinînd această expresie, se poate deduce cã în circuitul de premagnetizare se induce o t.e.m. sinusoidalã de frecvență 4f (s-au neglijat armonica 8 și cele superioare), care va da naștere unui curent sinusoidal de aceeași frecvență, c care se suprapune peste curentul continuu de premagnetizare.

Curentul de frecvență 4f produce un flux de reacție, care reduce fluxul total de armonicã 4f, conținut de ψ_2 .

În înfășurarea primară se induce fluxul ψ_{II}

$$\psi_{II} = W_1 (\phi_{IM} - \phi_{IN}) = 2W_1 (\phi_1 \sin \omega t + \phi_3 \sin 3\omega t + \phi_5 \sin 5\omega t + \dots) \quad (2-15)'$$

Fluxul ψ_{II} conduce la deformarea curentului de magnetizare, *presupus* sinusoidal, în circuitul de intrare și produce fluxuri de aceeași frecvență, care anulează fluxurile corespunzătoare produse de curentul sinusoidal de magnetizare.

Curentul I_1 nu este sinusoidal, iar în miezurile M și N ale elementelor I și II nu vor exista fluxuri armonici impare, cu excepția armonicii fundamentale. Pentru anularea reacției produse de I_2 se folosește compensarea capacitivă longitudinală, prin montarea condensatorului C.

2.2.3. Dubloarele de frecvență statice cu intrare trifazată și ieșire monofazată.

Deoarece dubloarele de frecvență tip Joly-Epstein de putere mare încarcă neuniform rețeaua, în cazul că se impune o putere mare de ieșire se preferă dublorul de frecvență cu alimentare trifazată și ieșire monofazată.

În schema reprezentată în fig. 2-8 a se elimină bobina de șoc. deoarece prin conectarea celor 4 bobine cu W_p spire, aceasta nu mai este necesară. Datorită divizorului de tensiune inductiv T_1 , tensiunile aplicate înfășurărilor W'_{11} și W'_{12} înseriate, sînt defazate la 90° față de tensiunile aplicate înfășurărilor W_{11} și W_{12} înseriate.

Pentru grupurile de înfășurări secundare W_{21} și W_{22} respectiv W'_{21} și W'_{22} cu polaritățile indicate în fig. 2-10 a tensiunile de frecvență dublă induse se adună, producînd o tensiune de frecvență dublă U_2 și un curent I_2 prin C_2 .

În schema din fig. 2-8 b. divizorul de tensiune este construit chiar din înfășurările primare ale miezurilor M și N.

Avînd o impedanță internă mare, asemenea dubloare de frecvență se pot folosi pentru sudură. Intensitatea curentului de scurtcircuit, I_{2sc} , este proporțională cu solenațiile înfășurărilor de c.c. ale miezurilor și se comandă simplu, prin variația lui I_p .

Condensatorul C_2 face să crească randamentul dublorului de frecvență și ameliorează factorul său de putere, acest lucru fiind important în cazul cînd este vorba de instalații de sudură prin inducție.

2.3. Regimurile de funcționare ale dublorului de frecvență Joly-Epstein (3), (4), (5), (6a), (63).

2.3.1. Ecuațiile de funcționare ale dublorului de frecvență Joly-Epstein cu intrare și ieșire monofazată.

././.

Deducerea ecuațiilor fundamentale și analiza lor este analoagă pentru toate sistemele de dubloare de frecvență și deaceia ne vom limita la cercetarea teoretică a funcționării celui mai răspândit dublor de frecvență, dublorul de frecvență Joly-Epstein.

În mărimi relative, conform legii inducției electromagnetice, ecuațiile pentru circuitul primar și secundar sînt :

$$\bar{U}_{1m} \sin(\bar{t} + \psi) = \frac{d(\bar{\Phi}_A - \bar{\Phi}_B)}{d\bar{t}} ; \quad (2-16)$$

$$\bar{u}_2 = \frac{d(\bar{\Phi}_A + \bar{\Phi}_B)}{d\bar{t}} ; \quad (2-17)$$

$$\bar{u}_2 = \bar{U}_{2m} \sin(2\bar{t} + \psi_2) ; \quad (2-18)$$

$$\bar{U}_2 = \bar{I}_2 \cdot \bar{Z} \quad (2-19)$$

unde fluxurile $\bar{\Phi}_A$ și $\bar{\Phi}_B$ sînt cele din miezul A și miezul B. În ecuațiile (2-16) și (2-19) nu s-au luat în considerație toate pierderile de putere, căderile de tensiune în înfășurări și armonicele superioare ale tensiunii de ieșire, care uneori au la dubloare valori destul de mari.

Se aproximează caracteristica de transfer cu ajutorul sinusului hiperbolic :

$$\bar{i}_A = \text{Sh } \bar{\Phi}_A ; \quad \bar{i}_B = \text{Sh } \bar{\Phi}_B \quad (2-20)$$

unde \bar{i}_A și \bar{i}_B sînt t.m.m rezultante în miezurile A și B.

Din fig.2-1 se obțin expresiile :

$$\begin{aligned}\bar{i}_A &= \bar{i}_2 + \bar{i}_1 + \bar{I}_p \\ \bar{i}_B &= \bar{i}_2 - \bar{i}_1 + \bar{I}_p\end{aligned}\tag{2-21}$$

Din ecuațiile (2-16) și (2-17) se deduc expresiile :

$$\begin{aligned}\bar{\phi}_A - \bar{\phi}_B &= -\bar{U}_{1m} \cos(\bar{t} + \psi) + \bar{\phi}_p \\ \bar{\phi}_A + \bar{\phi}_B &= \frac{1}{2} \bar{U}_{2m} \cos(2\bar{t} + \psi_2) + \bar{\phi}_p\end{aligned}\tag{2-22}$$

Din acest sistem de două ecuații cu două necunoscute obținem expresiile fluxurilor $\bar{\phi}_A$ și $\bar{\phi}_B$:

$$\begin{aligned}\bar{\phi}_A &= \frac{1}{4} \bar{U}_{2m} \cos(2\bar{t} + \psi_2) - \frac{1}{2} \bar{U}_{1m} \cos(\bar{t} + \psi) + \bar{\phi}_p \\ \bar{\phi}_B &= \frac{1}{4} \bar{U}_{2m} \cos(2\bar{t} + \psi_2) + \frac{1}{2} \bar{U}_{1m} \cos(\bar{t} + \psi) + \bar{\phi}_p\end{aligned}\tag{2-23}$$

Dacă se consideră $\psi = 0$ și ținem seama de relațiile :

$$\begin{aligned}\text{sh}(Z \cos \varphi) &= 2 \sum_{n=0}^{\infty} \mathcal{J}_{2n+1}(Z) \cos(2n+1) \varphi \\ \text{ch}(Z \cos \varphi) &= \mathcal{J}_0(Z) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \mathcal{J}_{2n}(Z) \cos 2n \varphi\end{aligned}\tag{2-24}$$

precum și de relațiile :

$$\begin{aligned}\text{sh}(a+b) &= \text{sha} \cdot \text{chb} + \text{cha} \cdot \text{shb}; \\ \text{sh}(a-b) &= \text{sha} \cdot \text{chb} - \text{cha} \cdot \text{shb}; \\ \text{ch}(a+b) &= \text{cha} \cdot \text{chb} + \text{sha} \cdot \text{shb}; \\ \text{ch}(a-b) &= \text{cha} \cdot \text{chb} - \text{sha} \cdot \text{shb};\end{aligned}\tag{2-25}$$

atunci, prin considerarea numai a primilor termeni, din seriile (2-24), vom avea :

././.

$$\bar{I}_2 = j\sqrt{2} \left[\text{ch } \bar{\Phi}_p \mathcal{Y}_1\left(\frac{1}{4}\bar{U}_{2m}\right) \mathcal{Y}_0\left(\frac{\bar{U}_{1m}}{2}\right) e^{-j\psi} - \text{sh } \bar{\Phi}_p \mathcal{Y}_0\left(\frac{1}{4}\bar{U}_{2m}\right) \mathcal{Y}_2\left(\frac{1}{2}\bar{U}_{1m}\right) \right] \quad (2-26)$$

$$\bar{I}_p = \text{sh } \bar{\Phi}_p \mathcal{Y}_0\left(\frac{1}{4}\bar{U}_{2m}\right) \mathcal{Y}_0\left(\frac{1}{2}\bar{U}_{1m}\right) - 2 \text{ch } \bar{\Phi}_p \mathcal{Y}_1\left(\frac{1}{4}\bar{U}_{2m}\right) \mathcal{Y}_2\left(\frac{1}{2}\bar{U}_{1m}\right) \cos \psi_2 \quad (2-27)$$

sau dacă tinem seama că :

$$\bar{U}_{1m} = \bar{\Phi}_{1m} \quad \text{și} \quad \bar{U}_{2m} = 2 \bar{\Phi}_{2m} ;$$

$$\bar{I}_2 = j\sqrt{2} \left[\text{ch } \bar{\Phi}_p \mathcal{Y}_1\left(\frac{1}{2}\bar{\Phi}_{2m}\right) \mathcal{Y}_0\left(\frac{\bar{\Phi}_{1m}}{2}\right) e^{-j\psi} - \text{sh } \bar{\Phi}_p \mathcal{Y}_0\left(\frac{1}{2}\bar{\Phi}_{2m}\right) \mathcal{Y}_2\left(\frac{1}{2}\bar{\Phi}_{1m}\right) \right] \quad (2-28)$$

$$\bar{I}_p = \text{sh } \bar{\Phi}_p \mathcal{Y}_0\left(\frac{1}{2}\bar{\Phi}_{2m}\right) \mathcal{Y}_0\left(\frac{1}{2}\bar{\Phi}_{1m}\right) - 2 \text{ch } \bar{\Phi}_p \mathcal{Y}_1\left(\frac{1}{2}\bar{\Phi}_{2m}\right) \mathcal{Y}_2\left(\frac{1}{2}\bar{\Phi}_{1m}\right) \cos \psi_2 \quad (2-28 \text{ a})$$

2.3.2. Ecuatiile de funcționare în gol ale dubloarelor de frecvență Joly-Epstein.

Pentru obținerea ecuațiilor la funcționarea în gol a dublorului de frecvență static, tip Joly-Epstein, se consideră în relațiile (2-28) că $I_2=0$ și deci :

$$\frac{\mathcal{Y}_2^2\left(\frac{1}{2}\bar{\Phi}_{1m}\right)}{\mathcal{Y}_1^2\left(\frac{1}{2}\bar{\Phi}_{2m}\right)} - \frac{\mathcal{Y}_0^2\left(\frac{1}{2}\bar{\Phi}_{1m}\right)}{\mathcal{Y}_0^2\left(\frac{1}{2}\bar{\Phi}_{1m}\right)} = \frac{[\mathcal{Y}_0^2\left(\frac{1}{2}\bar{\Phi}_{1m}\right) - 2\mathcal{Y}_2^2\left(\frac{1}{2}\bar{\Phi}_{1m}\right)]^2}{\bar{I}_p^2} \quad (2-29)$$

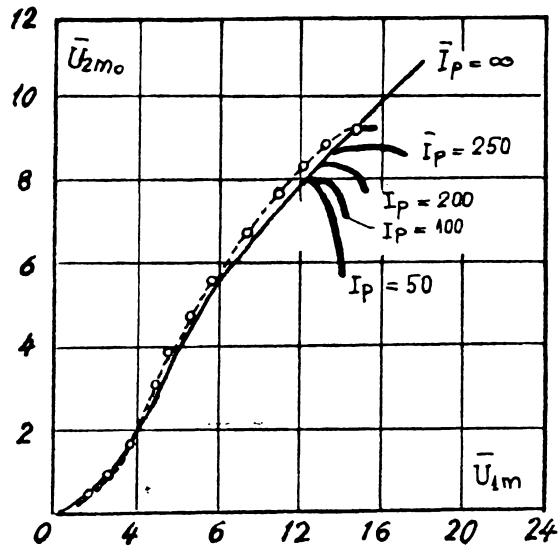


Fig.2-9 Caracteristica de funcționare în gol a dublorului de frecvență.

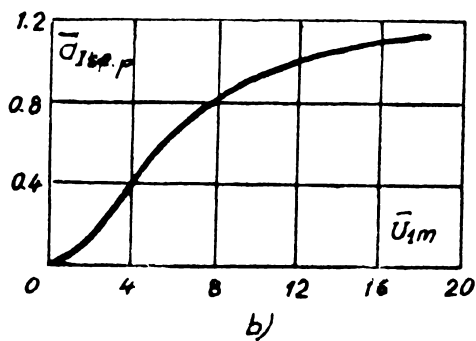
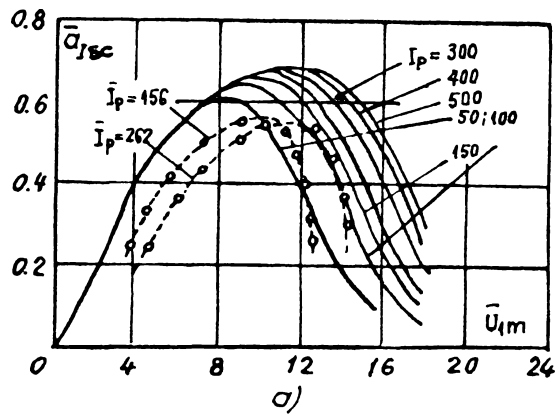


Fig.2-10 Caracteristicile de funcționare în scurtcircuit ale dublorului de frecvență.

În fig.2-9 sînt reprezentate caracteristicile la funcționarea în gol, ținînd seama că $\bar{U}_{1m} = \bar{\Phi}_{1m}$ și $\bar{U}_{2m0} = 2\bar{\Phi}_{2m0}$. Se observă că pînă la o anumită valoare a lui \bar{U}_{1m} tensiunea secundară nu depinde de mărimea curentului \bar{I}_p . Peste aceste valori ale lui \bar{U}_{1m} , tensiunea secundară, variază diferit la variația lui \bar{U}_{1m} , depinzînd de valoarea \bar{I}_p .

Fenomenul se explică, prin faptul că are loc saturația reactoarelor ceea ce conduce la creșterea reluctanței magnetice care micșorează fluxul $\bar{\Phi}_p$, la aceeași valoare \bar{I}_p ; deci scade \bar{U}_{2m0} .

La valori mari ale lui \bar{I}_p , mărimea \bar{U}_{2m0} nu depinde de \bar{I}_p . Curbă tensiunii de ieșire este deformată și conține în afară de armonici 2f și armonici 4f, în raport cu frecvența de bază.

2.3.3. Ecuatiile de funcționare în scurtcircuit ale dubloarelor de frecvență Joly-Epstein.

Folosind ecuațiile fundamentale (2-20) și (2-28) în care se consideră $\bar{U}_{2m0} = 2\bar{\Phi}_{2m0} = 0$, se obțin formulele pentru mărimile relative ale curentului \bar{I}_{2sc} la curenții \bar{I}_{1sc} și \bar{I}_p cunoscuți, reprezentate în fig.2-10.

$$\bar{a}_{Isc} = \frac{\bar{I}_{2sc}}{\bar{I}_{1sc}} = 2 \frac{\mathcal{J}_2\left(\frac{1}{2} \bar{\Phi}_{1m}\right) \bar{I}_p}{\sqrt{\mathcal{J}_0\left(\bar{\Phi}_{1m}\right) \left[\mathcal{J}_0\left(\frac{1}{2} \bar{\Phi}_{1m}\right) + \bar{I}_p^2 \right]}} \quad (2-29a)$$

$$\bar{a}_{Iscp} = \frac{\bar{I}_{2sc}}{\bar{I}_p} = \sqrt{2} \frac{\mathcal{J}_2\left(\frac{1}{2} \bar{\Phi}_{1m}\right)}{\mathcal{J}_0\left(\frac{1}{2} \bar{\Phi}_{1m}\right)} \quad (2-29b)$$

././.

2.3.4. Funcționarea în sarcină a dublorului de frecvență tip Joly-Epstein.

Din ecuațiile (2-28) și (2-29) notînd $\bar{I} = \frac{I_2}{I_{2sc}}$

și $\bar{U}_2 = \frac{U_{2m}}{U_{2mo}}$, notații valabile numai în formularele care urmează, se obține ecuația de funcționare în sarcină :

$$x \cdot \bar{I} = 1 - \bar{U}_2 \cdot K_u \quad (2-30)$$

unde :

$$x = 1 - 2 \frac{J_1\left(\frac{1}{2}\bar{\Phi}_{2m}\right) J_2\left(\frac{1}{2}\bar{\Phi}_{1m}\right) \cos \psi_2}{J_0\left(\frac{1}{2}\bar{\Phi}_{2m}\right) J_0\left(\frac{1}{2}\bar{\Phi}_{1m}\right)} \quad (2-31)$$

$$K_u = \frac{J_1\left(\frac{1}{2}\bar{\Phi}_{2m}\right) J_0\left(\frac{1}{2}\bar{\Phi}_{1m}\right)}{J_0\left(\frac{1}{2}\bar{\Phi}_{2m}\right) J_2\left(\frac{1}{2}\bar{\Phi}_{1m}\right)} \cdot \frac{\bar{U}_{2mo}}{U_{2m}} \quad (2-32)$$

În capitolul privind studiul comportării în sarcină a dublorului de frecvență se vor determina pe bază de măsurători caracteristicile interioare și exterioare $I_1 = f(I_2)$ și $U_2 = f(I_2)$ la diferite valori ale inducției magnetice alternative B_{1m} și continuu $B_{1m} = \sim$.

2.4. Triplor static de frecvență cu ieșire monofazată.

2.4.1. Triplorul de frecvență tip Spinelli.

Un triplor de frecvență tip Spinelli fără premagnetizare în c.c. (fig.2-11) sau cu premagnetizare în c.c. (fig.2-12a) se compune din trei reactoare saturate.

./.



care au o înfășurare primară și alta secundară, astfel legate încît componenta fundamentală a tensiunii lui de ieșire este nulă, iar tensiunea u_2 de frecvență $3f$ are o valoare corespunzătoare.

Se pot construi triploare de frecvență tip Spinelli cu o singură înfășurare secundară, care să fie comună celor trei miezuri, rezultînd o economie de cupru de 25 %. Manopera de realizare este însă mai mare și depanarea mai dificilă, [5] .

2.4.1.1. . Ecuatiile de funcționare ale triplorului de frecvență cu premagnetizare, [45] .

In fig.2-12a este reprezentat un asemenea tip de triplor de frecvență.

Se notează cu F factorul de evaluare cu indice „a” valorile medii, cu indice „m” valorile maxime, cu „l” parametrii înfășurării primare, cu „sarc” tensiunea și celelalte elemente ale circuitului de sarcină, cu „v” valoarea de vîrf , cu „o” sistemul neutral.

Pentru un triplor de frecvență, coeficientul de evaluare F , pentru un reactor saturat, se definește ca fiind:

$$F = \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{suma puterilor tuturor înfășurărilor reactorului}}{\text{puterea maximă de ieșire a unui circuit cu sarcină rezistivă.}}$$

Coeficientul de evaluare total al unui triplor de frecvență este suma coeficienților de evaluare a fiecărui reactor saturat.

In analiza care urmează se fac următoarele ipoteze simplificatoare :

1. materialul circuitului magnetic are curba de magnetizare rectangulară, astfel încît atunci cînd circuitul este saturat intensitatea cîmpului magnetic este nulă (fig.2-12b);

2. rezistența înfășurărilor și reactanța de scăpări se neglijează;

3. bobina de șoc are inductanță foarte mare și nu este saturată, permițînd neglijarea armonicilor de curent, care ar tinde să circule prin sursa de premagnetizare;

././.

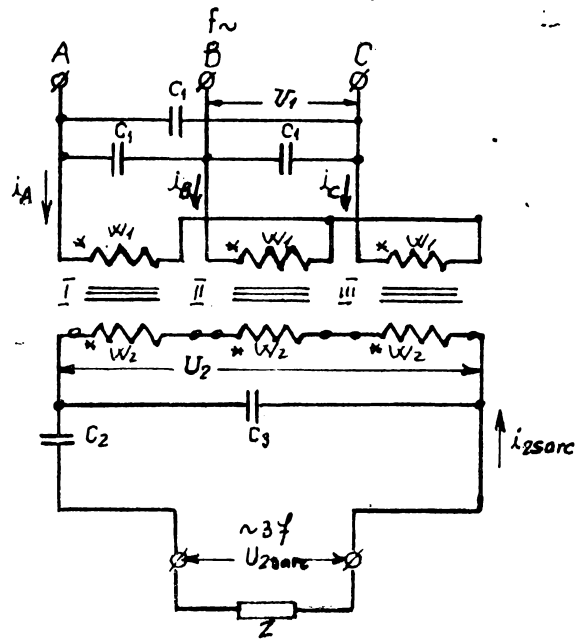


Fig.2-11 Schema triplorului de frecvență static, tip Spinelli, fără premagnetizare.

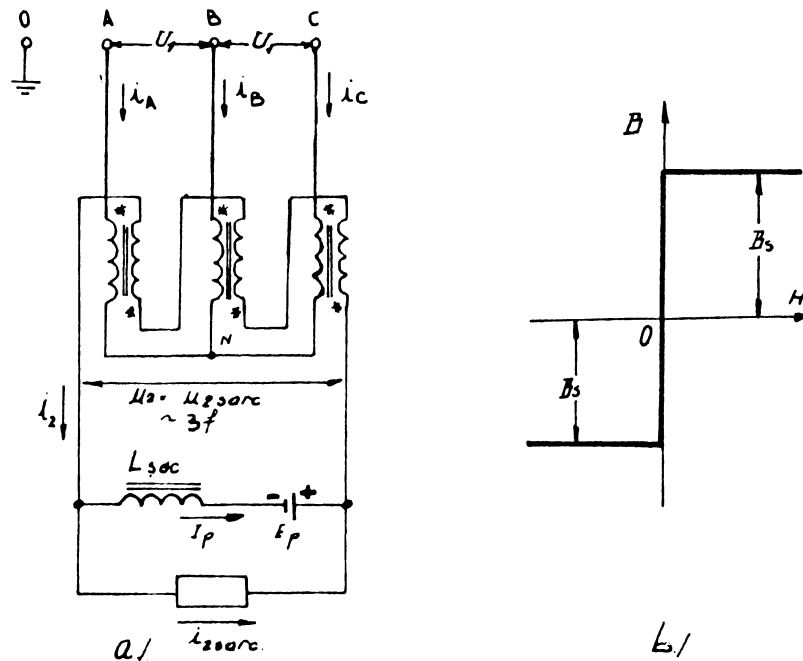


Fig.2-12a) Schema triplorului de frecvență tip Spinelli cu premagnetizare.
b) Curba de magnetizare rectangulară, idealizată.

4. tensiunile de alimentare sînt sinusoidale cu impedanța sursei egală cu zero la toate frecvențele.

Un curent de premagnetizare I_p produs de sursa E_p este aplicat în înfășurările secundare.

1. Regimul staționar de funcționare în gol.

Așa cum reiese din fig.2-12 a, curentul I_p parcurge înfășurările secundare, mărimile electrice principale la funcționarea în gol fiind reprezentate în fig.2-13.

Curbele de forma celor din fig.2-13 sînt generate cînd condițiile staționare sînt îndeplinite, condiții pe care le putem deduce din considerentele de mai jos.

La un moment dat, cel puțin unul din curenții de intrare trifazat ca circula către punctul de nul N al înfășurărilor primare, tensiunile primare pe fază avînd forma din fig. 2-13A. Deci, cel puțin unul din reactoare este saturat, iar celelalte două sînt nesaturate. Deoarece circuitul este simetric, fiecare reactor saturat pe o treime a fiecărui ciclu, lucru redat în fig.2-13B; 2-13C și 2-13D. Saturația are loc pentru fiecare reactor de la $\frac{2\pi}{3}$ la $\frac{4\pi}{3}$ radiani al unui ciclu al tensiunii de fază (u_{oA} , u_{oB} , u_{oC}).

Tensiunea u_{oN} între „o” și „N” , generată în acest mod și prezentată în fig.2-13A are frecvența triplă și curba în forma de dinți de fierăstrău (la fel și în fig.2-15A).

Tensiunea fiecărui reactor se determină cu una din relațiile :

$$u_{NA} = u_{oA} - u_{oN}$$

$$u_{NB} = u_{oB} - u_{oN} \quad (2 - 33)$$

$$u_{NC} = u_{oC} - u_{oN}$$

Curbele u_{NA} , u_{NB} și u_{NC} s-au construit plecînd de la legea inducției electromagnetice :

$$u = - \frac{d\phi}{dt}$$

În cazul în care se cunoaște forma tensiunii de fază la fluxurile
inducției electromagnetice, se poate determina forma tensiunii

seama de variația fluxurilor magnetice Φ_A , Φ_B și Φ_C și de curba de magnetizare din fig.2-12b.

Pentru construcția grafică privind funcționarea în sarcină s-a plecat de la fig.2-13 și s-au adăugat curenților de funcționare în gol i_{A0} , i_{B0} și i_{C0} componentele necesare pentru creerea lui i_{2sarc} .

Se observă că pentru u_{2sarc} avem expresia, valabilă în absența compensării capacitive longitudinale :

$$u_{2sarc} = u_2 = -\frac{W_2}{W_1}(u_{NA} + u_{NB} + u_{NC}) = \frac{W_2}{W_1}(-u_{oA} + u_{oN} - u_{oB} + u_{oN} + u_{oN} - u_{oC}) =$$

$$= \frac{3W_2}{W_1} u_{oN} \quad (2-34)$$

Din analiza Fourier, aceste tensiuni se pot exprima prin :

$$u_{2sarc} = \frac{W_2}{W_1} U_m \frac{9\sqrt{3}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{3n}{3n^2-1} \sin 3\omega t = \frac{W_2}{W_1} U_m [1,861 \sin 3\omega t +$$

$$+ 0,851 \sin 6\omega t + 0,558 \sin 9\omega t + 0,116 \sin 12\omega t + \dots]$$

(2-35)

2. Regimul staționar de funcționare în sarcină

Dacă la bornele bobinelor secundare se conectează o sarcină, curentul i_{2sarc} are aceeași formă a curbei ca și tensiunea de sarcină, așa cum se observă în fig.2-15B și se suprapune peste curentul de premagnetizare din înfășurările secundare, conform fig.2-15C, lucru oglindit și de forma curbelor curenților primari reprezentați în fig.2-15D,E și F.

Dacă se scade rezistența de sarcină, va fi atins punctul la care valoarea de vîrf a curentului de sarcină este egală cu curentul de premagnetizare.

Această valoare se definește ca valoare critică a rezistenței de sarcină, pentru că la valori mai mici ale rezistenței de sarcină modul de lucru al circuitului se

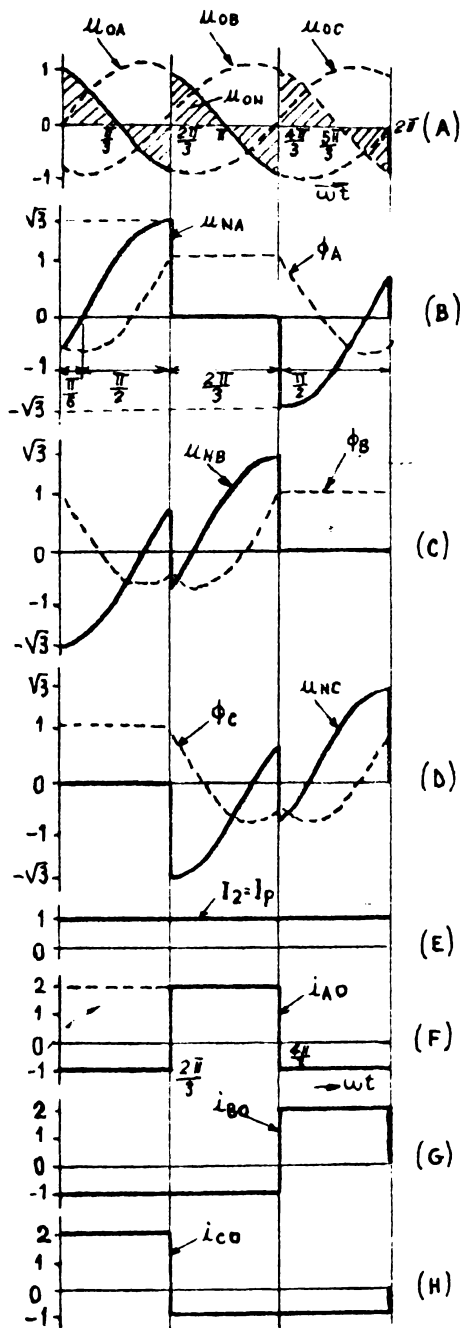


Fig. 2.13 Formele principalelor mărimi electromagnetice la triplorul de frecvență tip Spinelli, cu premagnetizare, la funcționarea în gol.

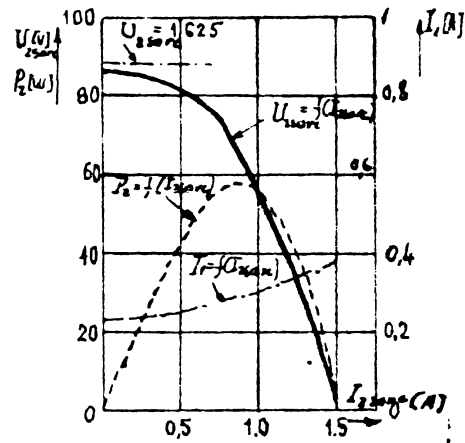


Fig. 2.14 Curbele de sarcină ale triplorului de frecvență tip Spinelli, cu premagnetizare.

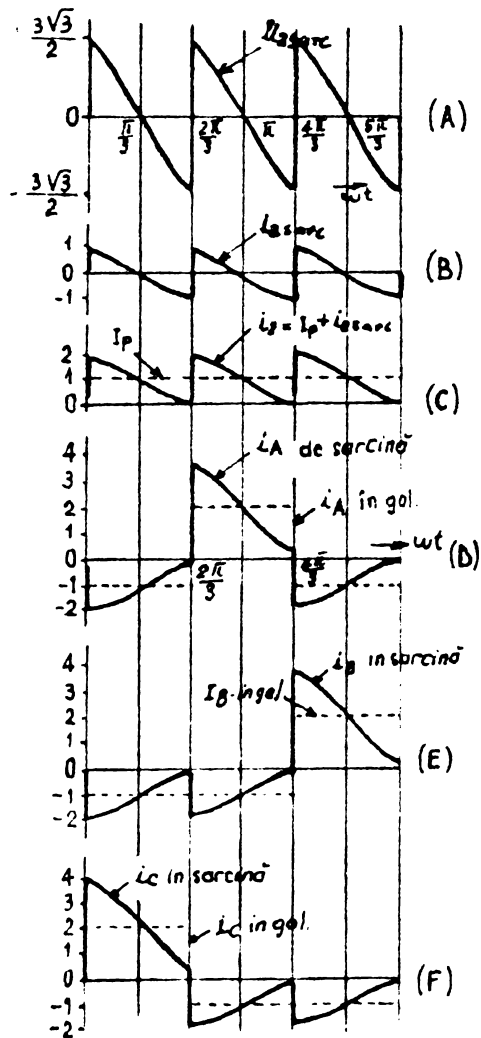


Fig. 2.15 Formele curbelor principalelor mărimi electrice la triplorul tip Spinelli cu premag. la funcționare în sarcină.

schimbă și tensiunea de sarcină scade rapid, conform fig.2.14.

Calculul performanțelor acestui triplor de frecvență va fi efectuat astfel încât să se illustreze o metodă, care se poate aplica la cele mai multe multiplicatoare de frecvență ce utilizează reactoare saturate prin premagnetizare.

Pentru simplificare se consideră : $W_1 = W_2$.

Tensiunea de sarcină, din fig.2.15A, este caracterizată prin :

Valoarea de vîrf :

$$U_{2sarc\ v} = \frac{3\sqrt{3}}{2} U_m = 2,598 U_m; \quad (2-36)$$

Valoarea medie :

$$U_{2sarc\ a} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} 3U_m \sin \theta \, d\theta = \frac{9}{2\pi} U_m = 1,432 U_m \quad (2-37)$$

Valoarea efectivă:

$$U_{2sarc} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} (3U_m \sin \theta)^2 d\theta} = \frac{3U_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}} \quad (2-38)$$

Pentru puterea de ieșire în sarcină, valoarea de vîrf a curentului de sarcină $I_{2sarc.v}$, este egală cu curentul continuu de premagnetizare, rezistența critică fiind calculată cu formula :

$$R = \frac{U_{2sarc.v}}{I_p} = \frac{2,598 U_m}{I_p} \quad (2-39)$$

Atunci valorile medie și efectivă a curentului de sarcină vor fi :

$$I_{2sarc.v} = \frac{1,432}{2,598} I_p = 0,511 I_p \quad (2-40)$$

$$I_{2sarc} = \frac{1,625}{2,598} I_p = 0,625 I_p \quad (2-41)$$

Puterea maximă de sarcină se va calcula cu formulele :

$$S_{2max} = U_{2sarc} \cdot I_{2sarc} = 1,625 U_m \cdot 0,625 I_p = 1,016 U_m I_p \quad (2-42)$$

La funcționarea în gol, curentul prin înfășurarea secundară va fi egal cu cel de premagnetizare ($I_2 = I_p$) și valoarea efectivă a curentului în înfășurarea primară va fi calculată cu expresia :

$$I_1 = \sqrt{\frac{2I_2^2 + (2I_2)^2}{3}} = \sqrt{2} I_2 = 1,414 I_p \quad (2-43)$$

La sarcina maximă, valoarea efectivă a curentului în înfășurările secundare este redată de expresia :

$$I_2 = \sqrt{I_p^2 + (0,625 I_p)^2} = 1,179 I_p, \quad (2-44)$$

iar valoarea efectivă a curentului în înfășurarea de intrare va fi :

$$I_1 = \sqrt{2} I_2 = 1,667 I_p \quad (2-45)$$

Factorul de evaluare al unui reactor este :

$$F = \frac{0,707 U_m (1,179 I_p + 1,667 I_p)}{2 \times 1,016 U_m I_p} = 0,990 \quad (2-46)$$

Factorul total de evaluare al triplorului de frecvență este :

$$\Sigma F = 3F = 2,970$$

Definim factorul de putere al circuitului :

$$\cos \varphi = \frac{\text{Puterea de ieșire în sarcină}}{\sqrt{3} U_{1f} I_1} \quad (2-47)$$

$$\cos \varphi = \frac{1,016 U_m I_p}{\sqrt{3} \cdot 0,707 U_m \cdot 1,667 I_p} = 0,287 \quad (2-48)$$

Valoarea de vîrf a curentului de sarcină, corespunzător puterii maxime de sarcină, este totuși egală cu curentul continuu de premagnetizare :

$$I_{2sarc.v} = I_p \quad (2-49)$$

Puterea maximă de sarcină a armonicii a treia este, prin urmare :

$$S_{2m} = \frac{1}{2} U_{2sarc.m} I_{2sarc.m} \quad (2-50)$$

$$S_{2m} = \frac{1}{2} \cdot 1,861 U_m \cdot I_p = 0,930 U_m I_p$$

La sarcina maximă, valoarea efectivă a curentului din înfășurările secundare este :

$$I_2 = \sqrt{I_p^2 + \frac{1}{2} I_p^2} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_p = 1,225 I_p, \quad (2-51)$$

iar în înfășurarea primară are expresia :

$$I_1 = \sqrt{2} I_2 = \sqrt{3} I_p = 1,732 I_p \quad (2-52)$$

././.

Deci, coeficientul de evaluare va fi :

$$F = \frac{0,707 U_m (1,225 I_p + 1,732 I_p)}{2 \times 0,930 U_m I_p} = 1,124, \quad (2-53)$$

pentru triplor el avînd expresia :

$$\sum F = 3F = 3,372 \quad (2-54)$$

În cazul cînd se dorește îmbunătățirea caracteristicilor exterioare se recomandă folosirea triplorului de frecvență simetric, tip Spinelli, reprezentat în fig.2.16 ale cărui caracteristici, ridicate pentru triplorul realizat, sînt redată în fig.2.17.

În tabelul nr.1 sînt redată, pentru comparație, valorile principalelor mărimi, care caracterizează cele două tipuri de triploare, reprezentate în fig.2-12a, respectiv 2.16.

2.4.2. Triplorul de frecvență tip Taylor.

Triplorul de frecvență tip Taylor este reprezentat în fig.2.18 și se compune din trei transformatoare monofazate și miezurile saturate I, II și III.

Fluxurile de armonică trei ale curenților primari se adună și produc în miezul transformatoarelor fluxul de frecvență $3f$, care la rîndul lui produce t.e.m. de ordinul trei în înfășurarea secundară, ceea ce este valabil atît la funcționarea în gol cît și la funcționarea în sarcină.

Triplorul de frecvență de tipul Taylor este voluminos, deoarece prin cele trei înfășurări primare trece un curent mare, de frecvență $1f$.

Greutatea triplorului Taylor se poate micșora considerabil dacă i se fac modificări, conform fig.2.18 b, unde condensatoarele circuitelor de rezonanță servesc și la îmbunătățirea $\cos \varphi_1$. Compensarea longitudinală cu ajutorul lui C_2 ajută la obținerea unei caracteristici exterioare dure. Cu toate acestea, el este inferior triplorului Spinelli și de aceea nu se utilizează.

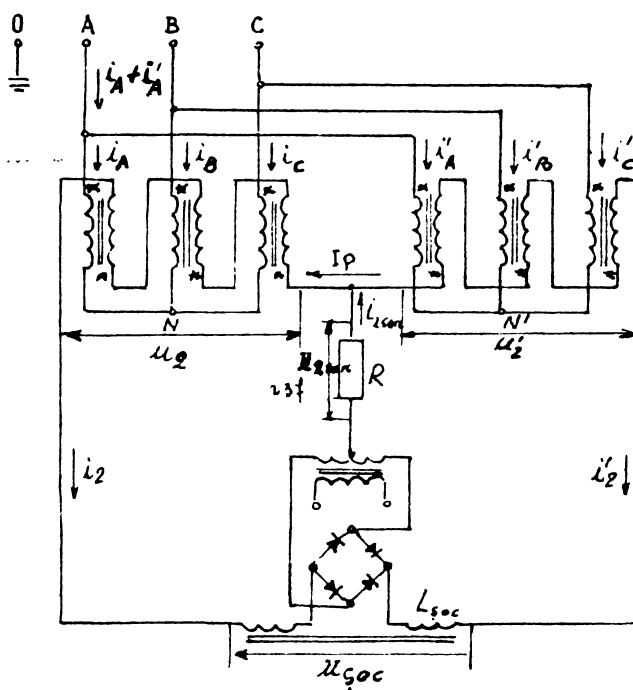


Fig2-16 Triplorul de frecvență simetric, tip Spinelli

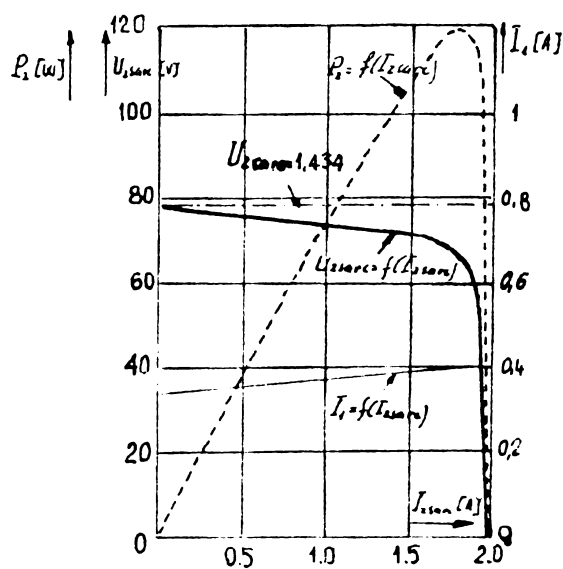


Fig2.17 Curbele caracteristice ale triplorului de frecvență simetric, tip Spinelli.

Tabel 2.1

Date de calcul a triplorilor magnetice de frecvență

	Triplorul clasic	Triplorul simetric	
Tensiunea de lucru	valoare de vîrf	$\frac{3\sqrt{3}}{2}$ 2,598	$\frac{3}{2}$ 1,5
	valoare medie	$\frac{9}{2\pi}$ 1,432	$\frac{9}{2\pi}$ 1,432
	valoare efectivă	$\frac{3}{\sqrt{2}}\sqrt{1-\frac{3\sqrt{3}}{4\pi}}$ 1,652	$\frac{3}{2\sqrt{2}}\sqrt{1+\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}}$ 1,434
	valoarea maximă a componentei fundamentale	$\frac{27\sqrt{3}}{8\pi}$ 1,861	$\frac{27\sqrt{3}}{8\pi}$ 1,861
Tensiunea nominală a reactorului	$\frac{1}{\sqrt{2}}$ 0,707	$\frac{1}{\sqrt{2}}$ 0,707	
Rezistența critică de sarcină	$\frac{3\sqrt{3}}{2}$ 2,598	$\frac{3}{2}$ 0,75	
Curentul maxim de sarcină (valori relative)	$\sqrt{\frac{2}{3}}\sqrt{1-\frac{3\sqrt{3}}{4\pi}}$ 0,625	$\sqrt{2}\sqrt{1+\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}}$ 1,912	
Putere maximă de sarcină	$\sqrt{3}(1-\frac{3\sqrt{3}}{4\pi})$ 1,016	$\frac{3}{2}(1+\frac{3\sqrt{3}}{2\pi})$ 2,755	
Curentul în înfășurarea secundară (val. relative)	in gol	1,000	1,000
	sarcină max.	$\sqrt{\frac{2}{3}-\frac{\sqrt{3}}{2\pi}}$ 1,179	$\sqrt{\frac{3}{2}}\sqrt{1+\frac{\sqrt{3}}{2\pi}}$ 1,383
Curentul în înfășurarea primară (val. relative)	in gol	$\sqrt{2}$ 1,414	$\sqrt{2}$ 1,414
	sarcină max.	$\sqrt{2}\sqrt{\frac{5}{3}-\frac{\sqrt{3}}{2\pi}}$ 1,667	$\sqrt{3}\sqrt{1+\frac{\sqrt{3}}{2\pi}}$ 1,956
Curent linie (val. relative)	in gol	$\sqrt{2}$ 1,414	$\sqrt{6}$ 2,449
	sarcină max.	$\sqrt{2}\sqrt{\frac{5}{3}-\frac{\sqrt{3}}{2\pi}}$ 1,667	$\sqrt{7+\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}}$ 2,798
Factor de evaluare pe un reactor	$\frac{1+\sqrt{2}\sqrt{\frac{5}{3}-\frac{\sqrt{3}}{2\pi}}}{2\sqrt{3}(1-\frac{3\sqrt{3}}{4\pi})}$ 0,990	$\frac{1+\sqrt{2}\sqrt{1+\frac{\sqrt{3}}{2\pi}}}{2\sqrt{3}(1+\frac{3\sqrt{3}}{2\pi})}$ 0,429	
Factor total de evaluare	2,970	2,572	
cos φ	0,287	0,464	

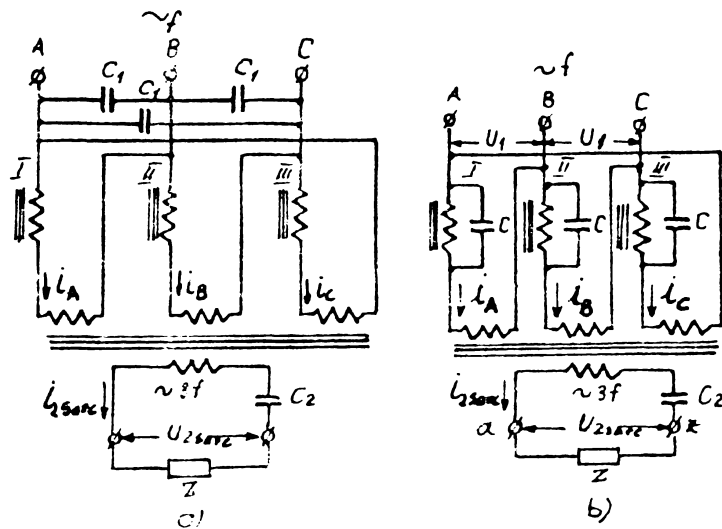


Fig. 2.18 Triplorul de frecvență tip Taylor

2.4.3. Triplorul de frecvență cu sarcină inclusă în conductorul de nul.

Triplorul de frecvență cu sarcină inclusă în conductorul de nul se compune din trei reactoare saturate cu înfășurările legate în stea. Curenții de frecvență triplă, care apar datorită saturației, se adună și se închid prin condensatorul de nul (deci prin sarcină). Triplorul de frecvență cu sarcină inclusă în conductorul de nul nu este competitiv cu triplorul Spinelli sau cu cel autotransformatoric, datorită neajunsurilor pe care le vom prezenta cu ocazia proiectării sale comparative; cel mai mare neajuns este că tensiunea primară și secundară sînt legate printr-o relație rigidă, de forma :

$$U_2 = (0,5 \div 0,6)U_{1f} \quad (2-55)$$

Nu se folosesc separat condensatoare pentru compensare $\cos \phi$ și pentru compensare longitudinală, principiul de funcționare al acestui triplor permițînd folosirea lui C_1 pentru ambele scopuri.

2.4.4. Triplorul de frecvență autotransformatoric.

Schema de funcționare este reprezentată în fig.2-20, Performanțele sale sînt inferioare celor ale triplorului de frecvență Spinelli, așa cum va reeși din proiectarea comparativă.

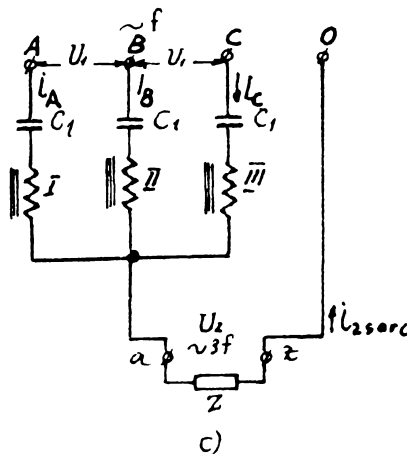


Fig.2-19. Triplorul de frecvență cu sarcină inclusă în conductorul de nul.

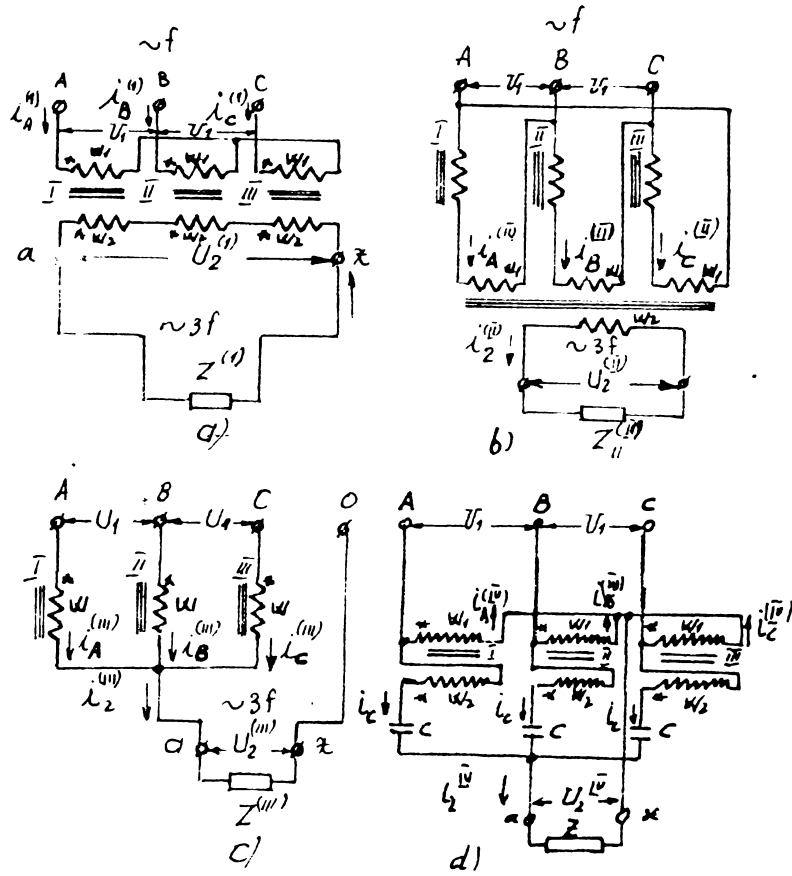


Fig.2-19a. Scheme ale triploarelor de frecvență.

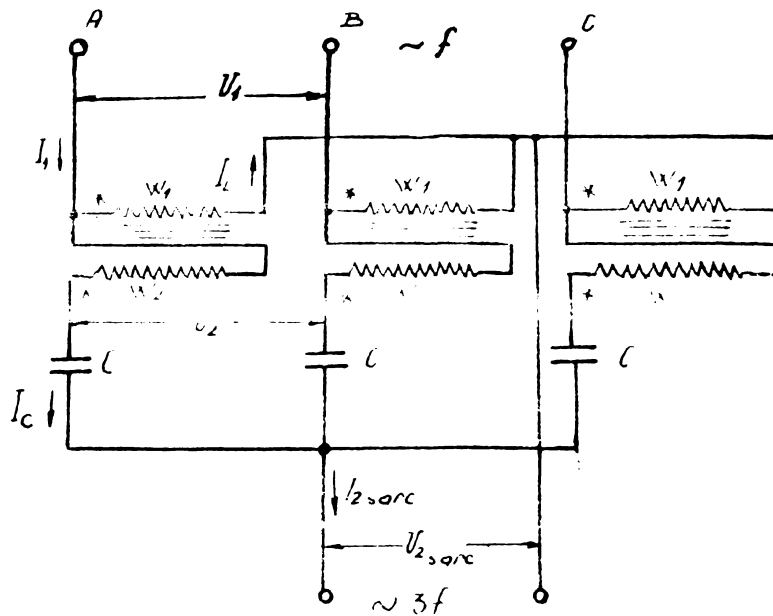


Fig.2-20. Triploarea de frecvență autotransformatorică

2.5 Regimurile de funcționare ale triplorului de frecvență cu intrare trifazată.

2.5.1. Ecuatiile de bază pentru circuitul primar al triplorului de frecvență tip Spinelli (fig.2-19 a) se scriu în mărimi relative :

$$\begin{aligned} -\bar{U}_{1m} \sqrt{3} \sin(\bar{t} - \frac{5\pi}{6}) &= \frac{d(\bar{\phi}_I - \bar{\phi}_{II})}{d\bar{t}} \\ -\bar{U}_{1m} \sqrt{3} \sin(\bar{t} - \frac{2\pi}{6}) &= \frac{d(\bar{\phi}_{II} - \bar{\phi}_{III})}{d\bar{t}} \\ -\bar{U}_{1m} \sqrt{3} \sin(\bar{t} - \frac{\pi}{6}) &= \frac{d(\bar{\phi}_{III} - \bar{\phi}_{II})}{d\bar{t}} \end{aligned} \quad (2-56)$$

$$\bar{i}_A^{(')} + \bar{i}_B^{(')} + \bar{i}_C^{(')} = 0 \quad (2-57)$$

unde : $\bar{\phi}_I$, $\bar{\phi}_{II}$ și $\bar{\phi}_{III}$ sînt fluxuri în miezurile I, II și III;

\bar{U}_{1m} - amplitudinea tensiunii de fază;

Se neglijează pierderile și căderile de tensiune în transformatoare.

Tensiunea la bornele circuitului secundar se determină cu formula :

$$-\bar{u}_2^{(')} = \frac{d\bar{\phi}_I}{d\bar{t}} + \frac{d\bar{\phi}_{II}}{d\bar{t}} + \frac{d\bar{\phi}_{III}}{d\bar{t}} \quad (2-58)$$

Dacă se neglijează armonicile de ordin superior lui trei, obținem :

$$\bar{u}_2' = \bar{U}_{2m} \sin(3\bar{t} - \psi) \quad (2-59)$$

Valoarea efectivă a curentului în circuitul secundar va fi :

$$\bar{I}'_2 = \frac{\bar{U}_2^{(1)}}{\bar{Z}}, \quad (2-60)$$

unde \bar{Z} este impedanța întregului circuit secundar.

Curba de magnetizare o aproximăm cu ajutorul sinusului hiperbolic. Ecuațiile pentru circuitul magnetic sînt următoarele (la triplorul Spinelli cu premagnetizare):

$$\begin{aligned} \bar{i}_A^{(1)} + \bar{i}_2^{(1)} + \bar{I}_p &= \text{sh } \bar{\Phi}_I \\ \bar{i}_B^{(1)} + \bar{i}_2^{(1)} + \bar{I}_p &= \text{sh } \bar{\Phi}_{II} \\ \bar{i}_C^{(1)} + \bar{i}_2^{(1)} + \bar{I}_p &= \text{sh } \bar{\Phi}_{III} \end{aligned} \quad (2-61)$$

Din ecuațiile (2-56) și (2-59) se deduc expresiile fluxurilor în miezuri, în unități relative :

$$\begin{aligned} \bar{\Phi}_I &= \frac{1}{9} \bar{U}_{2m}^{(1)} \cos(3\bar{t} - \psi) - \bar{U}_{1m} \cos \bar{t} + \bar{\Phi}_p \\ \bar{\Phi}_{II} &= \frac{1}{9} \bar{U}_{2m}^{(1)} \cos(3\bar{t} - \psi) - \bar{U}_{1m} \cos(\bar{t} - \frac{2\pi}{3}) + \bar{\Phi}_p \\ \bar{\Phi}_{III} &= \frac{1}{9} \bar{U}_{2m}^{(1)} \cos(3\bar{t} - \psi) - \bar{U}_{1m} \cos(\bar{t} - \frac{4\pi}{3}) + \bar{\Phi}_p \end{aligned} \quad (2-62)$$

Generalizarea ecuațiilor triploarelor de frecvență (fig.2-19a) poate fi făcută în felul următor :

././.

$$\bar{\phi}_I = \frac{1}{9} \bar{U}_{2m} \cos(3\bar{t} - \psi) - \bar{U}_{1m} \cos \bar{t} + \bar{\phi}_p$$

$$\bar{\phi}_{II} = \frac{1}{9} \bar{U}_{2m} \cos(3\bar{t} - \psi) - \bar{U}_{1m} \cos(\bar{t} - \frac{2\pi}{3}) + \bar{\phi}_p \quad (2-63)$$

$$\bar{\phi}_{III} = \frac{1}{9} \bar{U}_{2m} \cos(3\bar{t} - \psi) - \bar{U}_{1m} \cos(\bar{t} - \frac{4\pi}{3}) + \bar{\phi}_p$$

$$3\bar{i}_2 + 3\bar{i}_p = \text{sh } \bar{\phi}_I + \text{sh } \bar{\phi}_{II} + \text{sh } \bar{\phi}_{III}$$

$$\bar{i}_1 + \bar{i}_2 + \bar{i}_p = \text{sh } \bar{\phi}_I \quad (2-64)$$

$$\bar{i}_2 = \frac{\bar{U}_2}{\bar{Z}}$$

In [62] și [63] se demonstrează că există relațiile :

$$\bar{U}_{1m} = \bar{\phi}_{1m} \quad (2-65)$$

$$\bar{U}_{2m} = 3 \bar{\phi}_{3m}, \quad (2-66)$$

precum și că dacă folosim relațiile (1-9); (1-10); (2-63); (2-64); (2-65) și (2-66), se obțin expresiile curenților \bar{I}_1 , \bar{I}_2 și \bar{I}_p :

$$\bar{I}_2 = \sqrt{2} [-j \mathcal{J}_3(\bar{\phi}_{1m}) \mathcal{J}_0(\frac{1}{3} \bar{\phi}_{3m}) + j \mathcal{J}_0(\bar{\phi}_{1m}) \mathcal{J}_1(\frac{1}{3} \bar{\phi}_{3m}) e^{j\psi}] \quad (2-67)$$

$$\bar{I}_1 = \sqrt{2} [-j \mathcal{J}_1(\bar{\phi}_{1m}) \mathcal{J}_0(\frac{1}{3} \bar{\phi}_{3m}) + j \mathcal{J}_2(\bar{\phi}_{1m}) \mathcal{J}_1(\frac{1}{3} \bar{\phi}_{3m}) e^{j\psi}] \quad (2-68)$$

$$\bar{I}_p = \text{sh } \bar{\phi}_p [\mathcal{J}_0(\bar{\phi}_{1m}) \mathcal{J}_0(\frac{1}{3} \bar{\phi}_{3m}) - 2 \mathcal{J}_3(\bar{\phi}_{1m}) \mathcal{J}_1(\frac{1}{3} \bar{\phi}_{3m}) \cos \psi] \quad (2-69)$$

In aceste expresii $\mathcal{J}_n(x)$ este definit de relația (1-12), ca funcție Bessel de speța I-a și ordinul n. In [62] s-a efectuat demonstrația pentru expresia (1-12).

2.5.2. Funcționarea în gol a triploarelor de frecvență cu intrare trifazată.

La funcționarea în gol $\bar{I}_2 = 0$ și deci ecuația (2-67) devine

$$\frac{\mathcal{Y}_1\left(\frac{1}{3}\bar{\Phi}_{3m0}\right)}{\mathcal{Y}_0\left(\frac{1}{3}\bar{\Phi}_{3m0}\right)} = \frac{\mathcal{Y}_3(\bar{\Phi}_{1m})}{\mathcal{Y}_0(\bar{\Phi}_{1m})} \quad (2-70)$$

În fig.3-18 s-a reprezentat caracteristica teoretică la funcționarea în gol, determinată cu relația (2-70), când lipsește a doua armonică de flux ($\bar{\Phi}_{2m0} = 0$). Se observă că începînd cu $\bar{\Phi}_{1m} = 5$, $\bar{\Phi}_{3m0}$ se mărește la creșterea lui $\bar{\Phi}_{1m}$, deci amplificarea efectivă a frecvenței începe odată cu creșterea inducției în miez.

2.5.3. Funcționarea în scurtcircuit a triploarelor de frecvență cu intrare trifazată.

În cazul unui scurtcircuit avem : $\bar{U}_{2m} = 3\bar{\Phi}_{3m} = 0$

și deci :

$$\begin{aligned} \mathcal{Y}_0(\bar{\Phi}_{3m}) &= \mathcal{Y}_0(0) = 1 \\ \mathcal{Y}_1(\bar{\Phi}_{3m}) &= \mathcal{Y}_1(0) = 0, \end{aligned} \quad (2-71)$$

prin urmare curenții primar și secundar vor avea la scurtcircuit expresiile :

$$\bar{I}_{2m\text{sc}} = \sqrt{2} \mathcal{Y}_3(\bar{\Phi}_{1m}); \quad \bar{I}_{2\text{sc}} = \mathcal{Y}_3(\bar{\Phi}_{1m}) \quad (2-72)$$

$$\bar{I}_{1m\text{sc}} = \sqrt{2} \mathcal{Y}_1(\bar{\Phi}_{1m}); \quad \bar{I}_{1\text{sc}} = \mathcal{Y}_1(\bar{\Phi}_{1m}) \quad (2-73)$$

Cu ajutorul acestor relații s-au reprezentat caracteristicile de scurtcircuit din fig. (2-20).

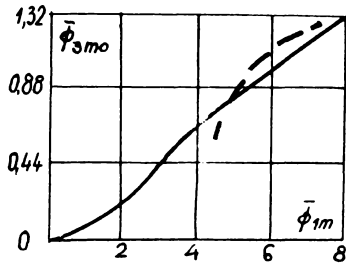


Fig.2.21 Caracteristica de funcționare în gol a triploarelor de frecvență.

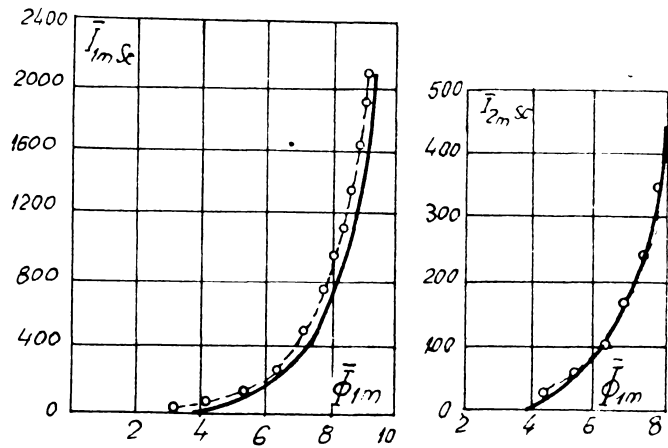


Fig.2.22 Caracteristicile de funcționare în scurtcircuit a triploarelor de frecvență.

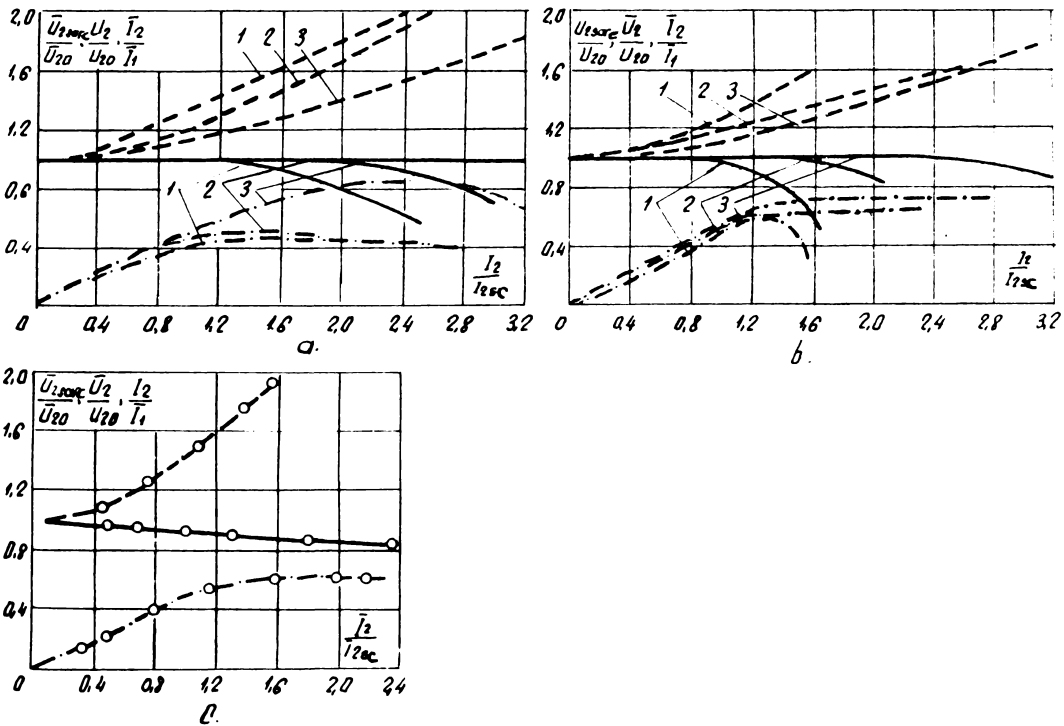


Fig.2.23 Caracteristicile exterioare ale triplorului de frecvență:

- a) $\bar{U}_{1m} = 6$ (curba 1: $\bar{x}_c = 1$; curba 2: $\bar{x}_c = 0,8$; 3: $\bar{x}_c = 0$)
- b) idem $\bar{U}_{1m} = 8$
- c) curbe experimentale pentru $\bar{U}_{1m} = 8$ și $\bar{x}_c = 0,0$

2.5.4. Funcționarea în sarcină a triplorului de frecvență cu intrare trifazată.

La funcționarea în sarcină sînt valabile relațiile (2-67), (2-68) și (2-69). Din relația (2-67) rezultă că \bar{I}_2 este proporțional cu un vector, care a rămas în urmă cu 90° față de diferența a doi vectori, din care unul coincide ca fază cu tensiunea de ieșire a triplorului de frecvență la funcționarea în gol, iar celălalt coincide ca fază cu tensiunea de ieșire în sarcină.

În [63] s-au demonstrat relațiile :

$$\bar{x}_{int} = 3\bar{\Phi}_{3m} / \sqrt{2} \mathcal{J}_0(\bar{\Phi}_{1m}) \cdot \mathcal{J}_1(\bar{\Phi}_{3m}) \quad (2-74)$$

$$a_u = \frac{\mathcal{J}_3(\bar{\Phi}_{1m}) \mathcal{J}_0(\bar{\Phi}_{3m})}{\mathcal{J}_0(\bar{\Phi}_{1m}) \mathcal{J}_1(\bar{\Phi}_{3m})} \cdot \frac{\bar{\Phi}_{3m}}{\bar{\Phi}_{3m0}} \quad (2-75)$$

unde \bar{x}_{int} este reactanța inductivă internă a triplorului, care se determină cu formula (2-74), iar a_u este raportul de transformare al t.e.m. a generatorului echivalent la trecerea de la funcționarea în gol, la funcționarea în sarcină.

Se poate demonstra că avem [63]:

$$\bar{U}_{2sarc} = a_u \bar{U}_{20} - j \bar{x}_{int} \bar{I}_2, \quad (2-76)$$

din care reiese că se poate înlocui circuitul de ieșire al unui triplor de frecvență cu un generator echivalent de t.e.m. $a_u \bar{U}_{20}$.

Folosind schema echivalentă reprezentată în fig. 2.25 a și diagrama fazorială din fig. 2.25 b, se determină caracteristica exterioară a triplorului de frecvență. Pentru aceasta se folosesc formulele de mai jos, care se deduc ușor din schema echivalentă :

$$\bar{I}_2 = \frac{a_u \bar{U}_{20}}{\sqrt{(\bar{x}_{int} + \bar{x}_{sarc} - \bar{x}_c)^2 + \bar{R}_{sarc}^2}} \quad (2-77)$$

//.

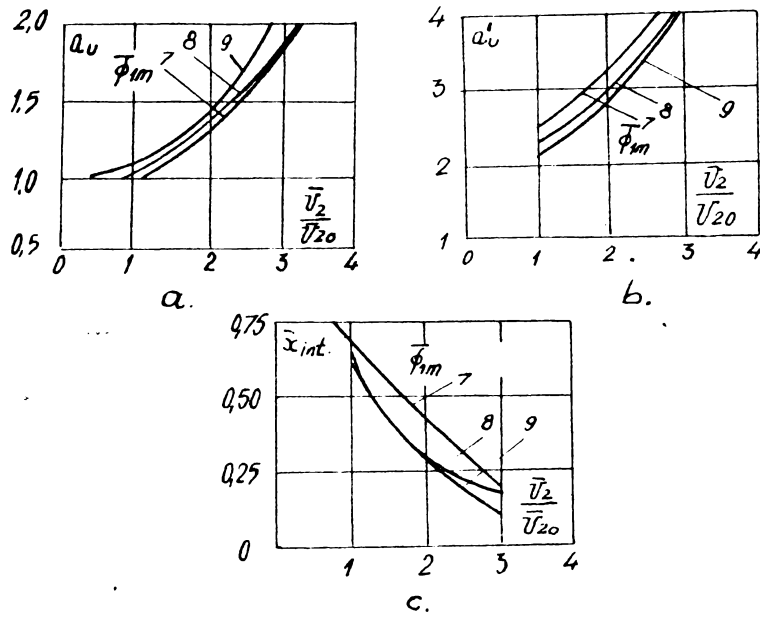


Fig. 2.24 Caracteristicile de calcul ale triplorului de frecvență : a) a_u funcție de U_2/U_{20} ; b) a_u' funcție de $\frac{U_2}{U_{20}}$; c) x_{int} funcție de U_2/U_{20} .

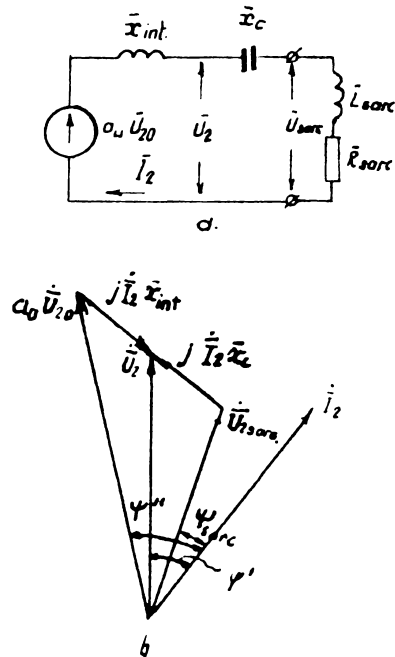


Fig. 2.25 Schema echivalentă, (a) și diagrama fazorială, (b), a triplorului de frecvență cu intrare trifazată și compensare capacitivă longitudinală.

$$\bar{U}_{2sarc} = \bar{I}_2 \cdot \bar{Z}_{2sarc} = a_u \bar{U}_{20} \sqrt{\frac{\bar{x}_{sarc}^2 + \bar{R}_{sarc}^2}{(\bar{x}_{int} + \bar{x}_{sarc} - \bar{x}_c)^2 + \bar{R}_{sarc}^2}} \quad (2-78)$$

$$\bar{U}_2 = \bar{I}_2 \sqrt{(\bar{x}_{sarc} - \bar{x}_c)^2 + \bar{R}_{sarc}^2} = a_u \bar{U}_{20} \sqrt{\frac{(\bar{x}_{sarc} - \bar{x}_c)^2 + \bar{R}_{sarc}^2}{(\bar{x}_{int} + \bar{x}_{sarc} - \bar{x}_c)^2 + \bar{R}_{sarc}^2}} \quad (2-79)$$

Cu ajutorul formulelor (2-77); (2-78) și (2-79) și a graficelor din fig. 2.24 se pot reprezenta caracteristicile exterioare $\bar{U}_2 = f(\bar{I}_2)$ și $\bar{U}_{2sarc} = f(\bar{I}_2)$, conform fig. 2.23.

În [63] s-a dedus pentru prima dată caracteristica interioară :

$$\frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} = \frac{\bar{I}_{1sc}}{\bar{I}_{2sc}} \cdot \frac{a_u}{a_u} \cdot \sqrt{\frac{(a_u' \cdot \bar{U}_{20})^2 + \bar{U}_2^2 - 2\bar{U}_2 \bar{U}_{20} a_u' \cos \psi_3}{(a_u \bar{U}_{20})^2 + \bar{U}_2^2 - 2\bar{U}_2 \bar{U}_{20} a_u \cos \psi_3}} \quad (2-80)$$

unde :

$$a_u' = \frac{g_1(\bar{\Phi}_{1m}) \cdot g_0(\bar{\Phi}_{3m}) \cdot \bar{\Phi}_{3m}}{g_2(\bar{\Phi}_{1m}) \cdot g_1(\bar{\Phi}_{3m}) \cdot \bar{\Phi}_{3m}}; \quad \psi_3 = \psi' - \psi'' \quad (2-81)$$

$$\psi' = \arccos \frac{\bar{U}_{2sarc} \cos \varphi_{sarc}}{\bar{U}_2} \quad (2-82)$$

$$\psi'' = \arccos \frac{\bar{U}_{2sarc} \cdot \cos \varphi_{sarc}}{a_u \bar{U}_{20}} \quad (2-83)$$

Cu ajutorul relațiilor (2-77); (2-78); (2-79); (2-80); (2-81); (2-82) și (2-83) se reprezintă caracteristicile interioare și exterioare ale triploarelor de frecvență cu intrare trifazată, care sînt cele mai răspîndite.

CAPITOLUL III

=====

UTILIZAREA CALCULATORULUI NUMERIC LA PROIECTAREA OPTIMALĂ

A MULTIPLICATOARELOR ELECTROMAGNETICE, STATICE, DE FRECVENȚA. -

3.1. Introducere

În literatura de specialitate [5], [6], [7], se prezintă relațiile de calcul ale multiplicatoarelor de frecvență stabilite din condițiile de optim tehnico-economic privind greutatea materialelor active întrebuințate, îndeplinindu-se simultan mai multe condiții :

- să posede în circuitul de intrare parametrii de adaptabilitate la rețeaua existentă;

- să prezinte la ieșire parametrii impuși de procesul tehnologic ;

- prin funcționarea multiplicatorului de frecvență să nu se perturbe rețeaua de alimentare;

- forma curbelor tensiunii de sarcină U_2 sarc și I_2 - curentul de sarcină să fie cât mai apropiată de sinusoidă ;

- factorul de putere $\cos \varphi_1$ să aibă valorile impuse de normativule în vigoare;

- caracteristica exterioară să fie cât mai dură, adică să nu fie căzătoare la creșterea lui I_2 .

În condițiile extinderii utilizării multiplicatoarelor de frecvență de mare putere, o problemă de o deosebită importanță care se cere a fi rezolvată este cea a reducerii pierderilor de putere, care în ultimă instanță conduce la scăderea consumurilor tehnologice de energie electrică, cu respectarea consumului de materiale. Această problemă este mai puțin abordată în literatura de specialitate și de aceea autorul prezintă în capitolele III. IV și V din această lucrare o metodă de optimizare pe calculator din acest punct de vedere.

Este necesară folosirea calculului numeric deoarece în studiul de optimizare trebuie să se analizeze un număr foarte mare de variante, ceea ce nu se poate face, practic, prin întrebuințarea calculelor obișnuite.

În literatură se indică formulele de calcul al pierderilor, randamentului și încălzirii, parametrii care pot

././.

oglinzi gradul de optimizare.

Tinând seama că un multiplicator de frecvență cu randamentul ridicat, consumă de la sursa de alimentare mai puțin energie în unitatea de timp, autorul și-a propus să elaboreze un program pe baza căruia acesta să se poată optimiza din punct de vedere al randamentului și al încălzirii - de fapt optimizarea pierderilor în cupru și fier.

Programul întocmit se poate utiliza de către cele două calculatoare IRIS-50 sau FELIX-256, aflate în dotarea unităților de calcul din țara noastră.

Deasemenea programul permite ca atunci când se trece la proiectarea optimă și să analizează multiple variante, aceasta să se facă foarte rapid.

În plus, programul permite să se studieze optimizarea dubloarelor de frecvență Joly-Epstein și triplarelor de frecvență Spinelli într-o gamă largă de puteri, de inducție și cureanți de premagnetizare (la dublor), într-un timp foarte scurt, cu o exactitate în afara oricărei îndoieli.

În subcapitolul 3.3 autorul prezintă un algoritmul de calcul, care cuprinde ansamblul formulelor necesare pentru alcătuirea unui program de optimizare, în sensul expus.

La alcătuirea algoritmului autorul a utilizat lângă formulele cunoscute din literatură și formule adaptate special scopului propus, prelucrarea pe calculator a datelor.

Se consideră că prin alcătuirea unui program care a fost rulat pe calculatorul IRIS-50 (FELIX-256) cu bună calitate, se pune la îndemâna celor care doresc să-l utilizeze un instrument util de cercetare și proiectare.

3.2. Relațiile pentru calculul optimal al multiplicatorilor de frecvență în densitatea curentului cuprinsă [5], [6], [7], [62], [63].

Alegerea densității electrice de curent a multiplicatoarelor de frecvență statice, cu elemente electromagnetice, este determinată de modul de răcire, de putere, de construcție, de clasa de izolație, de felul conductorului înfășurărilor și de alți factori tehnologici.

În continuare se prezintă [5], un sistem de relații optime între principalele mărimi electrice, magnetice și dimensionale ale unui multiplicator de frecvență, având cunoscută densitatea curentului electric în înfășurări.

În fig. 3-1 sînt reprezentate diverse tipuri de construcții de multiplicatoare de frecvență.

Problema se tratează presupunînd că avem și înfășurări de premagnetizare.

Se fac notațiile :

- m - numărul miezurilor multiplicatorului;
- n - numărul de coloane ale unui miez;
- W_1 - numărul de spire al înfășurării primare la un singur miez și străbătut de curentul I_1 ;

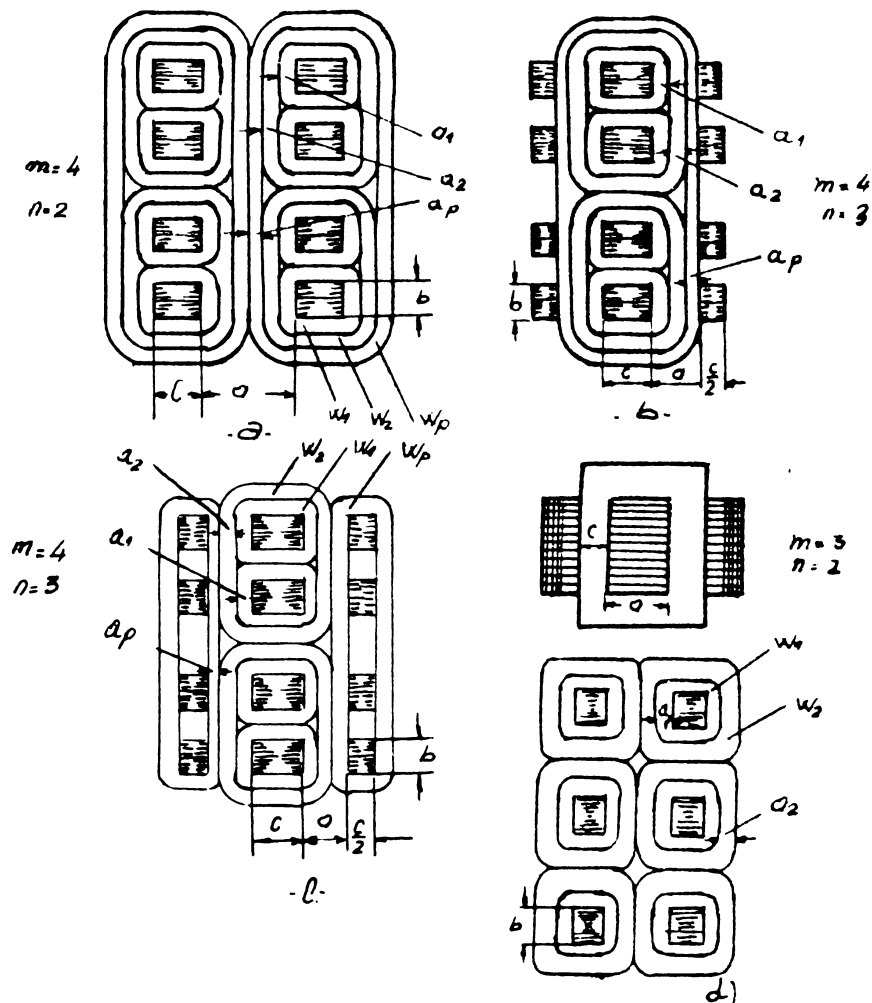


Fig. 3-1 Construcția multiplicatorului de frecvență :
 a) construcția cu miezuri;
 b) construcția blindată;
 c) construcția blindată cu bobine separate;
 d) construcția triplorului Spinelli $S_{2n}=200$ KVA;

- W_2 - idem pentru înfășurarea secundară;
 W_p - idem pentru înfășurarea de premagnetizare;
 U_1 - tensiunea la bornele circuitului de intrare;
 U_2 - tensiunea la bornele circuitului de ieșire;

În [7] se arată că rapoartele de transformare ale unui multiplicator de frecvență static au expresiile :

$$K_{I1} = \frac{I_1 \cdot W_1}{I_2 \cdot W_2} ; \quad K_{Ip} = \frac{I_p \cdot W_p}{I_2 \cdot W_2} \quad (3-1)$$

$$K_{U1} = \frac{U_2}{W_2} ; \quad \frac{U_1}{W_1} \quad (3-2)$$

Pentru densitățile de curent avem relațiile :

$$J_1 = \frac{I_1}{q_1} ; \quad J_2 = \frac{I_2}{q_2} ; \quad J_p = \frac{I_p}{q_p} , \quad (3-3)$$

unde J este densitatea de curent, I intensitatea curentului, iar q este secțiunea conductorului în înfășurările primară, secundară și de premagnetizare ale multiplicatorului de frecvență.

Se observă că există relațiile :

$$q_1 : q_2 : q_p = \frac{I_1}{J_1} : \frac{I_2}{J_2} : \frac{I_p}{J_p} \quad (3-4)$$

$$q_{total} = W_1 q_1 ; \quad q_{2total} = W_2 q_2 ; \quad q_{ptotal} = W_p q_p \quad (3-5)$$

Prin efectuarea unor calcule simple, obținem :

$$q_{2total} : q_{1total} : q_{ptotal} = \frac{1}{J_2} : \frac{K_{I1}}{J_1} : \frac{K_{Ip}}{J_p} \quad (3-6)$$

Notînd cu K_0 coeficientul de umplere al ferestrei și prin h înălțimea bobinei vom obține lățimea înfășurărilor primară, secundară și de premagnetizare notate a_1 , a_2 și a_p :

$$a_1 = \frac{q_{1total}}{K_0 h}; \quad a_2 = \frac{q_{2total}}{K_0 h}; \quad a_p = \frac{q_{ptotal}}{K_0 h} \quad (3-7)$$

Formula (3-6) devine :

$$a_2 : a_1 : a_p = \frac{1}{J_2} : \frac{K_{I1}}{J_1} : \frac{K_{Ip}}{J_p} \quad (3-8)$$

Din analiza fig.3-1 se deduce că volumul conductorului neizolat și al oțelului se pot calcula cu formulele :

$$V_{Cu} = 2K \cdot K_0 a_2 [m b t_1^2 + m c t_2^2 + a_2 t_3] h;$$

$$V_{Fe} = 2m \cdot K_{Fe} d^2 \frac{t_2}{t_1} \left[\frac{t_2}{t_1} h + K(a_2 t_1 t_2 + c \frac{t_1}{t_2}) \right] \quad (3-9)$$

In aceste formule :

$$t_1 = \sqrt{\frac{K_{I1} J_2}{J_1} + 1 + \frac{J_2 \cdot K_{Ip}}{J_p}}; \quad d = \sqrt{S_m}$$

$$t_2 = \sqrt{\frac{J_2 \cdot K_{I1}}{J_1} + \frac{1}{n} + \frac{J_2 \cdot K_{Ip}}{m J_p}}; \quad t_3 = 2m t_1^2 t_2^2 \quad (3-10)$$

unde :

S_m - secțiunea miezului;

K - coeficient constructiv, egal cu 1 pentru fig.3-1 b; 3-1 c și 3-1 d și egal cu 2 pentru fig.3-1 a;

././.

BUPT

K_{Fe} - coeficient umplere tole;

$c = \frac{S_m}{b}$; b, c - dimensiunile secțiunii miezului;

Dacă se calculează derivata parțială $\frac{\partial V}{\partial b}$ și se ține seama că: $b = \frac{S_m}{c}$, obținem valorile optime pentru b și c .

$$b_{\text{optim}} = d \frac{t_2}{t_1} \quad (3-11)$$

$$c_{\text{optim}} = d \frac{t_1}{t_2}$$

Ținem seama de (3-9) și (3-11) și avem :

$$V_{Cu} = 4mhaK \cdot K_o(d+a) ; \quad (3-12)$$

$$V_{Fe} = 2mK_{Fe}d^2 \frac{t_1}{t_2} \left[\frac{t_2}{t_1} h + K(d+a) \right]$$

unde : $a = a_2 t_1 t_2$

În aceste condiții, secțiunea totală a înfășurării secundare de Cu, se calculează cu relația :

$$q_{2\text{total}} = \frac{I_2 W_2 10^{-2} \cdot 10^{-4}}{K \cdot J_2} [m^2]. \quad (3-13)$$

sau ținând seama de (3-2), se obține :

$$q_{2\text{total}} = \frac{I_2 U_2 10^6 \cdot 10^{-4}}{4,44KfB_{lm} S_m K_{ul} J_2} [m^2] \quad (3-14)$$

Făcînd cîteva transformări, vom obține :

$$ahd^2 = \frac{A}{K \cdot K_o \cdot K_{Fe}} \cdot \frac{t_1}{t_2} \quad (3-15)$$

•//•

unde :

$$A = \frac{t_2^2}{K_{ul}} \cdot \frac{S_2 \cdot 10^6}{4,44fB_{1m} J_2} \quad (3-16)$$

Din formulele (3-12) și (3-15) se obțin expresiile pentru greutatea materialelor active :

$$G_{Cu} = 4m \frac{A}{K_{Fe} \cdot d^2} \cdot \frac{t_1}{t_2} (d+a) \gamma_{Cu} ; \quad (3-17)$$

$$G_{Fe} = 2mK_{Fe}d^2 \frac{t_1}{t_2} \left[K(d+a) + \frac{A}{ad^2K \cdot K_{Fe} \cdot K_0} \right] \gamma_{Fe},$$

unde γ_{Fe} și γ_{Cu} sînt greutatețile specifice ale materialelor respective.

Greutatea totală a materialelor active pentru multiplicatorul de frecvență va fi :

$$G_{total} = 2m \frac{t_1}{t_2} \left[\left(2A \frac{\gamma_{Cu}}{\gamma_{Fe} d^2} + K_{Fe} K \gamma_{Fe} d^2 \right) (d+a) + \frac{A \gamma_{Fe}}{a \cdot K \cdot K_0} \right] \quad (3-18)$$

Calculăm derivata parțială $\frac{\partial G_{total}}{\partial d}$ și o egalăm cu zero. Rezolvînd ecuația se obține :

$$d_{optim} = r \sqrt[4]{\frac{A}{K \cdot K_{Fe}^2} \cdot \frac{\gamma_{Cu}}{\gamma_{Fe}}} \quad (3-19)$$

unde :

$$r = \sqrt[4]{\frac{2+4 \frac{a}{d}}{3+2 \frac{a}{d}}} \quad (3-20)$$

Efectuînd derivata parțială $\frac{\partial G_{total}}{\partial a}$, pe care o egalăm cu zero.

zero, vom obține :

$$\frac{\left(\frac{a}{d}\right)^2 \cdot \left(1 + \frac{a}{d}\right)}{3 + 2\frac{a}{d}} = 0,125 \frac{K_{Fe}}{K \cdot K_0} \cdot \frac{\gamma_{Fe}}{\gamma_{Cu}} \quad (3-21)$$

expresia (3-21) poate fi restrînsă sub forma :

$$\frac{a}{d} = 0,57 \sqrt{\frac{K_{Fe}}{K \cdot K_0} \cdot \frac{\gamma_{Fe}}{\gamma_{Cu}}} \quad (3-22)$$

Dacă se consideră $\Gamma \approx 1$, se obține pentru d_{optim} expresia :

$$d_{\text{optim}} = \sqrt[4]{\frac{A}{K \cdot K_{Fe}^2} \cdot \frac{\gamma_{Cu}}{\gamma_{Fe}}} \quad (3-23)$$

Înlocuim aceste expresii obținute în condițiile de optim în formulele principalelor mărimi ale circuitului magnetic al multiplicatorului de frecvență și vom obține pentru acestea din urmă valorile optime :

$$S_m = \sqrt{\frac{A}{K \cdot K_{Fe}^2} \cdot \frac{\gamma_{Cu}}{\gamma_{Fe}}} = 470 \sqrt{\frac{t_2^2}{B_{1m} \cdot J_2 K_{u1}} \cdot \frac{S_2}{K_f}} \cdot 10^{-4} \text{ [m}^2\text{]} \quad (3-24)$$

$$h = 1,65 \frac{t_1}{t_2} \sqrt[4]{\frac{A \cdot K^2}{K_0^2} \cdot \frac{\gamma_{Fe}}{\gamma_{Cu}}} = (2,4 \div 2,8) c \sqrt[4]{\frac{\gamma_{Fe}}{t_{Cu}} K^2} \cdot 10^{-2} \text{ [m]} \quad (3-25)$$

unde S_m și h sînt secțiunea activă a coloanei miezului, respectiv înălțimea acesteia, în cazul înfășurărilor executate din conductor de Cu.

În cazul înfășurărilor executate din conductor de aluminiu formulele sînt similare, dar coeficienții sînt diferiți deoarece $\gamma_{Al} < \gamma_{Cu}$ și vom avea expresiile :

$$S_m = 280 \sqrt{\frac{t_2^2}{B_{1m} J_{2K_{ul}}} \frac{S_2}{K_f}} 10^{-4} \text{ [m}^2\text{]} \quad (3-26)$$

$$h = (3,1 \div 3,6) c \sqrt{K \cdot 10^{-2}} \text{ [m]} \quad (3-27)$$

Din aceste formule cu caracter general se vor obține formulele specifice fiecărui dublor și triplor de frecvență în parte, pe care le vom aplica la aplicarea algoritmului pentru dimensionarea multiplicatoarelor respective.

Pentru calculul de verificare al înfășurărilor, după ce s-au calculat dimensiunile principale ale miezului și înfășurărilor, este valabilă relația :

$$J = \frac{2N_B \cdot K_T \cdot q_T \cdot h_{bob}}{\int \sum I \cdot W} 10^6 \text{ [A / m}^2\text{]} \quad (3-28)$$

unde :

- N_B - numărul de canale pentru răcirea bobinelor;
- K_T - coeficientul de obturare al canalelor de răcire datorită distanțoarelor, egal cu 0,75 la suprafețe interioare și egal cu 1 la axele exterioare ;
- \int - rezistența specifică a materialului respectiv, în $\Omega \text{ m}^{-1}$
- q_T - flux termic specific în W/m^2 ;
- h_{bob} - înălțimea bobinei în m;

Capacitatea condensatoarelor de îmbunătățire a factorului de putere se determină cu formula :

$$C_1 = \frac{1,6 Q \cdot 10^5}{m_1 f U_1^2} \text{ [F]}; \quad Q = \frac{S_{2n}}{\gamma} \left[\sqrt{\left(\frac{K_{II}}{K_{ul}} \right)^2 - 1 - \text{tg} \varphi_1} \right] \cos \varphi_{\text{sarc}} \text{ [Var]} \quad (3-29)$$

- unde: λ - randamentul;
 K_{U1} , K_{I1} - rapoarte de transformare curent și tensiune;
 Q - puterea reactivă totală în condensatoare, legate în stea sau în punte;
 $\cos \varphi_1$ - valoarea necesară a factorului de putere la intrare;
 φ_{sarc} - unghiul de defazaj între curentul și tensiunea de ieșire;

Pentru determinarea dimensiunilor unui multiplicator de frecvență trebuie să cunoaștem :

- 1) factorul de multiplicare al frecvenței;
 - 2) frecvența rețelei de alimentare și valorile limită ale abaterii ei de la valoarea nominală δf (în Hz);
 - 3) numărul de faze al tensiunii de intrare;
 - 4) valoarea nominală și limitele tensiunii de intrare U_{lnom} , U_{lmax} , U_{lmin} ;
 - 5) idem pentru tensiunea de ieșire U_2 ;
 - 6) puterea nominală de ieșire S_2 ;
 - 7) valoarea nominală a factorului de putere al sarcinii, $\cos \varphi_{2sarc}$ și caracterul său;
 - 8) durata de funcționare, t_f ;
 - 9) condițiile de răcire;
 - 10) cea mai mică valoare a curentului de sarcină I_{2min} ;
 - 11) materialele active pe care le avem la dispoziție;
 - 12) tipul constructiv;
 - 13) tipul de condensatoare de care dispunem;
- După dimensionarea multiplicatorului de frecvență, randamentul său se calculează cu formula :

$$\lambda = \frac{S_2 \cos \varphi_2 \sqrt{t_f}}{S_2 \cos \varphi_2 \sqrt{t_f} + \sum \Delta P} \quad (3-30)$$

unde $\sum \Delta P$ - suma pierderilor multiplicatorului de frecvență, celelalte mărimi fiind cunoscute.

In final se face un calcul termic de control al multiplicatorului de frecvență numai pentru miez, deoarece
././.

Formula de verificare, valabilă pentru toate tipurile de multiplicatoare este :

$$q_{TFe} = \frac{\Delta P_{Fe}}{A_{Fe}} \leq 450 \text{ [W/m}^2\text{]} \quad (3-31)$$

unde ΔP_{Fe} sînt pierderile în fier, iar A_{Fe} - aria de răcire a miezului, care este cu atît mai mare cu cît se prevăd mai multe canale de răcire în miez. ΔP_{Fe} se poate micșora folosind tole cît mai subțiri, mergînd pînă la 0,1 mm.

3.3. Algoritmul de calcul al multiplicatoarelor de frecvență în vederea optimizării pierderilor în cupru și în fier, care să conducă la randament și la încălziri optime.

În acest subcapitol se va prezenta un subcapitol de calcul pe baza căruia se vor elabora programele concrete, în limbaj FORTRAN IV, utilizate pentru optimizarea parametrilor dublorului de frecvență Joly-Epstein în gama de puteri $S_{2n} = 4 \div 20 \text{ kVA}$ și pentru optimizarea parametrilor triplorului de frecvență Spinelli în gama de puteri $S_{2n} = 150 \div 300 \text{ kVA}$, din punct de vedere al pierderilor și implicit a randamentului și încălzirii.

La elaborarea algoritmului se propun ca date cunoscute ale problemei de rezolvat următoarele :

- tensiunea rețelei de alimentare - U_{1f} ;
- tensiunea de ieșire a multiplicatorului respectiv frecvența - U_2 - ;
- frecvența tensiunii în rețeaua de alimentare a multiplicatorului - f_1 - și frecvența de ieșire f_2 ;
- factorul de putere în circuitul de ieșire al multiplicatorului - $\cos \varphi_2$ - ;

Fiind cunoscute datele problemei, pentru o anumită gamă de puteri de ieșire ale multiplicatorului - S_2 , s-au ales mărimi care pot fi variate prin program :

1. inducția magnetică în miez, B_{1m} ;
2. curentul de premagnetizare I_p (la dublor) ;
3. densitățile de curent : J_1, J_2, J_p (la dublor) ;
4. regimul de funcționare permanent sau cu un anumit grad de intermitență, cu răcire în aer, prin varierea lui t_e , timpul efectiv de lucru ;

././.

5. numărul de canale de răcire al înfășurării - N_B ;
6. numărul de canale de răcire în miez - N ;

Optimizarea pierderilor în cupru și fier la dubloarele și triploarele de frecvență analizate și implicit a randamentului și încălzirii acestora se realizează, pentru o variantă dată prin varierea următoarelor mărimi : variația densității de curent variația factorului de intermitență, variația inducției în miez. Asupra încălzirii multiplicatorului, pe lângă reducerea pierderilor , se poate acționa și asupra suprafețelor de răcire, care pot fi mărite prin creșterea numărului de canale de răcire la înfășurări N_B și canale de răcire în miez N .

O variantă de dublor sau de triplor de frecvență se obține pentru o anumită putere de ieșire S_2 (contorul S_2) o anumită inducție în miez B_{1m} (contorul I) și anumite valori inițiale ale densităților de curent J_1, J_2, J_p (contorul I_j). Programul permite studierea tuturor variantelor, calculînd parametrii multiplicatoarelor de frecvență respective, impunîndu-se ca acestea să prezinte un randament mai mare decît cel considerat optim, iar încălzirea să nu depășească limitele optime din punct de vedere al unei funcționări corespunzătoare.

Algoritmul de calcul care se redă în continuare utilizează formulele din literatură, cu adaptările impuse valorilor coeficienților de realizarea miezului din tole ARMO de 0,35mm.

Deasemenea, în cadrul algoritmului a trebuit să se impună calculatorului prin program modul de alegere al secțiunilor conductoarelor dintr-un tabel STAS pus lui la dispoziție și să se adapteze și alte formule cunoscute la modul de lucru pe calculator calculul înălțimii miezului, calculul lățimii ferestrei, calculul lungimii medii a spirei și altele.

Pe baza algoritmului se pot elabora schemele logice - proprii fiecărui subprogram - de la care se trece la întocmirea programului propriu zis.

Secțiunea coloanei miezului S_{m1} se calculează cu formula :

$$S_{m1} = K_{SM1} \sqrt{S_2 / K_{f1} \cdot 10^{-4}} \quad [m^2] \quad (3-32)$$

unde :

K_{SM1} - coeficient de calcul, care se va da pe cartelă funcție de tipul multiplicatorului respectiv ;

././.

$K = 1$ - coeficient constructiv ;
 S_2, f_1 - semnificație cunoscută ;

Secțiunea coloanei , S_{m2} , ținând seama de coeficientul de izolație a tolelor, $K_{Fe} = 0,97$ (pentru tole ARMO de 0,35 mm), va fi :

$$S_{m2} = S_{m1} / K_{Fe} \quad [m^2] \quad (3-33)$$

Diametrul echivalent al coloanei miezului magnetic se calculează cu relația :

$$D_{col 1} = \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{S_{m2}}{\gamma_c}} \quad [m] \quad (3-34)$$

unde γ_c , funcție de numărul de trepte ales, este coeficientul de umplere al miezului.

Numărul de spire al înfășurărilor primară, W_1 , și secundară, W_2 , se calculează cu formulele :

$$W_1 = K_{w1} \cdot \frac{U_{1f}}{f_1 \cdot B_{1m} \cdot S_{m1}} \quad \text{și} \quad (3-35)$$

$$W_2 = K_{w2} \cdot \frac{U_2}{U_{1f}} \cdot W_1 \quad (3-36)$$

unde K_{w1} și K_{w2} sînt coeficienți de calcul și se dau pe cartelă funcție de tipul multiplicatorului de frecvență, celelalte mărimi avînd semnificații cunoscute. Algoritmul propus permite obținerea lui W_1 și W_2 ca numere întregi.

Curenții : secundari I_2 și primar I_1 se calculează astfel :

$$I_2 = \frac{S_2}{U_2} [A] \quad \text{și} \quad I_1 = K_{I1} \cdot \frac{I_2 \cdot W_2}{W_1} [A] \quad (3-37)$$

unde K_{I1} - coeficient de calcul, dat pe cartelă, funcție de tipul multiplicatorului de frecvență, $K_{I1} = 2 \div 3,5$ la dubloare de frecvență și $K_{I1} = 0,6 \div 1,2$ la triploare de frecvență.

././.

Dacă înălțimea coloanei miezului se calculează cu formula :

$$h = K_h \sqrt{S_{m2} \cdot K} \quad [m] \quad (3-38)$$

unde prin K_h se înțelege un coeficient de calcul, care variază între anumite limite, funcție de tipul multiplicatorului și de construcția acestuia, atunci, pentru elaborarea programului, după cum se va vedea în cele ce urmează, se impune să se calculeze :

$$h_{\min} = K_h \min \sqrt{S_{m2} K} \quad [m] ; \quad h_{\max} = K_h \max \sqrt{S_{m2} K} \quad [m]$$

$$h_{\text{med}} = \frac{h_{\min} + h_{\max}}{2} \quad [m] \quad (3-39)$$

h_{med} se calculează numai la dublorul de frecvență. Pentru o anumită valoare a curentului de premagnetizare I_p , numărul de spire al acestei înfășurări W_p , se calculează cu formula :

$$W_p = \frac{K_{Wp} \cdot W_2 \cdot I_2}{I_p} \quad (3-40)$$

$K_{Wp} = 2,1 \div 3,10$ - coeficient dat pe cartelă.

În continuare, autorul trebuie să găsească algoritmul de calcul al secțiunilor conductoarelor de cupru, utilizate pentru construcția înfășurărilor multiplicatorului de frecvență, știind că în conformitate cu standardele în vigoare secțiunile variază în trepte.

Algoritmul ales, pe baza căruia s-a întocmit un program, care pus la dispoziția calculatorului, permite determinarea secțiunii conductoarelor q_1 , q_2 și q_p a plecat de la faptul că între secțiunea calculată a conductorului $q_{\text{calc}} = \frac{I}{J}$ și secțiunea din standard q_{STAS} , ținând seama și de numărul de conductoare în paralel, trebuie să se stabilească o relație.

Notînd cu \mathcal{E}_{imp} - valoarea impusă a erorii determinată, ținînd seama de experiența de proiectare, de secțiunea din standarde și de testarea programului pe calculator, se poate trece la calculul secțiunii conductoarelor de cupru ale înfășurărilor,

././.

determinând totodată și numărul de conductoare în paralel. Pentru înfășurarea primară și cea secundară, prin program se impune "citirea" secțiunilor q_{STAS} , dintr-un tabel memorat în calculator (tabel conform STAS-2873-68 la secțiuni dreptunghiulare). Pentru înfășurarea de premagnetizare se întrebuintează același procedeu, pentru conductoare rotunde. Programul trebuie să țină seama de faptul că secțiunile q_{STAS} sînt redată în standarde în mm^2 și nu în m^2 (conform SI), iar dimensiunile conductoarelor a, b respectiv d , sînt redată în mm și nu în m (conform SI).

Se declară densitățile de curent J_1, J_2 și J_p .

Calculul secțiunii conductorului de cupru al înfășurării primare decurge astfel :

- se obține q_1 calc: o maxime de calcul :

$$q_1 \text{ calc} = \frac{I}{J_1} [m^2] \quad (3-41)$$

Se calculează, pentru fiecare secțiune q_1 STAS din tabelul memorat (în program se va stabili modul de parcurgere al tabelului - de sus în jos, începînd cu prima coloană, pînă la ultima) eroarea în valoare absolută ε_1 și se compară cu ε_1 imp:

$$\varepsilon_1 = \frac{\left| q_1 \text{ STAS} \cdot 10^{-6} - \frac{q_1 \text{ calc}}{n_1} \right|}{\frac{q_1 \text{ calc}}{n_1}} \cdot 100 < \varepsilon_1 \text{ imp} \quad (3-42)$$

unde :

$n_1 = 1, 2, 3, 4$ (5) numărul de conductoare în paralel ale înfășurării primare pentru dublor (și pentru triplor) ;

$\varepsilon_1 \text{ imp} = 1,3\%$ la dublor și $\varepsilon_1 \text{ imp} = 0,5\%$ la triplorul de frecvență.

Dacă nu este îndeplinită condiția la $n_1 = 1$ se repetă calculele pentru toate valorile n_1 și dacă pentru niciuna nu se îndeplinește, se arîșează "condiție depășită", trecîndu-se la altă variantă (varianta obținute prin schimbare lui S_2, B_{1m} sau J).

În momentul cînd pentru un anumit q_1 STAS s-a

îndeplinit condiția (3-42), se calculează q_1 și se afișează q_1 și n_1 , unde :

$$q_1 = n_1 \cdot q_1 \text{ STAS } 10^{-6} [\text{m}^2] \quad (3-43)$$

Totodată se determină din tabel, pentru q_1 STAS, respectiv și dimensiunile conductorului dreptunghiular a și b , care se înmulțesc cu 10^{-3} pentru a rezulta în m, deoarece în tabel sînt redată în mm.

Deasemenea programul "știe" să aleagă dintre cele două mărimi care se declară a și care b , din condiția că a este mai mic decît b , condiție tehnologică legată de greutatea execuției bobinei cînd îndoirea se face pe cant.

Cunoscînd dimensiunile secțiunii conductorului, grosimea izolației acestuia, izolația capetelor bobinei h_{cb} , izolația suplimentară între spire (după caz), tipul multiplicatorului și construcția acestuia, se calculează înălțimea înfășurării primare, $h_{bob 1}$:

$$h_{bob 1} = h_{c.bl} + \frac{n_1 \cdot b_1 \cdot W_1 + 2n_1 W_1 \cdot 0,0003 + (n_1 W_1 - 1) \cdot 0,001}{n_{1s}} \quad [m] \quad (3-44)$$

- unde :
- $n_{1s} = 1, 2, 3, 4, 5$ - număr de straturi;
 - $n_1 b_1 W_1$ - înălțimea conductoarelor;
 - $2n_1 W_1 \cdot 0,0003$ - grosimea izolației conductoarelor;
 - $(n_1 W_1 - 1) \cdot 0,001$ - izolația ^{suplimentară} între spire, numai la triplorul de frecvență;
 - $h_{cb1} = 0,02$ la dublor și $h_{cb1} = 0,038$ la triplor;

Pentru fiecare valoare n_{1s} , de la 1 la 5 se calculează $h_{bob 1}$, verificîndu-se condiția :

$$h_{min} < h_{bob 1} < h_{max} \quad (3-45)$$

Se tipărește n_{1s} , care conduce pentru prima dată la o valoare $h_{bob 1}$, care satisface condiția (3-45) și se continuă calculul.

Pentru determinarea secțiunii conductorului înfășurării secundare se repetă raționamentele și calculele de la înfășurarea primară a multiplicatorului de frecvență.

././.

Se calculează :

$$q_2 \text{ calc} = \frac{I_2}{J_2} \quad [m^2] \quad (3-46)$$

Pentru fiecare secțiune q_1 STAS din tabelul memorat de calculator, se calculează eroarea ε_2 și se compară cu ε_2 impus

$$\varepsilon_2 = \frac{\left| q_1 \text{ STAS} \cdot 10^{-6} - \frac{q_2 \text{ calc}}{n_2} \right|}{\frac{q_2 \text{ calc}}{n_2}} \cdot 100 < \varepsilon_{2 \text{ imp}} \quad (3-47)$$

unde :

- $n_2 = 1, 2, 3, 4(5)$ - numărul de conductoare în paralel ale înfășurării secundare pentru dublor (și pentru triplor).
- $\varepsilon_{2 \text{ imp}} = 0,7\%$ la dublor și $\varepsilon_{2 \text{ imp}} = 0,35\%$ la triplorul de frecvență.

Cînd se ajunge la valoarea lui n_2 (începînd de la $n_2 = 1$ și terminînd cu $n_2 = 4(5)$), pentru care este satisfăcută condiția (3-47), se calculează q_2 și se afișează q_2 și n_2 .

$$q_2 = n_2 \cdot q_1 \text{ STAS} \cdot 10^{-6} [m^2] \quad (3-48)$$

In același mod ca la înfășurarea primară se determină și pentru înfășurarea secundară a_2 și b_2 .

Se calculează înălțimea înfășurării secundare $h_{\text{bob } 2}$, după același raționament de la înfășurarea primară :

$$h_{\text{bob } 2} = h_{c \cdot b_2} + \frac{n_2 b_2 W_2 + 2n_2 W_2 \cdot 0,0003 + (n_2 W_2 - 1) \cdot 0,001}{n_{2s}} \quad [m] \quad (3-49)$$

unde : - $n_{2s} = 1, 2, 3, 4, 5$ - este numărul de straturi al (6, 7, 8, 9, 10) înfășurării secundare pentru dublor (și triplor).

Ceilalți termeni din formula (3-49) au, respectiv, aceeași semnificație ca în formula (3-44) cu precizarea că $h_{cb2} = 0,02$ și pentru

///.

dublurilor și pentru triplorul de frecvență. Calculul se oprește la acel n_{2s} , la care se îndeplinește condiția (se începe cu $n_{2s} = 1$, continuând, după caz, pînă la $n_{2s} = 5(10)$).

$$h_{\text{bob } 2} \leq h_{\text{bob } 1} \quad (3-50)$$

Se tipărește n_{2s} și se continuă calculul, determinînd secțiunea conductorului de cupru al înfășurării de premagnetizare (numai pentru dublorul de frecvență, tip Spinelli nefiind prevăzut cu o asemenea înfășurare).

$$q_p \text{ calc} = \frac{I_p}{J_p} \quad [\text{m}^2] \quad (3-51)$$

Tabelul de conductoare rotunde, memorat în calculator, este parcurs de la secțiuni mici la secțiuni mari, pînă se ajunge la o secțiune $q_p \text{ STAS}$, pentru care se îndeplinește condiția :

$$10^{-6} \cdot q_p \text{ STAS} > q_p \text{ calc} \quad (3-52)$$

Atunci se calculează și realizează q_p și d_p (diametrul) ale conductorului, trecîndu-le în SI.

$$q_p = q_p \text{ STAS} \cdot 10^{-6} \quad [\text{m}^2] ;$$

$$d_p = d_p \text{ STAS} \cdot 10^{-3} \quad [\text{m}] \quad (3-53)$$

Pentru calculul înălțimii înfășurării de premagnetizare se utilizează formula :

$$h_{\text{bob } p} = 0,01 + \frac{n_p \cdot d_p \cdot W_p + 2n_p \cdot W_p \cdot 0,0003}{n_{ps}} \quad [\text{m}] \quad (3-54)$$

unde :

- $n_p = 1$ - numărul de conductoare în paralel;
- d_p - diametrul conductorului înfășurării [m];
- $n_{ps} = 1 \div 50$ - numărul de straturi ale înfășurării;

Ceilalți termeni ai expresiei (3-54) au semnificație cunoscută. Calculul se execută de la $n_{ps} = 1$, pînă se îndeplinește condiția (cînd se tipărește n_{ps}) :

$$h_{bob\ p} < 0,3 \cdot h_{mediu} \quad (3-55)$$

Înălțimea coloanei miezului h se calculează cu formula :

$$h = h_{bob\ 1} + h_{bob\ p} \quad [m] \quad (3-56)$$

La triplorul de frecvență $h_{bob\ p} = 0$.

Pentru calculul dimensiunilor miezului trebuie calculată lățimea ferestrei, B_f .

Pentru dublorul de frecvență B_f se calculează ca fiind valoarea cea mai mare dintre B_{f1+2} și B_{fp} , calculate cu formulele :

$$B_{f1+2} = 3 \cdot 8 \cdot 10^{-3} + n_{1s} \cdot a_1 + 2n_{1s} \cdot 0,0003 + (n_{1s} - 1) \cdot 0,001 + n_{2s} \cdot a_2 + 2n_{2s} \cdot 0,0003 + (n_{2s} - 1) \cdot 0,001 \quad [m] \quad (3-57)$$

$$B_{fp} = 2 \cdot 8 \cdot 10^{-3} + n_{ps} \cdot d_p + 2n_{ps} \cdot 0,0003 + (n_{ps} - 1) \cdot 0,0005 \quad [m]$$

Pentru triplorul de frecvență se utilizează formula :

$$B_f = 0,030 + 3 \cdot 10 \cdot 10^{-3} + n_{1s} a_1 + 2n_{1s} \cdot 0,0003 + (n_{1s} - 1) \cdot 0,001 + n_{2s} a_2 + 2n_{2s} \cdot 0,0003 + (n_{2s} - 1) \cdot 0,001 \quad [m] \quad (3-58)$$

Verificarea la încălzirea înfășurărilor se face din condiția ca fluxul termic q_T al acestora să fie mai mic decît 450 W/m^2 , cît impun normele.

Fluxul termic q_T se calculează din formula (3-28) :

$$q_T = \frac{J_T \cdot (W_1 I_1 + W_2 I_2 + W_p I_p)}{2 N_B \cdot K_T \cdot h} \quad , [W/m^2] \quad (3-59)$$

unde : $J_T = \frac{J_1 + J_2 + J_p}{3}$ $\frac{[A/m^2]}{[A/m^2]}$ pentru dublorul de frecvență;

$$J_T = \frac{J_1 + J_2}{2} \text{ [A/m]} \text{ pentru triplorul de frecvență;}$$

$$\rho = 0,0175 \cdot 10^{-6} \frac{\Omega \cdot m^2}{m}, \text{ rezistivitatea cuprului;}$$

$K_T = 1$, coeficient de obturare, conform (3-28);

$N_B = 1, 2, 3 \dots, 5(10)$, nr. canale de răcire;

Se calculează q_T luînd pentru început $N_B = 1$. Se continuă calculul, crescînd N_B , pînă se obține :

$$q_T < 450 \text{ W/m}^2 \quad (3-59a)$$

Se afișează valoarea lui N_B , care îndeplinește această condiție.

Programul va trebui să permită ca în cazul în care la calculul încălzirii miezului numărul de canale în miez $N \neq 0$ să se calculeze dimensiunile acestuia, utilizînd formulele :

- pentru dublorul de frecvență :

$$S_m = S_{m2} + N \cdot D_{col 1} \cdot 0,002 \text{ [m}^2\text{]} \quad (3-60)$$

$$D_{col 1} = \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{S_m}{\lambda_c}} \quad (3-61)$$

[m] pentru coloana centrală

$$b = 0,685 \sqrt{S_m / 2} \text{ [m]} ; \quad \left. \begin{array}{l} \text{pentru cele două coloane} \\ \text{laterale} \end{array} \right\} (3-62)$$

$$c = 1,9 \sqrt{S_m / 2} \text{ [m]} ; \quad (3-63)$$

$$\lambda_m = 2h + 2B_F + 4 D_{col 1} \text{ [m]} ; \quad (3-64)$$

///.

- pentru triplorul de frecvență :

$$S_m = S_{m2} + N \cdot D_{col 1} \cdot 0,005 \quad [m^2] \quad (3-65)$$

$$D_{col 1} = \sqrt{\frac{4}{\pi} \frac{S_m}{\lambda_c}} \quad [m] \quad (3-66)$$

$$\lambda_m = 2h + 2Bf + 4D_{col 1} \quad [m] \quad (3-67)$$

unde λ_m este lungimea medie a liniei de flux în miezul magnetic al multiplicatorului de frecvență, iar b și c sînt dimensiunile secțiunii dreptunghiulare a miezului magnetic al dublorului de frecvență.

Tot în această fază a calculului impunem și determinarea capacității condensatorului de compensare longitudinală, cu expresia :

$$C_2 = K_{c2} \cdot I_2 / f \cdot U_2 \quad [F] \quad (3-68)$$

În (3-68) K_{c2} este un coeficient care se reține pe cartele și are valori definite pentru dublorul și triplorul de frecvență:

$$K_{c2} = (0,03 \div 0,05) \text{ pentru dublorul de frecvență;}$$

$$K_{c2} = (0,016 \div 0,026) \text{ pentru triplorul de frecvență;}$$

Tensiunea la funcționarea în gol, o mărime care caracterizează un multiplicator de frecvență se determină, avînd cunoscutenunerele de spire :

$$U_{20} = K_{u2} \cdot U_1 \cdot \frac{w_2}{w_1} \quad [V] \quad (3-69)$$

Coeficientul K_{u2} are valori care depind de inducția magnetică în miez. Valorile lui sînt în limitele :

$$K_{u2} = (0,451 \div 0,528) \text{ la dublorul de frecvență;}$$

$$K_{u2} = (1,16 \div 1,305) \text{ la triplorul de frecvență;}$$

././.

După ce s-a calculat λ_m se poate trece la calculul curenților de scurtcircuit ca valori relative în înfășurarea primară și secundară a multiplicatorului \bar{I}_{1sc} și \bar{I}_{2sc} . Pentru multiplicatoarele de frecvență care au curent de premagnetizare se calculează mai întâi \bar{I}_p - valoarea relativă a acestuia :

$$\bar{I}_p = \frac{I_p \cdot W_p}{H_{baz} \cdot \lambda_m} \quad (3-70)$$

În formula (3-70) H_{baz} este intensitatea cîmpului magnetic în miez, pentru diferite valori ale inducției magnetice, calculată din curba de magnetizare, conform expresiei :

$$H_{baz} = \alpha_s = \frac{H_s}{200} \text{ [A.sp/m]} \quad (3-71)$$

Desemenea, pentru calculul curenților de scurtcircuit sînt necesare valorile funcțiilor Bessel : $\mathcal{J}_0(\bar{U}_{1m})$; $\mathcal{J}_0(\frac{1}{2}\bar{U}_{1m})$; $\mathcal{J}_2(\bar{U}_{1m})$ pentru dubloarele de frecvență, precum și $\mathcal{J}_1(\bar{U}_{1m})$ și $\mathcal{J}_3(\bar{U}_{1m})$ pentru triploarele de frecvență. Deoarece \bar{U}_{1m} este funcție de frecvență și inducție se poate calcula *a priori*, precum și funcțiile Bessel de care avem nevoie, introducerea lor în program ne reprezentînd o problemă deosebită la întocmirea acestuia, trecînd astfel la determinarea lui \bar{I}_{1sc} și \bar{I}_{2sc} :

$$\bar{I}_{1sc} = K_{Isc1} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{\sqrt{\mathcal{J}_0(\bar{U}_{1m}) [\mathcal{J}_2(\frac{1}{2}\bar{U}_{1m}) + \bar{I}_p^2]}}{\mathcal{J}_0(\frac{1}{2}\bar{U}_{1m})}, \quad (3-72)$$

pentru dublorul de frecvență, și :

$$\bar{I}_{1sc} = K_{Isc1} \cdot 10^3 \mathcal{J}_1(\bar{U}_{1m}), \quad (3-73)$$

pentru triplorul de frecvență, unde :

unde K_{Isc1} este un coeficient care depinde de valoarea inducției în miez, determinat de autor prin cercetarea pe modele, în laboratorul de încercări ;

$$K_{Isc1} = (0,88 \div 1,7) \text{ la dublorul de frecvență;}$$

$$K_{sc1} = (1,25 \div 2,265) \text{ la triplorul de frecvență;}$$

Urmează calculul curenților de scurtcircuit în înfășurarea secundară a multiplicatorului de frecvență :

$$\bar{I}_{2sc} = K_{Isc2} \cdot \sqrt{2} \cdot \bar{I}_p \frac{J_2\left(\frac{1}{2}\bar{U}_{1m}\right)}{J_0\left(\frac{1}{2}\bar{U}_{1m}\right)}, \quad (3-74)$$

pentru dublorul de frecvență, și :

$$\bar{I}_{2sc} = K_{Isc2} \cdot 10^3 \cdot J_3(\bar{U}_{1m}), \quad (3-75)$$

pentru triplorul de frecvență, unde valorile coeficientului K_{Isc2} au fost deasemenea stabilite de autor pe baza cercetării de laborator :

$K_{Isc} = (0,283 \div 0,450)$ pentru dublorul de frecvență, și :

$K_{Isc2} = (1,58 \div 1,81)$ pentru triplorul de frecvență.

Trecerea de la mărimi relative la mărimi fizice se face cu ajutorul formulelor :

$$I_{1sc} = \frac{\bar{I}_{1sc} \cdot H_{baz} \cdot \lambda_m}{W_1} \quad [A] \quad (3-76)$$

și :

$$I_{2sc} = \frac{\bar{I}_{2sc} \cdot H_{baz} \cdot \lambda_m}{W_2}, \quad [A] \quad (3-77)$$

toate mărimile fiind deja calculate.

Pentru explicitarea algoritmului au fost necesare formule pentru calculul lungimilor medii ale spirelor înfășurărilor: λ_{W1} ; λ_{W2} și λ_{Wp} .

$$\lambda_{W1} = \pi [D_{col1} + n_{1s}(a_1 + 0,0016) + C_1] \quad [m] \quad (3-78)$$

$$\lambda_{W2} = \pi [D_{col1} + 2n_{1s}(a_1 + 0,0016) + n_{2s}(a_2 + 0,0016) + C_2] \quad [m] \quad (3-79)$$

$$\lambda_{wp} = 4,14 \frac{\lambda_{w2}}{\pi} + 2 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \quad [m] \quad (3-80)$$

C_1 și C_2 sînt constante constructive, care țin seama de mărimea distanțelor electroizolante, la multiplicatoarele respective :

$$C_1 = 15 \cdot 10^{-3} \text{ m la dublorul de frecvență;}$$

$$C_1 = 11 \cdot 10^{-3} \text{ m la triplorul de frecvență;}$$

$$C_2 = 29 \cdot 10^{-3} \text{ m la ambele multiplicatoare de frecvență;}$$

Greutatea înfășurării primare (numai Cu) va fi determinată cu formula :

$$G_{Cu1} = n_t \cdot \gamma_{cu} \cdot \lambda_{w1} \cdot q_1 \cdot w_1 \quad [kg] \quad (3-81)$$

unde : $n_t = 2$ sau 3 pentru dublor sau triplor;

$$\gamma_{cu} = 8900 \text{ kg/m}^3 \text{ greutatea specifică a cuprului.}$$

Greutatea cuprului înfășurării secundare :

$$G_{Cu2} = n_t \cdot \gamma_{cu} \cdot \lambda_{w2} \cdot q_2 \cdot w_2 \quad [kg], \quad (3-82)$$

iar greutatea cuprului înfășurării de premagnetizare va fi :

$$G_{Cup} = \gamma_{cu} \cdot \lambda_{wp} \cdot q_p \cdot w_p \quad [kg], \quad (3-83)$$

greutatea totală a cuprului înfășurărilor, calculată cu formula:

$$G_{Cu} = G_{Cu1} + G_{Cu2} + G_{Cup} \quad [kg] \quad (3-84)$$

se afișează de calculator.

Avînd calculate greutatețile înfășurărilor se pot calcula pierderile în cupru :

$$\Delta P_{Cu1} = 2,4 J_1^2 \cdot G_{Cu1} \cdot 10^{-12} \quad [W] \quad (3-85)$$

$$\Delta P_{Cu2} = 2,4 J_2^2 \cdot G_{Cu2} \cdot 10^{-12} \quad [W] \quad (3-86)$$

$$\Delta P_{Cup} = 2,4 J_p^2 \cdot G_{Cup} \cdot 10^{-12} \quad [W] \quad (3-87)$$

././.

$$\Delta P_{Cu} = \Delta P_{Cu1} + \Delta P_{Cu2} + \Delta P_{Cup} \quad [W] \quad (3-88)$$

Pentru calculul pierderilor în fier, se calculează mai întâi greutatea miezului de fier :

$$G_{Fe \text{ col}} = \gamma_{Fe} \cdot S_{ml} \cdot h \quad [Kg] \quad (3-89)$$

$$G_{Fe \text{ jug}} = \gamma_{Fe} \cdot S_{ml} [B_f + 2D_{col \ 1}] [Kg] \quad (3-90)$$

$$G_{Fe} = 2n_t(G_{Fe \text{ jug}} + G_{Fe \text{ col}}) \quad [Kg] \quad (3-91)$$

unde :

$$\gamma_{Fe} = 7800 \text{ Kg/m}^3 \text{ greutatea specifică a fierului;}$$

$$n_t = 2 \text{ pentru dubloare și } n_t = 3 \text{ pentru triploare.}$$

Greutatea totală a părții active :

$$G_{total} = G_{Fe} + G_{Cu} \quad [Kg] \quad (3-92)$$

este afișată prin program.

Pierderile în fier, atât pentru dublorul cât și pentru triplorul de frecvență, se calculează cu formula :

$$\Delta P_{Fe} = P_{Fe} \cdot G_{Fe} \cdot \sqrt{t_e} \quad [W] \quad (3-93)$$

unde : P_{Fe} - pierderi specifice în fier, funcție de inducția în miez B_{1m} și frecvență; t_e - timpul de lucru.

$$\sum \Delta P = \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe} \quad [W] \quad (3-94)$$

se calculează și se afișează.

Programul este astfel alcătuit încît randamentului

η i se pot impune valori mai mari, decît o valoare limită inferioară, acceptată, η_{impus} , ținînd seama de condițiile impuse de cercetare, proiectare și exploatare :

$$\eta = \frac{S_2 \cdot \cos \varphi_2 \cdot \sqrt{t_e}}{S_2 \cdot \cos \varphi_2 \sqrt{t_e} + \sum \Delta P} \cdot 100 \quad (\%) > \eta_{impus} \quad (3-95)$$

unde : $\zeta_{\text{impus}} = 75\%$ la dublorul de frecvență; $\zeta_{\text{impus}} = 80\%$ la triplorul de frecvență.

Dacă t_e este mai mare de 0,1 atunci acesta se micșorează în trepte de 0,3, efectuându-se din nou calculele de la formula (3-93), pînă se realizează condiția (3-95).

Dacă $t = 0,1$ atunci se impune modificarea densităților de curent, scăzîndu-se valoarea lor, în trepte de $0,2 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$, începînd însă calculele de la formula (3-41), pînă se realizează condiția (3-95).

După aceea se verifică, în final, încălzirea miezului magnetic al multiplicatorului de frecvență, utilizînd formula (3-31) :

$$q_{T \text{ Fe}} = \frac{\Delta P_{\text{Fe}}}{A_{\text{Fe}}} \quad [\text{W/Kg}] \quad (3-31)$$

Algoritmul stabilit permite îndeplinirea condiției (3-31) :

$$q_{T \text{ Fe}} \leq 450 \text{ W/m}^2, \quad (3-31a)$$

deoarece aria laterală de răcire a miezului, A_{Fe} , poate fi mărită prin prevederea în miez a unui număr de canale de răcire :

$$N = 1, 2, 3, 4, 5.$$

Aria laterală de răcire a miezului se poate calcula cu formula :

$$A_{\text{Fe}} = 2n_t \left[(\pi + 2N) \cdot D_{\text{col}} \cdot (h + B_p + 2 D_{\text{col}}) \right] \text{ [m}^2\text{]} \quad (3-96)$$

Se reamintește că, la schimbarea lui N , algoritmul stabilit permite reluarea calculelor începînd cu relația (3-60).

Pe baza algoritmului expus, se poate trece la întocmirea programului pentru calculator.

3.4. Programul unitar de calcul al unui multiplicator de frecvență în vederea optimizării pierderilor în cupru și în fier, care să conducă la randament și la încălziri optime.

Din prezentarea algoritmului de calcul al multiplicatoarelor de frecvență și din experiența utilizării programului FORTAN la calculatoarele numerice de tip IRIS-50, s-a impus

elaborarea unui program unitar specific, compus din programul principal și două subrutine externe.

Programul alcătuit are avantajul că în gama de puteri și de inducții pentru care a fost testat, poate lucra cu orice seturi de date de intrare, permițînd aflarea soluției optime dintr-un ^{anumit} punct de vedere (încălzire redusă, randament mare, anumiți parametrii de ieșire impuși) într-un timp foarte scurt.

Programul unitar care permite calculul dublorului și triplorului de frecvență se împarte în trei părți :

1. programul principal numit segmentul A prezentat în fig. 3.2 și fig.3.3.

2. subprogramul (segmentul) B care apare ca o subrutină externă, constituind o structură independentă din punct de vedere al compilării, introducerea sa efectuîndu-se ^{separat} de cea a programului principal.

Denumirea acestei subrutine este DUBLR, iar definiția ei cuprinde și lista de argumente convenționale - argumente care corespund valorilor pe care programul principal le transferă subrutinei, ceea ce se poate observa din parcurgerea programului principal la eticheta 60.

Subrutina DUBLR [K(1), K(2), K(3), K(4), K(5), K(6), K(7), Q1, A, B, QSTAS, D_p] permite calculul dublorului de frecvență, după ce s-au făcut operațiile din programul principal și s-a chemat subrutina prin instrucțiunea de chemare CALL.

Instrucțiunea RETURN din cadrul acestei subrutine permite revenirea în programul principal la instrucțiunea care urmează după CALL, adică la 61 CALL TRIPL (K(1), K(2), K(3), K(4), K(5), Q1, A, B], care corespunde după cum vom vedea triplorului de frecvență.

3. subprogramul (segmentul C) - care este tot o subrutină externă, pentru triplorul de frecvență, chemată de instrucțiunea CALL TRIPL. După terminarea calculelor, instrucțiunea RETURN din această subrutină ^{permite revenirea} în programul principal la STOP - ultima instrucțiune operantă a programului - cînd se termină execuția programului unitar.

Utilizarea subprogramelor (segmentelor) aduce următoarele avantaje :

- economie de timp și muncă prin scrierea o singură dată a acelor instrucțiuni care se repetă în aceeași ordine, în diverse locuri din program;

- compilarea independentă a subprogramului și verificarea sa;
- se pot utiliza variabile și marcaje cu semnificație "locală", care pot fi folosite în altă subrutină sau în programul principal.

3.4.1. Programul principal de calcul al optimizării unui multiplicator de frecvență, în FORTRAN

Programul principal a cărui schemă logică este prezentată în fig.3-2 permite realizarea pe baza unor instrucțiuni, a operațiilor principale de calcul comune dublorului și triplorului de frecvență studiat.

Subrutinele externe pentru calculul propriu-zis al dublorului, respectiv al triplorului de frecvență, împreună cu schemele logice respective, vor fi expuse în capitolele 4 și 5.

Din analiza programului principal redat în fig.3.3 elaborat pe baza schemei logice din fig.3.2; se observă că acesta se compune dintr-o serie de declarații și comenzi realizate pe baza de instrucțiuni inoperante sau operante. În ordinea programului, acestea sînt :

1. declarația de tip REAL, cu ajutorul căreia s-au declarat mărimi reale :dp, Q_{STAS} , Q_1 , A și B, etc;

2. declarația de alocare tip DATA, impusă de faptul că în program se vor utiliza constante și variabile cu indici. În asemenea cazuri se creează aceste valori prin instrucțiunea DATA și se atribuie în faza de compilare. De asemenea se declară un tablou înainte de prima instrucțiune de tip operant din program, care în programul principal - seg.A - va fi o instrucțiune de intrare de tipul READ.

S-au declarat V_{min} , V_{imp} , V_{max} pentru coeficienții variabili cu indici, prezentați la descrierea algoritmului: KSM1, KW1, KW2 KI1, KWp și Ip.

3. instrucțiunea operantă de intrare, READ(105,1). Deci numărul 105 precizează tipul unității periferice implicate în transfer - cititorul de cartele - iar numărul 1 indică instrucțiunea inoperantă ajutătoare de tipul 1 FORMAT (10F8,4), de 10 ori câte 8 cifre, din care 4 după virgulă.

Urmează lista identificatorilor variabilelor ale căror valori se transferă de la unitatea periferică la unitatea centrală. Sînt de fapt secțiunile, diametrele și dimensiunile

././.

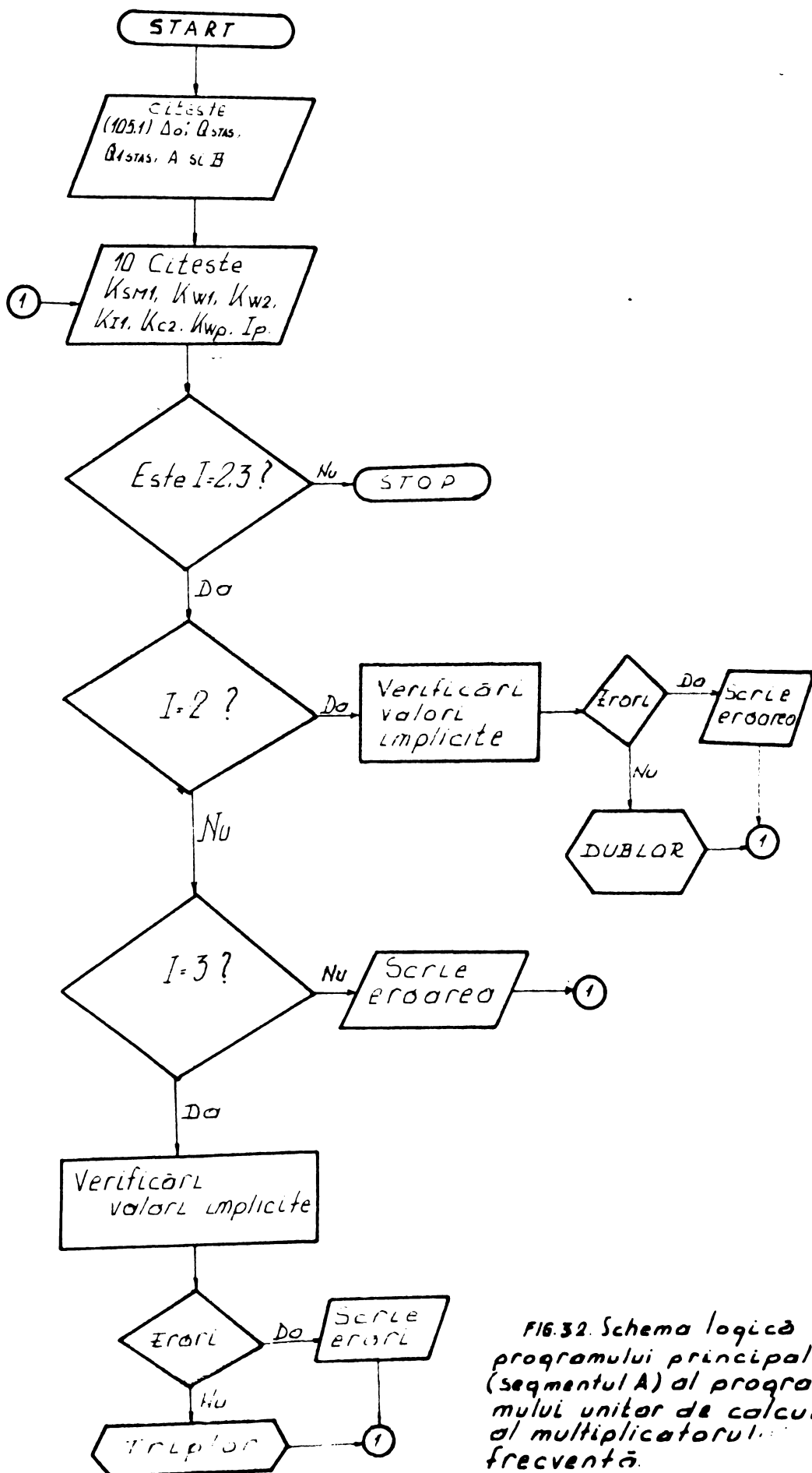


FIG.32. Schema logică a programului principal (segmentul A) al programului unitar de calcul al multiplicatorului frecvență.

conductorul din care se poate confecționa multiplicatorul, în conformitate cu STAS - 2873 - 68.

4. instrucțiunea operantă de extragere WRITE (108,4), care înseamnă că la extragere folosim imprimantă 108 și 4 FORMAT - redat la sfârșitul programului principal.

Programarea FORTRAN prevede două moduri de scriere în program a tipului de format, la locul de referință sau grupat la sfârșitul programului.

S-a ales ultima variantă.

5. instrucțiunea de ciclare DO 9 I = 1,8, ne permite verificarea cartelelor. Ea grupează operațiile de inițializare și de avans asupra contorului I, la care 1 este valoarea inițială a contorului, iar 8 valoarea finală a acestuia. Pasul său fiind egal cu unitatea, nu s-a menționat acest lucru în instrucțiune.

6. instrucțiunea operantă de intrare READ (105,2 END 99) prin care calculatorului i se dă comanda să stabilească prin citirea cartelelor, dacă este vorba de dublorul sau triplorul de frecvență și funcție de aceasta, cu ajutorul salturilor condiționate IF se iese forțat din ciclu, ajungându-se prin instrucțiunile de salt necondiționat GO TO 20 și GO TO 30 la N = 7 (dublorul de frecvență, cu 7 cîmpuri de cartele în "MACHETA CARTELE DATE"), respectiv la N = 5 (triplorul de frecvență cu 5 cîmpuri de cartele în "MACHETA CARTELE DATE").

Dacă L = 1 semnalizează erori la I, adică nu este nici dublor, nici triplor de frecvență ;

7. instrucțiunea de salt GO TO 50 , care se dă cînd L = 1, comandîndu-se I = I + 1, adică se află care cartelă a dat erori și în continuare prin instrucțiunea operantă de extragere WRITE (108,3) se imprimă eroarea.

8. instrucțiunea GO TO 40 - de salt necondiționat permite ca atunci cînd N = 7 sau N = 5 să inițializăm pe L (L=0) și pe baza instrucțiunii de ciclare DO 42 J = 1,N , calculatorul să execute instrucțiunile din program pînă la eticheta 42 inclusiv.

Conform programului, în acest ciclu, calculatorul verifică, pentru dublor sau triplor (depinde de unde a venit comanda, de la eticheta 20 sau eticheta 30) valorile înscrise pe cartele și introduse conform tabelului alocare DIMENSION. Programul permite și de această dată să se constate erorile și să se afle cum se cheamă cîmpul eronat. Se evită în acest fel introducerea în calcul a cartelelor cu date care nu corespund dublorului sau triplorului

```

REAL DP(50), QSTAS(50), Q1(48,40), A(40), B(48),
( VMIN(2,7), VIMP(2,7), VMAX(2,7), K(7), F(8), IP(8)
DATA S/ /,
D ID/ N/ /, KSM1/ /, KW1/ /, KW2/ /, KI1/ /, KC2/ /, KW/ /, IP/ /,
1 KSM1 ! K11 ! K12 ! K13 !
2 ! K14 ! K15 ! K16 !
1 VMIN/3.80,2.60,0.1300,0.2000,1.40,0.50,07.00,00.0.0.
2 0.0300,0.0150,2.10,0.00,10.00,0.0.0.0.
1 VIMP/4.46,3.29,0.1385,0.2110,1.45,0.55,02.44,1.0.6.
2 0.0350,0.0209,2.12,0.00,20.00,0.0.0.0.
1 VMAX/5.50,3.60,0.1500,0.2300,1.60,0.70,03.50,0.1.3.
2 0.0500,0.0200,3.10,0.00,30.00,0.0.0.0.
READ(105,1) (DP(I),I=1,50), (QSTAS(I),I=1,50), ((Q1(I,J),J=1,40),I=1
C,48), (A(I),I=1,40), (B(I),I=1,48)
WRITE(108,4) (DP(I),I=1,50), (QSTAS(I),I=1,50), ((Q1(I,J),J=1,40),I=1
C,40), (A(I),I=1,40), (B(I),I=1,48)
DO 9 I=1,8
9 E(*)=S
10 READ(105,2,END=99)I,(K(J),J=1,7)
I=I-1
IF(I,EQ,1) GO TO 20
IF(I,EQ,2) GO TO 30
L=1
E(I)=ID(I)
GO TO 50
20 N=7
GO TO 40
30 N=5
40 L=0
DO 42 J=1,N
IF(K(J),EQ,0) GO TO 41
IF(K(J),GE,VMIN(I,J),AND,K(J),LE,VMAX(I,J)) GO TO 42
L=L+1
E(L)=ID(J+1)
GO TO 41
41 K(J)=VIMP(I,J)
42 CONTINUE
50 I=I+1
WRITE(108,3)I,(K(J),J=1,7),(E(J),I=1,8)
IF(L,EQ,0) GO TO 60
DO 51 I=1,L
51 E(*)=S
GO TO 10
60 IF(I,EQ,3) GO TO 61
CALL DUPLR(K(1),K(2),K(3),K(4),K(5),K(6),K(7),Q1,A,B,QSTAS,DP)
GO TO 10
61 CALL TRIPL(K(1),K(2),K(3),K(4),K(5),Q1,A,B)
.
.
.
CALCUT 28/09/74 14.12'52

GO TO 10
90 STOP
1 FORMAT(10F9.4)
2 FORMAT(11,7F10.5)
3 FORMAT(11,7(1,FR.4),8(1,A4))
4 FORMAT(10,7X,F10.5))
END
CALCUT 28/09/74 14.12'52

```

Fig.33. JOB CALOUT, AN 0550. Programul principal de calcul (Seq. A) al multiplicatorului de frecvență.

de frecvență. Se observă că aici s-au folosit cicluri incluse, ciclul DO 42 $J = 1, N$ fiind inclus în ciclul "exterior" DO 9 $I = 1, 8$. Pentru fiecare valoare a contorului I, care a condus la dublor sau la triplor, se execută în întregime ciclul contorului J. În prealabil N a luat valoarea maximă corespunzătoare dublorului ($N = 7$) respectiv triplorului ($N = 5$).

9. instrucțiunea CONTINUE, care nu determină efectuarea vreunui calcul. Ea încheie ciclul DO 42 $J = 1, N$ comandând executarea verificărilor de 7, respectiv 5 ori.

10. instrucțiunea IF (L, EQ.0) GOTO 60, comandă un salt condiționat la eticheta 60 unde IF(IEQ.3)GOTO 61, care se cheamă subrutina externă TRIPL, dacă nu, se cheamă subrutina externă DUBLR, efectuându-se calcule pentru triplorul respectiv pentru dublorul de frecvență.

După fiecare din aceste două variante GOTO 10, adică se citește altă cartelă.

11. instrucțiunea 99 STOP este ultima instrucțiune operantă a programului, având drept scop oprirea executării programului și transferarea comenzii către programul monitor. Deci STOP este activă în faza de execuție.

12. instrucțiunea END, care indică compilatorului terminarea unui text FORTRAN, este activă în faza de compilare din limbaj FORTRAN, în limbajul mașinii (programul obiect).

În esență, programul principal permite ca după prealabile verificări, comune pentru calculul dublorului și triplorului de frecvență, să se cheme subrutinele externe :

1. DUBLR (K(1), K(2), K(3), K(4), K(5), K(6), K(7),
Q1, A, B, C, STAS, D_p)

2. TRIPL (K(1), K(2), K(3), K(4), K(5), Q1, A, B) și să se efectueze calculele de optimizare specifice acestor tipuri de multiplicatoare de frecvență, conform subprogramelor (segmentelor) B și C.

././.

CAPITOLUL IV
=====

PROIECTAREA OPTIMALA A DUBLOARELOR STATICE DE FRECVENȚA,
PRIN UTILIZAREA CALCULULATORULUI NUMERIC.

4.1. Introducere.

În capitolul 3 s-au expus, în general, care sînt considerentele de la care se pleacă atunci cînd se demonstrează necesitatea introducerii studiului optimizării multiplicatorului de frecvență cu ajutorul calculului numeric.

În subcapitolul 4.2 se face sinteza recomandărilor din literatură pentru calculul dubloarelor de frecvență de alt tip decît Joly-Epstein, cu unele din acestea cele în punte condensatorică și în punte inductivă, urmînd să se facă o proiectare comparativă pentru a vedea care se preferă, la parametri identici în circuitul de ieșire : S_2, I_2, U_2, f_2 .

Subcapitolul 4.3 este cel mai dezvoltat. În paragraful 4.3.1 se prezintă programul de calcul al optimizării dublorului de frecvență Joly-Epstein, elaborat pe baza algoritmului din subcapitolul 3.3. Trebuie arătat că în cadrul algoritmului s-au păstrat formulele recomandate de literatură, însă, ca o contribuție originală, rezultat al cercetărilor aplicative efectuate asupra performanțelor dublorului de frecvență Joly-Epstein în laborator, se propune o metodică de proiectare adaptată cazului în care miezul este executat din tole ARMCO de 0,35 mm, în sensul că se stabilesc valorile cele mai potrivite pentru unii coeficienți, întrucîtva diferite de cele din literatură.

În paragraful 4.3.2 se demonstrează pe bază de calcule cu referiri la rezultatele cercetării de laborator, că utilizarea în unele formule a coeficienților din literatură indicați pentru execuții de miezuri din alte tole, decît tola ARMCO de 0,35 mm, ar conduce la dubloare de frecvență Joly-Epstein ai căror parametri diferă mult de cei măsurați în laborator, pe modelul executat conform acestor indicații. Spre deosebire de acest caz, utilizînd coeficienții cu aplicabilitate în cadrul execuției miezului din tola ARMCO de 0,35 mm se poate observa din Tabelul 4.1 coloanele 4 și 5 că varianta astfel realizată prezintă parametri măsurabili în laborator, aproape identici cu cei prezumați în calculul
...
...

teoretic.

În paragraful 4.3.5 se face demonstrația faptului că la aceiași parametri de ieșire : S_2 , I_2 , U_2 și f_2 dublului de frecvență Joly-Epstein este superior dubloarelor de frecvență în punte condensatorică și punte inductivă, lucru care nu se evidențiază în mod deosebit în literatură, dar care se impune în cazul în care se cere să se aleagă cel mai eficient dintr-o suită de oferte. Dacă se iau în considerare numai pierderile de energie în transformatorul de adaptare , care trebuie să însoțească aceste dubloare, superioritatea dublului Joly-Epstein este evidentă.

În subcapitolul 4.4 se prezintă câteva considerații asupra optimizării pierderilor de putere a randamentului la dubloarele de frecvență Joly-Epstein, utilizând calculul numeric la proiectarea acestora, într-o anumită gamă de puteri S_2 și de inducție B_{1m} .

4.2. Sinteza recomandărilor din literatură privind dimensionarea dubloarelor statice de frecvență [5 , 7 , 49].

4.2.1. Calculul dublului static de frecvență Joly-Epstein

Așa cum s-a expus încă din introducere , formulele recomandate de literatură pentru calculul dublului de frecvență Joly-Epstein , la care pentru o parte din coeficienții cu valori variabile, s-au adaptat de către autor valori noi, valabile pentru execuția miezului dublului din tablă ARMCO de 0,35 mm, sînt cele din capitolul 3. Cînd se vor utiliza în acest capitol se vor face referirile necesare.

4.2.2. Calculul dublului static de frecvență cu condensatoare în punte (fig.2-4a și fig.4-1).

Secțiunea activă S_{m1} trebuie calculată cu relația:

$$S_{m1} = (3,8 \div 5) \sqrt{\frac{S_2}{Kf}} \cdot 10^{-4} \quad [m^2] \quad (4-1)$$

$$h = (2,7 \div 3,3) \sqrt{S_m \cdot K} \cdot 10^{-2} \quad [m] \quad (4-2)$$

Lățimea b și grosimea c a secțiunii miezului vor fi calculate cu formulele :

$$b = 0,95 \sqrt{S_m} \cdot 10^{-2} \quad [m] \quad (4-3)$$

$$c = 1,15 \sqrt{S_m} \cdot 10^{-2} \quad [m] \quad (4-4)$$

././.

Numărul de spire al înfășurării primare se va calcula cu formula :

$$W_1 = (0,1 \div 0,11) \frac{U_1}{f_{0,1m} \cdot S_m} \quad (4-5)$$

Se folosește tabla ARMO de 0,35 mm, la care se recomandă $B = 2T$. Curentul primar se calculează cu formula :

$$I_1 = (0,8 \div 1) I_2 [A] \quad (4-6)$$

Tensiunea secundară a dublorului de frecvență în punte condensatorică se calculează cu formula :

$$U_2 = (0,3 \div 0,4) U_1 [V] \quad (4-7)$$

Numărul de spire al înfășurării de premagnetizare este calculat cu formula :

$$W_p = (0,75 \div 0,85) \frac{W_1 I_1}{I_p} \quad (4-8)$$

Mărimea capacității condensatoarelor C_1 incluse în brațele punții se determină din formula :

$$C_1 = (0,04 \div 0,06) \frac{I_2}{f U_2} [F] \quad (4-9)$$

În cazul că se impune un transformator de adaptare, acesta se va calcula la 100 Hz.

Pentru calculul încălzirii și al randamentului se folosesc aceleași formule ca în subcapitolul 3.2.

4.2.3. Calculul dublorului static de frecvență în punte inductivă . -

Un asemenea dublor este reprezentat ca schemă în fig.2.4e, iar constructiv în fig.4.1.

Secțiunea activă S_{m1} , înălțimea miezului și dimensiunile secțiunii miezului se calculează cu formulele :

$$S_m = (3,2 \div 4) \sqrt{\frac{S_2}{k \cdot f}} \cdot 10^{-4} [m^2] \quad (4-10)$$

././.

- 107 -

$$h = (2,5 \div 3,3) \sqrt{k \cdot S_m} \cdot 10^{-2} \quad [\text{m}] \quad (4-11)$$

$$b = 0,95 \sqrt{S_m} \cdot 10^{-2} \quad [\text{m}] \quad (4-12)$$

$$c = 1,15 \sqrt{S_m} \cdot 10^{-2} \quad [\text{m}] \quad (4-13)$$

Numărul de spire al bobinei primare a reactorului saturat se calculează cu formula :

$$W = (0,1 \div 0,11) \frac{U_1}{f \cdot B_{1m} \cdot S_m} \quad (4-14)$$

Curentul primar al unui asemenea dublor se calculează cu formula

$$I_1 = (1,05 \div 1,3) I_2 \quad [\text{A}] \quad (4-15)$$

Curentul în înfășurarea W este calculat cu formula :

$$I = 0,5 \sqrt{I_1^2 + I_2^2} \quad [\text{A}] \quad (4-16)$$

Tensiunea de ieșire a dublorului :

$$U_2 = (0,65 \div 0,75) U_1 \quad [\text{V}], \quad (4-17)$$

nu poate niciodată depăși pe U_1 .

Capacitatea condensatorului de compensare longitudinală se calculează conform relației :

$$C_2 (0,05 \div 0,07) \frac{I_2}{f U_2} \quad [\text{F}] \quad (4-18)$$

4.2.4. Calculul dublorului de frecvență trifazat cu 6 coloane.

Un asemenea dublor de frecvență se reprezintă ca schemă și constructiv în fig.4.2.

Secțiunea activă S_m , înălțimea coloanei, lățimea și lungimea secțiunii miezului se vor calcula cu formulele :

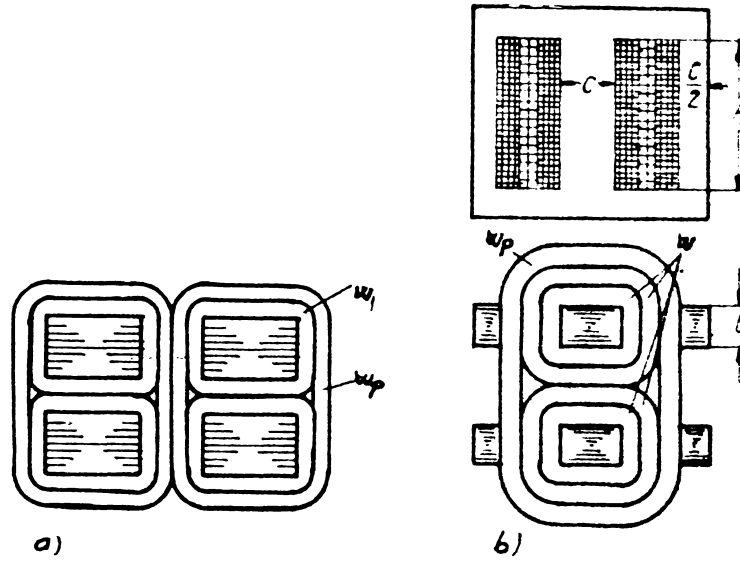


Fig. 4-1 Construcția dubloarelor de frecvență în punte :
 a) miez cu coloane;
 b) miez în monta (blindat);

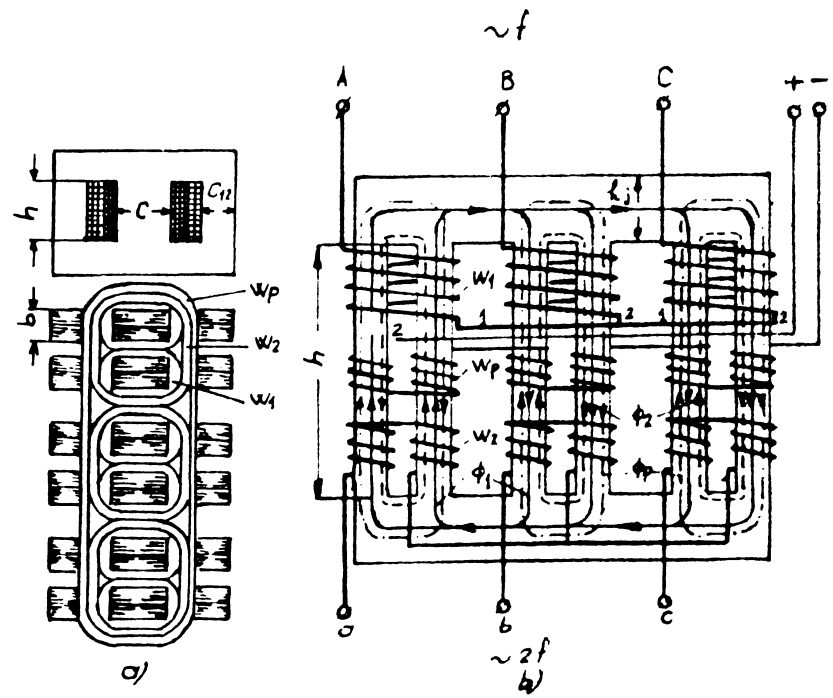


Fig. 4-2 Construcția dublorului de frecvență trifazat, cu 6 coloane.

$$S_m = (2,5 \div 3) \sqrt{\frac{S_f}{fK}} \cdot 10^{-4} \quad [m^2] \quad (4-19)$$

$$h = 4,8 \div 5 \sqrt{S_m K} \cdot 10^{-2} \quad [m] \quad (4-20)$$

$$b = 0,95 \sqrt{S_m} \cdot 10^{-2} \quad [m] \quad (4-21)$$

$$c = 1,15 \sqrt{S_m} \cdot 10^{-2} \quad [m] \quad (4-22)$$

Înălțimea jugului se calculează cu formula :

$$h_{jug} = 2,1 \sqrt{S_m \cdot K} \quad [m] \quad (4-23)$$

iar numărul de spire al înfășurării primare la coloanele marginale:

$$W_1 = 0,1 \frac{U_{1f}}{f \cdot B_{lm} \cdot S_m} \quad (4-24)$$

Să notăm că numărul de spire al înfășurării primare pe miezul din mijloc, trebuie să fie cu (5-8) % mai mic decât la miezurile din margine.

Numărul spirelor din înfășurarea secundară și înfășurarea de premagnetizare se calculează cu formulele :

$$W_2 = (1,3 \div 1,5) \frac{U_{2f}}{U_{1f}} W_1 \quad (4-25)$$

$$W_p = (0,9 \div 1,0) \frac{I_2}{I_p} W_2 \quad (4-26)$$

Curentul în înfășurarea primară se poate calcula, folosind formula:

$$I_1 = (1,05 \div 1,3) \frac{W_2}{W_1} I_2, \quad [A] \quad (4-27)$$

iar capacitatea condensatorului de compensare longitudinală se calculează cu formula :

$$C_2 = (0,05 \div 0,07) \frac{I_2}{fU_2} \quad [F] \quad (4-28)$$

.//.

Verificarea încălzirii se face cu formulele (3-28) și (3-31), iar randamentul se calculează cu formula (3-30).

4.3. Proiectarea optimală și comparativă a dubloanelor de frecvență, utilizând calculatorul numeric pentru dublorul de frecvență Joly-Epstein.

Pentru studiul aprofundat într-o anumită gamă de puteri și de inducții a parametrilor dublorului de frecvență, precum și al regimurilor sale de funcționare, în vederea optimizării, este indispensabilă utilizarea calculului numeric. Pentru utilizarea eficientă a calculului numeric este însă necesar să existe un algoritm și un program adecvat, care nu pot fi alcătuite dacă nu s-au realizat prototipurile necesare, pe care să se verifice în ce măsură coeficienții cu valori variabile indicați de literatură conduc prin utilizarea formulelor din care ei fac parte la parametrii, care să corespundă celor determinați prin cercetarea de laborator.

Pe baza cercetării asupra prototipurilor construite, autorul a putut să adapteze valorile coeficienților pentru tipul de dublor realizat prin utilizarea la construcția miezului a tolei ARMCO de 0,35 mm coeficienți folosiți la elaborarea algoritmului și a programului care se prezintă în această lucrare.

4.3.1. Programul de calcul al optimizării dublorului de frecvență Joly-Epstein (în FORTRAN).

Din punct de vedere al celor prezentate în paragraful 3.4.1, în realitate, este vorba de un subprogram (subrutină exterioară) de calcul, numită în programul unitar, segmentul B - DUBLR, care este chemat la eticheta 60 prin "CALL DUBLR (K(1), K(2), K(3), K(4), K(5), K(6), K(7), Q1, A, B, Q_{STAS}, D_p)".

Dacă se analizează structura subrutinei DUBLR, definită sub forma unui program în FORTRAN, elaborat pe baza schemei logice din fig.4.3(a) se constată că ea se compune dintr-o serie de instrucțiuni scrise în limbajul respectiv, adică FORTRAN.

În ordinea logică din subrutina DUBLR, aceste instrucțiuni sînt :

1. declarația de definiție a subrutinei, care cuprinde denumirea acesteia - DUBLR - și lista de argumente convenționale.

2. declarația de tip INTEGER : S₂, W₁, W₂, W_p se

//.

face deoarece variabilele respective nu încep cu una din literele I, J, K, L, M, N. După cum se observă identificatorii de variabilă se separă între ei prin virgulă variabilele declarate întregi rămân astfel în tot cursul programului;

3. declarația tip REAL KSM₁, KW₁, KW₂ . . . I₁, P, KU₂, P_{Fe} pentru restul variabilelor, deoarece o parte din ele încep cu literele I, J, K, L, M, N.;

4. declarația de alocare DATA pentru valorile constante ale unor mărimi utilizate în program, cum sînt : K_{Isc1}, K_{Isc2}, \bar{U}_{1m} , \mathcal{Y}_{ou} , \mathcal{Y}_{ou2} , \mathcal{Y}_{2U2} , K_{u2}, B_{1m}, H_{baz}, P_{Fe} și pi;

5. instrucțiunea operantă de extragere WRITE(108,1) prin care se comandă imprimantei, ca în conformitate cu 1 FORMAT să se afișeze denumirea lucrării : PROIECTAREA OPTIMALA A DUBLORULUI DE FRECVENTA JOLY-EPSTEIN" , înainte de afișarea datelor calculate;

6. instrucțiunea de ciclare DO 800 S₂ = 4000, 20000, 1600, prin care se comandă executarea tuturor instrucțiunilor pînă la eticheta 800, inclusiv aceasta, adică se calculează toate variantele pentru S₂, care în cazul acesta a devenit un contor a cărui valoare inițială este 4000, valoare finală 20000 cu pasul egal cu 1600;

7. instrucțiunile de atribuire de tip aritmetic pentru calculul lui ETA, SM1, SM2, Dcol₁, I₂, H_{MIN}, H_{MAX}, H_{MOD};

8. instrucțiunea de ciclare (primul ciclu în ciclul de la punctul 5) DO 800 I = 1,5, prin care se comandă o anumită valoare a lui S₂, să se lucreze cu cele cinci valori alocate inducției magnetice în miez B_{1m};

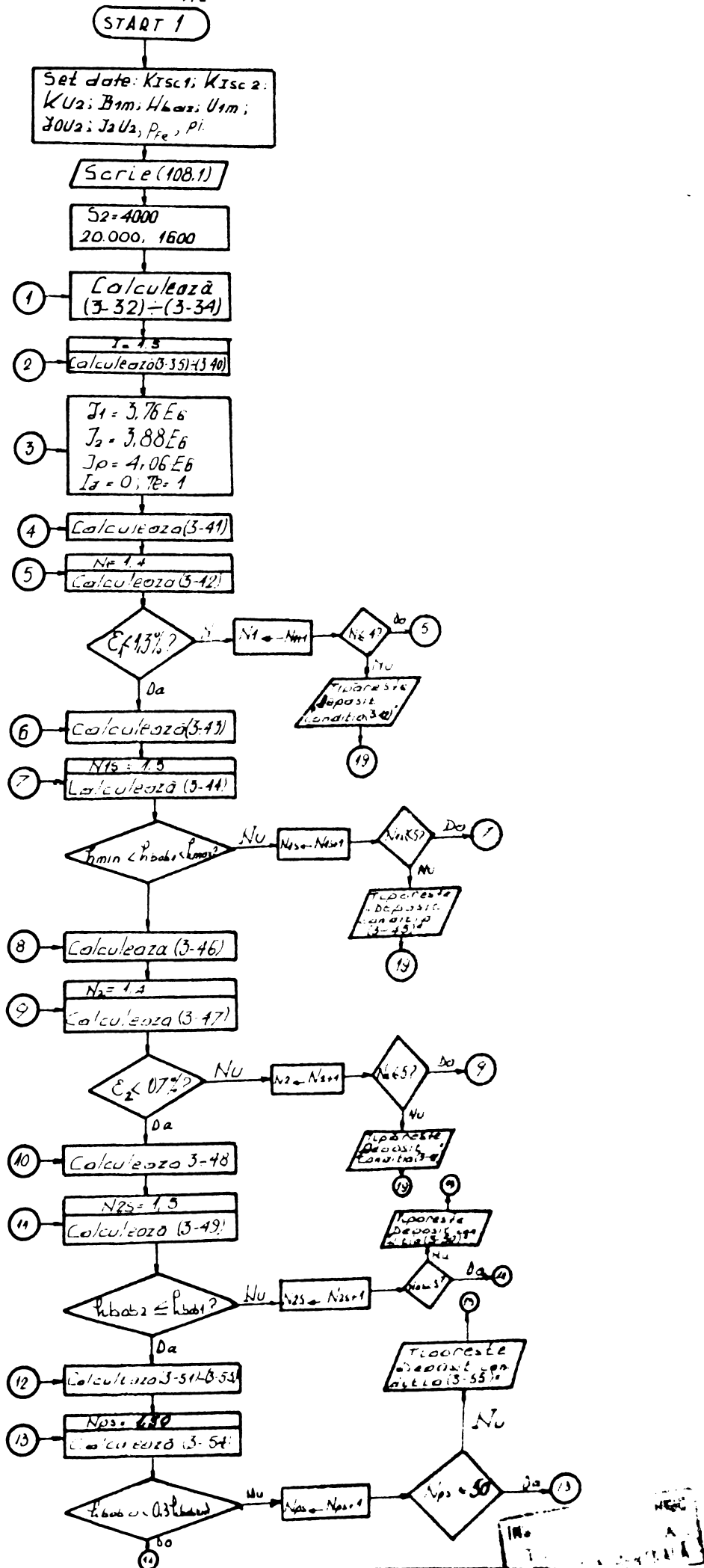
9. instrucțiunile de atribuire de tip aritmetic, permit în continuare să se calculeze : W₁, W₂, I și W_p, pentru valoarea respectivă a inducției magnetice în miez;

10. instrucțiunile de atribuire aritmetice, cînd J₁, J₂ și J_p capătă valori corespunzătoare lui I J = 0 și t_f = 1;

11. instrucțiunea de atribuire etichetată 100 permite calculul lui q_{1calc}, conform formulei (3-41);

12. instrucțiunile de ciclare DO 101 N₁ = 1,4 ; DO 101 K = 1,40 și DO 101 J = 1,48, comandă calculele și verificările impuse de formula (3-42) din algoritm, cînd se variază N₁ și se citesc valorile lui O_{1BTAS} din tabel, pînă cînd $\xi < 1,3\%$;

13. instrucțiunile de salt condiționat IF și de salt necondiționat GOTO incluse în ciclurile de la punctul 12



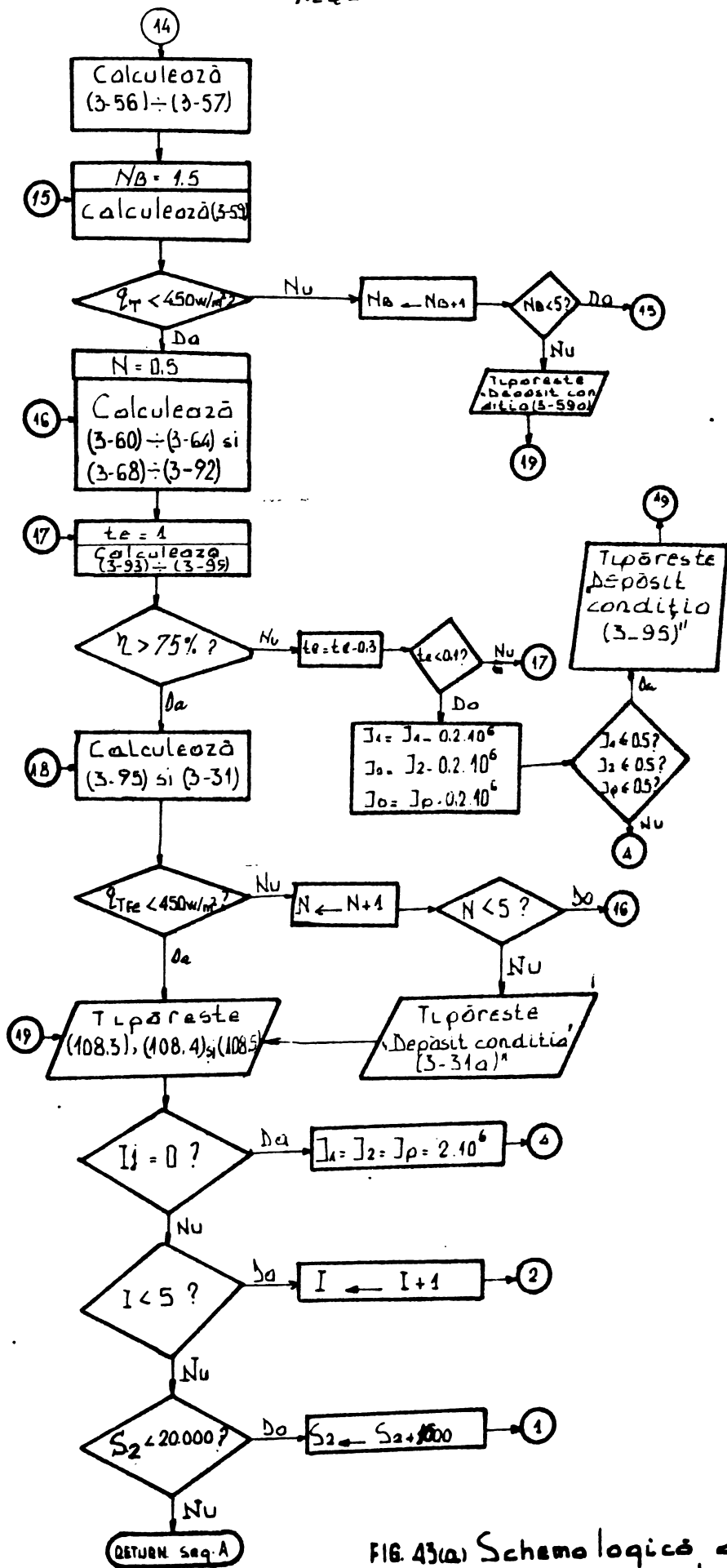


FIG. 43(a) Schemă logică a programului de calcul al duratorului de frecvență JOLY-EPSTEIN. $S_2 = (4 + 2Q)VA$


```

52 B1=AMAX1(A(K),B(J))*1E-3 -144-
53 DO 120 N1S=1,5
54 HBUB1=0.02+(N1*B1*W1+2*N1*W1*U.0005)/N1S
55 IF(HMIN.LT.HBUB1.AND.HROR1.LT.HMAX)GO TO 130
56 120 CONTINUE
57 NFORM=13
58 WRITE(108,2)NFORM,HBUB1
59 GO TO 700
60 130 Q2=I2/I2
61 DO 131 N2=1,4
62 QCN=Q2C/N2
63 DO 131 K=1,40
64 DO 131 J=1,48
65 IF(Q1STAS(J,K).EQ.U) GO TO 131
66 IF(ABS(Q1STAS(J,K)*1E-6/QCN-1).LT.U.7E-2) GO TO 160
67 131 CONTINUE
68 NFORM=14
69 WRITE(108,2)NFORM,Q2C
70 GO TO 700
71 140 Q2=Q1STAS(J,K)*N2*1E-6
72 A2=AMIN1(A(K),B(J))*1E-3
73 B2=AMAX1(A(K),B(J))*1E-3
74 DO 151 N2S=1,5
75 HBUB2=0.02+(N2*B2*W2+2*N2*W2*U.0005)/N2S
76 IF(HBUB2.LT.HROR1)GO TO 160
77 151 CONTINUE
78 NFORM=15
79 WRITE(108,2)NFORM,HBUB2
80 GO TO 700
81 160 QPC=IP/JP
82 DO 170 J=1,49
83 IF(QPSTAS(J)*1E-6.GE.QPC)GO TO 175
84 170 CONTINUE
85 NFORM=17
86 WRITE(108,2)NFORM,QPC
87 GO TO 700
88 175 QPG=QP(J)*1E-3
89 QPM=QPSTAS(J)*1E-6
90 DO 180 NPS=1,50
91 HBURP=0.01+(QPG*WP+2*W*U.0005)/NPS
92 IF(HRORP.LT.Q.3+HMED) GO TO 131
93 180 CONTINUE
94 NFORM=18

```

```

95 WRITE(108,2)NFORM,HBURP
96 GO TO 700
97 181 H=HROB1+HROBP
98 C BF1=3*R* 1E-3+N1S*A1+2*N1S*U.0005+(N1S-1)*0.001+
99 C +N2S*A2+2*N2S*U.0005+(N2S-1)*0.001
100 BF1=0.022+N1S*(A1+U.0016)+N2S*(A2+U.0016)
101 C BF=2*R*10*1E-3+NPS*QPG+2*NPS*U.0005+(NPS-1)*0.0005
102 BF=0.0155+NPS*(QPG+U.0011)
103 IF(RF.LT.RF1)BF=BF1
104 JT=(J1+J2+JP)/3
105 DO 220 NB=1,5
106 QT=JT*0.0175E-6*(W1*I1+W2*I2*WP*ID)/2/NB/H
107 IF(QT.LT.450) GO TO 230
108 220 CONTINUE
109 NFORM=22
110 WRITE(108,2)NFORM,QT
111 GO TO 700
112 230 DO 530 J=1,6
113 N=J-1
114 SM=SM2+N*NCOL1*U.002
115 NCOL1=SQRT(4./O7+SM/U.78)
116 R2=0.695+SQRT(SM/2)
117 C2=1.900+SQRT(SM/2)
118 LMR=2.5*CH*BF*3*SM*1.1

```

62*XC2*Y2/50/180

- 115 -

```

U2U=KU*(I)*220.*W2/W1
IPB=IP*WP/HBA7(I)/LM
IS1B=KISC1(I)*SQRT(JOU(I)*(JOU2(I)+JOU2(I)+IPB*IPB)/2)/JOU2(I)
IS1A=ISC1A*HBA7(I)*LM/W1
IS2B=KISC2(I)*SQRT(2.)*IPB*J2U2(I)/JOU2(I)
IS2A=ISC2A*HBA7(I)*LM/W2
LW1=PI*(DCOL1+16E-3+N1S*A1+(N1S-1)*0.001+N1S*0.0006)
LW1=PI*(DCOL1+15E-3+N1S*(A1+0.001A))
LW2=PI*(DCOL1+16E-3+2*(N1S*A1+(N1S-1)*0.001+N1S*0.0006)+
+16E-3+(N2S*A2+(N2S-1)*0.001+N2S*0.0006))
LW2=PI*(DCOL1+29E-3+2*N1S*(A1+0.0015)+N2S*(A2+0.0016))
LWP=4.14*LW2/PI+20E-3
GCU1=2*8900*LW1*Q1*W1
GCU2=2*8900*LW2*Q2*W2
GCU=8900*LWP*QP*WP
GCU=GCU1+GCU2+GCU
DPCU1=2.4*J1*J1+GCU1*1E-12
DPCU2=2.4*J2*J2+GCU2*1E-12
DPCU=2.4*JP*JP+GCU*1E-12
DPCU=DPCU1+DPCU2+DPCU
GFE=7800*SM1*H
GFEJ=7800*SM1*2.*(BF+DCOL1)

```

CALCUT 28/09/74 14.13'10

```

GFE=4*(GFE+GFEJ)
GTUT=GCU+GFE
490 DPF=PF*(I)*GFE*SQRT(TL)
SDP=DPCU+DPF
ETA=S2*0.8*SQRT(TL)/(S2*0.8*SQRT(TL)+SUP)
IF(ETA.GT.75E-2) GO TO 520
IF(TL.EQ.0.1) GO TO 510
TL=TL-0.3
GO TO 490
510 IF(J1.LT.0.5E6) GO TO 515
J1=J1-0.2E6
J2=J2-0.2E6
JP=JP-0.2E6
GO TO 490
515 NFURM=51
WRITE(108,2)NFORM,ETA
GO TO 700
520 AFE=4*(PI+2*N)*DCOL1*(H+2*UCOL1+RF)
QTF=DPF/AFE
IF(QTF.LT.450) GO TO 700
530 CONTINUE
NFURM=53
WRITE(108,2)NFORM,QTF
700 WRITE(108,3)S2,B1M(I),TL,SM1,GTUT,DPG
WRITE(108,4)J1,W1,I1,O1,A1,R1,N1,W1S,ISC1.
W J2,W2,I2,O2,A2,B2,N2,W2S,ISC2.
W JP,WP,IPB,OP,
WRITE(108,5)H,BF,C2,U20,ETA,NB,GCU,GFE,DPCU,DPF,QTF,H
WRITE(108,6)R2S,C25
IF(IJ.NE.0) GO TO 800
IJ=1
J1=2E6
J2=2E6
JP=2E6
TU=1
GO TO 490
800 CONTINUE
RETURN
1 F KMAT(///2UX,***** PROTECTAREA OPTIMALA A DIABLODULUI DE PRECVER
TA *JOLY-EDREYH *****)
2 FORMAT(/) ***** DEPASIRE LA CUNDIYA .12. .... (E15.7)
3 FORMAT(AX. S2=.15,10X. B1M=.15.8. YL=.145.8. CN1=.61
5.8. GTOT=.E15.9. DP=.E13.7)
4 FORMAT(11Y. J1.11X. W1.11Y. I1.11X. O1.11X. A1.11X. R1.11X. N1.11X. W1S.11X.

```

```

,8X,'ISC'/
/ 1 ' .E15.8,I7.4(2X,E15.8),2I3.2Y,E15.8/
/ 2 ' .E15.8,I7.4(2X,E15.8),2I3.2Y,E15.8/

```

CALCUL 28/09/76 16.13.10

```

/ 3 ' .E15.8,I7.2(2X,E15.8),57X,I7)
5 FORMAT(6X,' H=' .E15.8,' RF=' .F15.8,' C2=' .E15.8,' G70=' .E15.
.8,' ETA=' .E15.8,' NB=' .I1/
/ 6X,' GCU=' .E15.8,' GFE=' .E15.8,' DPCU=' .E15.8,' C
DPFE=' .E15.8,' GTFE=' .F15.8,' N=' .I1)
6 FORMAT(6X,' B?' .E15.8,' C2=' .F15.8///)
END

```

CALCUL 28/09/76 16.13.10

tipărit depășirile de condiții;

19. instrucțiunea de atribuire etichetată 101 permi-
te calculul înălțimii $h = h_{\text{bob } 1} + h_{\text{bob } p}$
20. instrucțiunile de atribuire pentru calculul b_f
al ferestrei miezului magnetic și a densității medii de curent J_f
(pentru calcul q_T , care urmează);
21. instrucțiunea 10 220 $N_B = 1,5$, comandă ciclarea
calculului pentru q_T , pînă cînd se îndeplinește condiția $q_T < 400$
 W/m^2 . În caz contrar se arîșează depășirea condiției prin instruc-
țiunea WRITE (108,2) și prin instrucțiunea GOTO 700 se abandonează
varianta, trecîndu-se la următoarea;

permit citirea tabelului STAS când anumite rubrici sînt albe (necesitate) și saltul la calculul lui $Q_1 = Q_{1STAS} \cdot K_1 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$ (conținutul etichetei 110), odată cu calculul lui A_1 și B_1 , corespunzătoare lui Q_{1STAS} ;

14. instrucțiunea 101 CONTINUE comandă continuarea ciclurilor DO 101 $N_1 = 1,4$; DO 101 $K = 1,40$; DO 101 $J = 1,48$;

15. instrucțiunea de extragere WRITE (108,2) comandă afișarea "Depășit condiția (3-42)", iar instrucțiunea de salt GOTO 700 comandă abandonarea calculului pentru această variantă, cu condiția depășită și scrierea rezultatelor de pînă acum, completat cu cele de la varianta precedentă;

16. instrucțiunea de ciclare 10120 $N_{15} = 1,5$ comandă calculul lui $h_{bob 1}$, pentru $N_{15} = 1 \div 5$ și verificarea îndeplinirii condiției (3-45), cu ieșirea din ciclu prin instrucțiunea 120 CONTINUE, afișarea "Depășit condiția (3-45)" pe 2 FORME (dacă nu s-a realizat (3-45) după 5 cicluri) și abandonarea variantei prin GOTO 700;

17. instrucțiunile cuprinse de la eticheta 150 inclusiv, pînă la 160 exclusiv, de ciclare, de atribuire și de salt comandă executarea calculelor aceleași mărimi în modul descris de la punctul 11 la punctul 16, pentru înfășurarea secundară a dublurii de frecvență Joly-Epstein: Q_2 calc., Q_2 , N_2 , N_{2s} , $h_{bob 2}$, A_2 , B_2 . Bineînțeles că și aici s-au prevăzut instrucțiunile de abandonare de variantă prin GOTO 700, inclusiv afișările de depășiri, conform WRITE (108,2);


18. instrucțiunile cuprinse între eticheta 160 inclusiv și eticheta 181 exclusiv, permit calcule similare pentru Q_p , D_p , N_{sp} , $h_{bob p}$, ale înfășurării de premagnetizare. Se prevăd și aici instrucțiunile de abandonare variantă (GOTO 700), după ce s-au tipărit depășirile de condiții;

19. instrucțiunea de atribuire etichetată 181 permite calculul înălțimii $h = h_{bob 1} + h_{bob p}$;

20. instrucțiunile de atribuire pentru calculul B_2 al ferestrei miezului magnetic și a densității medii de curent J_1 (pentru calcul Q_T , care urmează);

21. instrucțiunea 10 220 $N_B = 1,5$, comandă ciclarea calculelor pentru Q_T , pînă cînd se îndeplinește condiția $Q_1 < 470 \text{ W/m}^2$. În caz contrar se afișează depășirea condiției prin instrucțiunea WRITE (108,2) și prin instrucțiunea GOTO 700 se abandonează varianta, trecîndu-se la următoarea;

22. instrucțiunea DO 530 $J = 1,0$ comandă ciclarea calculelor, care preced calculul optim al randamentului și al fluxului termic în fier q_{TFe} , prin introducerea a canale de racire în aluz, al căror număr N este dat de relația $N = J - 1$. Înainte de calculul lui η (randamentul), instrucțiunile de atribuire din program comandă calculul următoarelor mărimi: $S_M, L_M, C_2, U_{20}, I_{sc1}, I_{sc2}, I_{scp}, G_{Cu}, G_{Fe}, \Delta P_{Cu}, \Delta P_{Fe}$ și $\sum \Delta P$.

Dacă randamentul rezultat din calcul nu îndeplinește condiția: $\eta > 75\%$, programul permite micșorarea lui t_l (pînă la $t_l = 0,1$) și reluarea calculelor de la instrucțiunea etichetată 490. Dacă micșorînd t_l pînă la $t_l = 0,1$ nu s-a realizat condiția respectivă pentru η , atunci se micșorează și densitățile de curent în trepte de $0,2 \cdot 10^6$ A/m², relizîndu-se calculele de la formula (3-41) conectorul (4) din  schema logică. Dacă nici prin micșorarea densităților de curent nu s-a ajuns la un randament corespunzător atunci instrucțiunea WRITE (108,2) afișează depășirea condiției, iar prin instrucțiunea GOTO 700 se abandonează varianta, după ce s-au scris rezultatele obținute pînă acum, completate cu rezultatele din varianta precedentă.

Instrucțiunea GOTO 520, de salt, comandă dacă randamentul $\eta > 75\%$, calculul secțiunii laterale a miezului A_{Fe} , din mi-se lui $N = J - 1$, valori de la $N = 0$ la $N = 5$ pînă cînd $q_{TFe} < 450$ W/m². Dacă nu se obține o încălzire care să se încadreze în normal prin instrucțiunea WRITE (108,2) se afișează depășirea condiției;

23. instrucțiunile de extragere WRITE (108,3); WRITE(108,4) și WRITE (108,5) de la eticheta 700 permit afișarea rezultatelor.

24. instrucțiunea IF(LINE 0)GOTO 800, comandă (adică da) cu același S_2 și B_{1m} la care se schimbă $J_1 = J_2 = J_P = 2 \cdot 10^6$ A/m², o nouă variantă, sau(dacă nu) revenirea în contorul $I = 1,5$ (la $I \leq 5$) cu o altă valoare pentru S_2 - revenire în contorul $S_2 = 4000, 20000, 1600$ (dacă $S_2 < 20000$);

25. instrucțiunea RETURN comandă revenirea în programul principal, prezentat în paragraful 3.4.1

Programul prezentat, rulat pe calculator, permite ca în cîteva minute să se calculeze 110 variante de dublare de miez. Joly Epstein, optimizate, conform celor prezentate din punct de vedere al randamentului și deci al pierderilor.

În plus, analiza datelor din LISTING va permite autorului să facă comparația din paragraful 4.3.2 și cele citate în considerații din subcapitolul 4.4, care lăurează noi aspecte

asupra proiectării, execuției și funcționării dubloarelor de frecvență Joly - Epstein.

Fără utilizarea calculului numeric toate acestea ar fi fost practic imposibile.

4.3.2. Comparație între varianta de dublor de frecvență Joly-Epstein calculată afnd coeficienților valori conform recomandărilor din literatură și varianta de dublor de frecvență dînd coeficienților valorile adaptate de autor cazului concret de realizare a miezului din tolă ARMCO de 0,35 mm.

În proiectarea dubloarelor de frecvență, care lucrează în regim melinier, o fază importantă o constituie realizarea modelelor, pe care trebuie să se efectueze cercetări de laborator pentru a avea certitudinea că relațiile dimensionale utilizate corespund realității fizice.

Autorul a întreprins cercetări de laborator în acest sens, stabilind valori adaptate pentru coeficienții formulelor din literatură, valabile pentru construcția miezului din tablă ARMCO, în gama de puteri respectivă.

Pentru a evidenția importanța pe care o au valorile adaptate, se prezintă sub formă de tabel rezultatele optime, calculînd un dublor de frecvență cu valori ale coeficienților indicate de literatură și altul calculat cu valori ale coeficienților stabilite de autor, comparîndu-se rezultatele teoretice cu rezultatele cercetării de laborator (pentru parametrii măsurabili - U_1 , I_1 , U_2 , I_2 , U_{20} , I_{1sc} , I_{2sc}) efectuată asupra modelelor respective. Parametrii dublorului de frecvență calculat, realizat și încercat în laborator, în aceste două variante sînt :

1. tensiunea primară $U_1 = 220$ V;
2. tensiunea secundară $U_2 = 180$ V;
3. $f_1 = 50$ Hz; $f_2 = 100$ Hz;
4. $I_{2n} = 31$ A; $\cos \varphi_2 = 0,8$;
5. curentul de premagnetizare $I_p = 20$ A;
6. caracterul sarcinii : nominală , permanentă,
7. răcire în aer, naturală;
8. materiale folosite : tolă ARMCO de 0,35 mm și conductor izolat B.B.

Formulele utilizate sînt cele din literatură, redacte la prezentarea algoritmului de calcul. La varianta calculată cu valori ale coeficienților conform indicațiilor din literatură s-a

././.

$f_1 = 50 \text{ Hz}$; $f_2 = 100 \text{ Hz}$; $J_1 = 3.74 \cdot 10^{-4} \text{ A/m}^2$; $J_2 = 3.08 \cdot 10^{-4} \text{ A/m}^2$; $J_3 = 3.74 \cdot 10^{-4} \text{ A/m}^2$

Nr. crt.	Nr. formula (in alfabetic)	Varianta cu valorile coeficientilor conf-indicatorilor din literatură [1][5][17]	Rezultate măsurători LABORATOR	Varianta cu valorile adaptate de autor pentru coeficientii formulae	Rezultate măsurători LABORATOR
1	[3-32]	$S_{ms} = 4.46 \sqrt{5600/1.50} = 472 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$	5	$S_{ms} = 4.46 \sqrt{5600/1.50} = 472 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$	5
2	[3-33]	$S_{m2} = \frac{472}{0.97} = 48.67 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$	-	$S_{m2} = \frac{472}{0.97} = 48.67 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$	-
3	[3-34]	$D_{calc} = \sqrt{\frac{4 \cdot 48.67}{\pi}} = 8.9 \cdot 10^{-2} \text{ m}$	-	$D_{calc} = \sqrt{\frac{4 \cdot 48.67}{\pi}} = 8.9 \cdot 10^{-2} \text{ m}$	-
4	Se observă că a rezultat același rezultat al miezului S_{m2} ceea ce upurează mult tehnologia realizării celor două probe pentru un vederea cercetării de laborator a performanțelor lor.				
5	[3-35]	$W_1 = \frac{0.105 \cdot 220}{50 \cdot 2 \cdot 472} = 49 \text{ spire}$	-	$W_1 = \frac{0.1385 \cdot 220}{50 \cdot 2 \cdot 472 \cdot 10^{-4}} = 64 \text{ spire}$	-
6	[3-36]	$W_2 = \frac{46 \cdot 180 \cdot 49}{220} = 64 \text{ spire}$	-	$W_2 = \frac{1.45 \cdot 180 \cdot 64}{220} = 76 \text{ spire}$	-
7	[3-37]	$I_2 = \frac{5600}{180} = 31 \text{ A}$	$I_2 = 31 \text{ A}$, Cu	$I_2 = \frac{5600}{180} = 31 \text{ A}$	$I_2 = 31 \text{ A}$ $U_2 = 120 \text{ V}$ [3-37A]
8	[3-37]	$I_1 = \frac{1.45 \cdot 220 \cdot 31 \cdot 64}{49} = 58 \text{ A}$	$I_1 = 219 \text{ A}$ Cu $U_{max} = 120 \text{ V}$ [3-37B]	$I_1 = \frac{2.44 \cdot 220 \cdot 31 \cdot 76}{54} = 89.93664 \text{ A}$	$I_1 = 90 \text{ A}$ Cu $U_{max} = 180 \text{ V}$
9	[3-39]	$h_{max} = 2.9 \sqrt{48.67 \cdot 10^{-4}} = 20.2 \cdot 10^{-2} \text{ m}$ $h_{max} = 3.5 \sqrt{48.67 \cdot 10^{-4}} = 24.4 \cdot 10^{-2} \text{ m}$ $h_{med} = 0.3 \cdot 20.2 = 26.4 \cdot 10^{-2} \text{ m} = 0.06025 \text{ m}$	-	$h_{max} = 2.8 \sqrt{48.67 \cdot 10^{-4}} = 19.5 \cdot 10^{-2} \text{ m}$ $h_{max} = 3.5 \sqrt{48.67 \cdot 10^{-4}} = 38.4 \cdot 10^{-2} \text{ m}$ $h_{med} = 0.3 \cdot 19.5 = 36.4 \cdot 10^{-2} \text{ m} = 0.08685 \text{ m}$	-
10	[3-40]	$W_p = \frac{1.525 \cdot 21 \cdot 64}{20} = 109 \text{ spire}$	-	$W_p = \frac{21 \cdot 76 \cdot 31}{20} = 250 \text{ spire}$	-
11	[3-40B-C]	$S_{calc} = \frac{3.28 \cdot 10^6}{10^6} = 3.28 \cdot 10^6 \text{ m}^2$ $A = 2 \cdot 10^6 \text{ m}$ $D = 8 \cdot 10^6 \text{ m}$ $N_1 =$	-	$S_{calc} = \frac{3.74 \cdot 10^6}{10^6} = 3.74 \cdot 10^6 \text{ m}^2$ $Q_{max} = 1.4 \cdot 10^6$ $Q_{med} = 2.4 \cdot 10^6 \text{ m}^2$ $A = 5.9 \cdot 10^6 \text{ m}$ $D = 6.1 \cdot 10^6 \text{ m}$	-

12	[3-44]	$h_{\text{bobi}} = 0,02 + \frac{1,8 \cdot 10^{-3} \cdot 49 + 2 \cdot 1 \cdot 49 \cdot 0,0003}{2} = 0,2307 \text{ m}$ $N_{15} = 2$			$h_{\text{bobi}} = 0,02 + \frac{1,64 \cdot 6,7 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 1 \cdot 64 \cdot 0,0003}{2} = 0,2408 \text{ m}$ $N_{15} = 2$	
13	[3-45]	$0,202 < 0,2307 < 0,244 \text{ m}$			$0,195 \text{ m} < 0,2408 \text{ m} < 0,2895 \text{ m}$	
14	[3-46]-(3-48)	$Q_{\text{p calc}} = \frac{31}{3,88 \cdot 10^6} = 8 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3 \rightarrow Q_{\text{p stas}} = 8,04 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3 = Q_2$ $N_2 = 1; A_2 = 2,24 \cdot 10^{-3} \text{ m}; H_2 = 3,75 \cdot 10^{-3} \text{ m}$			$Q_{\text{p calc}} = \frac{31}{3,88 \cdot 10^6} = 8 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3 \rightarrow Q_{\text{p stas}} = 8,04 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3 = Q_2$ $N_2 = 1; A_2 = 2,24 \cdot 10^{-3} \text{ m}; H_2 = 3,75 \cdot 10^{-3} \text{ m}$	
15	[3-49]-(3-50)	$h_{\text{bobi}} = 0,02 + \frac{1,3,77 \cdot 10^{-3} \cdot 64 + 2 \cdot 1 \cdot 64 \cdot 0,0003}{2} = 0,1592 \text{ m}$ $0,1592 \text{ m} < 0,2307 \text{ m}; N_{25} = 2$			$h_{\text{bobi}} = 0,02 + \frac{1,3,77 \cdot 10^{-3} \cdot 76 + 2 \cdot 1 \cdot 76 \cdot 0,0003}{2} = 0,1734 \text{ m}$ $0,1734 \text{ m} < 0,2408 \text{ m}; N_{25} = 2$	
16	[3-51]-(3-53)	$Q_{\text{p calc}} = \frac{20}{4,06 \cdot 10^6} = 4,92 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3 \rightarrow Q_{\text{p stas}} = 5,309 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3$ $D_p = 2,6 \cdot 10^{-3} \text{ m}; N_p = 1$			$Q_{\text{p stas}} = \frac{20}{4,06 \cdot 10^6} = 4,92 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3 \rightarrow Q_{\text{p stas}} = 5,309 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3$ $D_p = 2,6 \cdot 10^{-3} \text{ m}; N_p = 1$	
17	[3-54]	$h_{\text{bobi}} = 0,01 + \frac{12,6 \cdot 10^{-3} \cdot 109 + 2 \cdot 1 \cdot 109 \cdot 0,0003}{6} = 0,0681 \text{ m}$ $N_{ps} = 6$			$h_{\text{bobi}} = 0,01 + \frac{12,6 \cdot 10^{-3} \cdot 250 + 2 \cdot 1 \cdot 250 \cdot 0,0003}{41} = 0,083 \text{ m}$ $N_{ps} = 41$	
18	[3-55]	$0,0681 < 0,06825 \text{ m}$			$0,083 \text{ m} < 0,08685 \text{ m}$	
19	[3-56]	$h = 0,2307 \text{ m} + 0,0681 \text{ m} = 0,2988 \text{ m}$			$h = 0,2408 \text{ m} + 0,083 \text{ m} = 0,3235 \text{ m}$	
20	[3-57]	$H = 2,6 \cdot 10^{-3} + 6,25 \cdot 10^{-3} + 2,6 \cdot 0,0003 + 5 \cdot 0,0003 + 37,7 \cdot 10^{-3} \text{ m}$			$H = 2,8 \cdot 10^{-3} + 11,25 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 11 \cdot 0,0003 + 10 \cdot 0,0003 + 0,0562 \text{ m}$	
21	[3-59]	$Q_{\text{p calc}} = \frac{2,12 \cdot 10^6 \cdot 0,0077 \cdot 90^4}{2 \cdot 2 \cdot 1 \cdot 0,2988} = 589 \text{ m}^3$ $N_p = 2$ $Q_{\text{p road}} = \frac{7,24 \cdot 10^6 \cdot 0,0177 \cdot 90^4}{2 \cdot 2 \cdot 1 \cdot 0,2988} = 1800 \text{ m}^3$ $Q_{\text{p}} = \frac{7,24 \cdot 10^6 \cdot 0,0177 \cdot 90^4}{2 \cdot 2 \cdot 1 \cdot 0,2988} = 1800 \text{ m}^3$	$Q_{\text{p}} = \frac{2,12 \cdot 10^6 \cdot 0,0077 \cdot 90^4}{2 \cdot 2 \cdot 1 \cdot 0,2988} = 589 \text{ m}^3$ $Q_{\text{p}} = \frac{7,24 \cdot 10^6 \cdot 0,0177 \cdot 90^4}{2 \cdot 2 \cdot 1 \cdot 0,2988} = 1800 \text{ m}^3$ $Q_{\text{p}} = \frac{7,24 \cdot 10^6 \cdot 0,0177 \cdot 90^4}{2 \cdot 2 \cdot 1 \cdot 0,2988} = 1800 \text{ m}^3$		$Q_{\text{p}} = \frac{2,89 \cdot 10^6 \cdot 0,0177 \cdot 90^4}{2 \cdot 2 \cdot 1 \cdot 0,3235} = 340 \text{ m}^3$ $N_p = 4$	340 W/m^2

22 [3-58]	589 w/m ² < 450 w/m ²	1600 w/m ² > 450 w/m ²	340 w/m ² < 450 w/m ²
23 [3-60]	$b = 0.9 \sqrt{\frac{48.6 \cdot 10^{-4}}{2}} = 4.44 \cdot 10^{-2} \text{ m}$ $c = 1.2 \sqrt{\frac{48.6 \cdot 10^{-4}}{2}} = 9.92 \cdot 10^{-2} \text{ m}$	-	$S_m = 48.67 \cdot 10^{-3} \cdot 0.89 \cdot 10^{-3} \cdot 0.002 = 48.67 \cdot 10^{-7} \text{ m}^2$ $D = \frac{48.67 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{\pi}} \cdot 0.78 = 8.9 \cdot 10^{-2} \text{ m}$ $b = \frac{0.685 \sqrt{48.67/2}}{\sqrt{48.67/2}} = 9.37 \cdot 10^{-2} \text{ m}$ $c = 1.9 \sqrt{48.67/2} = 3.378 \cdot 10^{-2} \text{ m}$
24 [3-64]	$l_m = 2(0.2988 + 0.0777 \cdot 0.089) = 1.029 \text{ m}$	-	$l_m = 2(0.3255 + 0.0762 + 2.890 \cdot 10^{-2}) = 1.1178 \text{ m}$
25 [3-68]	$C_2 = \frac{0.06 \cdot 31}{70 \cdot 180} = 205 \cdot 10^{-6} \text{ F}$	$C_2 = 102 \cdot 10^{-6} \text{ F}$ core 5-a obti- nurt Uzsonc. man. La Uzsonc. 31A	$C_2 = \frac{0.075 \cdot 31}{50 \cdot 180} = 121.98 \cdot 10^{-6} \text{ F}$ $C_2 = 122 \cdot 10^{-6} \text{ F}$
26 [3-69]	$U_{20} = \frac{0.7220 \cdot 64}{49} = 200 \text{ V}$	$U_{20} = 66 \text{ V}$	$U_{20} = 0.496 \cdot 220 \cdot \frac{76}{64} = 129.58 \text{ V}$
27 [3-70]	$I_p = \frac{20 \cdot 102}{250 \cdot 1.029} = 84.5$	-	$I_p = \frac{220 \cdot 20}{250 \cdot 1.1158} = 179.21$
28 [3-72]	$I_{inc} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{\sqrt{0.1414(0.2221 \cdot 84.5^2)}}{0.2991} = 74.7$	-	$I_{inc} = \frac{0.9 \sqrt{2}}{2} \cdot \frac{\sqrt{0.1414(0.2991^2 \cdot 179.21^2)}}{0.2991} = 196$
29 [3-76]	$I_{inc} = \frac{74.7 \cdot 250 \cdot 1.029}{49} = 99 \text{ A}$	$I_{inc} = 108 \text{ A}$	$I_{inc} = \frac{196 \cdot 22 \cdot 1.1158}{64} = 85.42 \text{ A}$ $I_{inc} = 85 \text{ A}$
30 [3-78]	$I_{inc} = \sqrt{2} \cdot \frac{84.5 \cdot 0.2221}{0.2991} = 116$	-	$I_{inc} = 0.95 \sqrt{2} \cdot \frac{179.21 \cdot 0.2221}{0.2991} = 90.5$
31 [3-77]	$I_{inc} = \frac{116 \cdot 250 \cdot 1.029}{64} = 47 \text{ A}$	$I_{inc} = 24.9 \text{ A}$	$I_{inc} = \frac{90.5 \cdot 22 \cdot 1.1158}{76} = 33.15 \text{ A}$ $I_{inc} = 33 \text{ A}$
32 [3-78]	$l_m = 2(0.7 \cdot 10^{-2} \cdot 0.015 + 2(0.007 \cdot 0.0015)) = 0.719 \text{ m}$	-	$l_m = 2(0.9 \cdot 10^{-2} \cdot 0.015 + 2(0.004 \cdot 0.0015)) = 0.536 \text{ m}$
33 [3-79]	$l_m = 2(0.89 \cdot 10^{-2} \cdot 0.009 + 2(0.007 \cdot 0.0015)) = 0.442 \text{ m}$	-	$l_m = 2(0.93 \cdot 10^{-2} \cdot 2 \cdot 2(0.004 \cdot 0.0015) + 2(0.007 \cdot 0.0015)) = 0.465 \text{ m}$

0	1	2	3	5
34 [3-80]	$L_{wp} = \frac{4.14}{\pi} - 0.442 + 0.020 = 0.606 \text{ m}$		-	-
35 [3-81]	$G_{\text{mass}} = 2.8900 \cdot 0.519 \cdot 15.5 \cdot 10^{-6} \cdot 4.9 \cdot 4.53 \text{ Kg}$		-	-
36 [3-82]	$G_{\text{cur}} = 2.8900 \cdot 0.442 \cdot 8.04 \cdot 10^{-6} \cdot 64 = 4.05 \text{ Kg}$		-	-
37 [3-83]	$G_{\text{cu}} = 8900 \cdot 0.606 \cdot 5.509 \cdot 10^{-6} \cdot 109 = 7.12 \text{ Kg}$		-	-
38 [3-84]	$G_{\text{cu}} = 6.93 \text{ Kg} + 4.05 \text{ Kg} + 3.12 \text{ Kg} = 11.68 \text{ Kg}$		-	-
39 [3-85]	$\Delta P_{\text{cu}} = 2.4 \cdot 3.72^2 \cdot 10^{-12} \cdot 4.53 \cdot 10^{-12} = 153 \text{ w}$	$\Delta P_{\text{cu}} = 2200 \text{ w}$ $[10.3 = 14.2 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2]$	-	-
40 [3-86]	$\Delta P_{\text{cu}} = 2.4 \cdot 3.88^2 \cdot 10^{-12} \cdot 4.05 \cdot 10^{-12} = 146 \text{ w}$	$\Delta P_{\text{cu}} = 446 \text{ w}$	-	-
41 [3-87]	$\Delta P_{\text{cu}} = 2.4 \cdot 4.06^2 \cdot 10^{-12} \cdot 3.12 \cdot 10^{-12} = 124 \text{ w}$	$\Delta P_{\text{cu}} = 124 \text{ w}$	-	-
42 [3-88]	$\Delta P_{\text{cu}} = 153 \text{ w} + 146 \text{ w} + 124 \text{ w} = 423 \text{ w}$	$\Delta P_{\text{cu}} = 2470 \text{ w}$	-	-
43 [3-89]	$G_{\text{Fe}} = 7800 \cdot 4.72 \cdot 10^{-7} \cdot 29.88 \cdot 10^{-2} = 11 \text{ Kg}$		-	-
44 [3-90]	$G_{\text{Fe}} = 7800 \cdot 4.72 \cdot 10^{-7} \cdot 2(0.0577 + 8.9 \cdot 10^{-3}) \cdot 9.2 \text{ Kg}$		-	-
45 [3-91]	$G_{\text{Fe}} = 4.11 \cdot 4 \cdot 9.2 \cdot 80.8 \text{ Kg}$		-	-
46 [3-92]	$G_{\text{Fe}} = 80.8 \text{ Kg} + 15.71 \text{ Kg} = 96.51 \text{ Kg}$		-	-
47 [3-93]	$\Delta P_{\text{Fe}} = 3 \cdot 80.8^2 = 2424 \text{ w}$	$\Delta P_{\text{Fe}} = 228 \text{ w}$	-	-
48 [3-94]	$\sum \Delta P = 423 \text{ w} + 2424 \text{ w} = 663.6 \text{ w}$	$\sum \Delta P = 2775 \text{ w}$	-	-
49 [3-95]	$\eta = \frac{5600 \cdot 0.8 \cdot 100}{5600 \cdot 0.8 \cdot 1455.4} = 8.72\% > 7.5\%$	$L = 5.231 \cdot 190 \text{ w}$ $= 4060 \text{ w}$ $\eta = 94\% < 75\%$	-	-
50 [3-96]	$A_{\text{Fe}} = 4(11.89 \cdot 10^3 + 2.89 \cdot 10^3 + 37.7 \cdot 10^3) \cdot 0.573 \text{ m}^2$		-	-
51 [3-97]	$q_{\text{Fe}} = \frac{2424}{0.573} = 4246 \text{ w/m}^2 < 450 \text{ w/m}^2$		-	-

utilizat rigla de calcul, iar la varianta cu valori stabilite de autor, s-a utilizat calculatorul electronic IR1b-50 care a lucrat pe baza unui program în FORTRAN, prezentat în paragraful 4.3.1 (aceste rezultate se regăsesc în LISTING-ul livrat de calculator care poate fi pus la dispoziție de către autor, ^{dacă} din motive de volum - împreună dublor + triplor LISTING-ul are 152 pagini - nu este redat în lucrare).

Analizând rezultatele calculului comparativ se observă că la varianta de dublor de frecvență calculată utilizând coeficienții indicați de literatură, apar diferențe mari între unii parametri prezentați (deduși prin calcul și redați în coloana 2) și parametri măsurati în cadrul cercetării de laborator. Astfel:

1. la $I_{2sarc} = 31$ A nu s-a putut obține o tensiune U_{2sarc} mai mare de 130 V, oricât s-a variat compensarea capacitivă longitudinală (C_2), deși din calcul rezultase $U_{2sarc} = 180$ V (la $U_1 = 220$ V; $I_2 = 31$ A și $C_2 = 205 \cdot 10^{-6}$ F);

2. cu toate că din calcul a rezultat $C_2 = 205 \cdot 10^{-6}$ F, cercetarea de laborator a indicat C_2 optim = $122 \cdot 10^{-6}$ F. Prin valoarea optimală a lui C_2 se înțelege acea valoare care asigură tensiunii U_{2sarc} o valoare maximă la $I_2 = I_{2n}$ (tensiunea U_{2sarc} este cea măsurată cu voltmetrul V_2 din schema prezentată în fig.4.4);

3. la : $U_{2sarc} \text{ max} = 130$ V; $I_{2sarc} = I_{2n} = 31$ A s-a măsurat $I_1 = 219$ A, adică un curent primar de $219/58 = 3,78$ ori mai mare.

Deci în stadiul acesta, când dublorul de frecvență era deja realizat, când conductorul înfășurării primare, ales utilizând coeficienții din literatură pentru calculele lui W_1 , W_2 și I_1 avea secțiunea $Q_1 = N_1 \cdot Q_{1STAS} = 1 \cdot 15,5 \cdot 10^{-6} = 15,5 \cdot 10^{-6}$ m², rezultă :

$$J_1 = \frac{219}{15,5 \cdot 10^{-6}} = 14,2 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2,$$

care este o densitate de curent practic inadmisibilă deoarece are drept consecințe :

a) o încălzire excesivă a înfășurărilor ; se observă că teoretic, utilizând indicațiile din literatură, s-a calculat $q_T = 1600$ W/m², la construcția bobinajului deja realizat cu un anumit număr de canale de răcire $N_3 = 2$; la mărirea lui N_3 , q_T

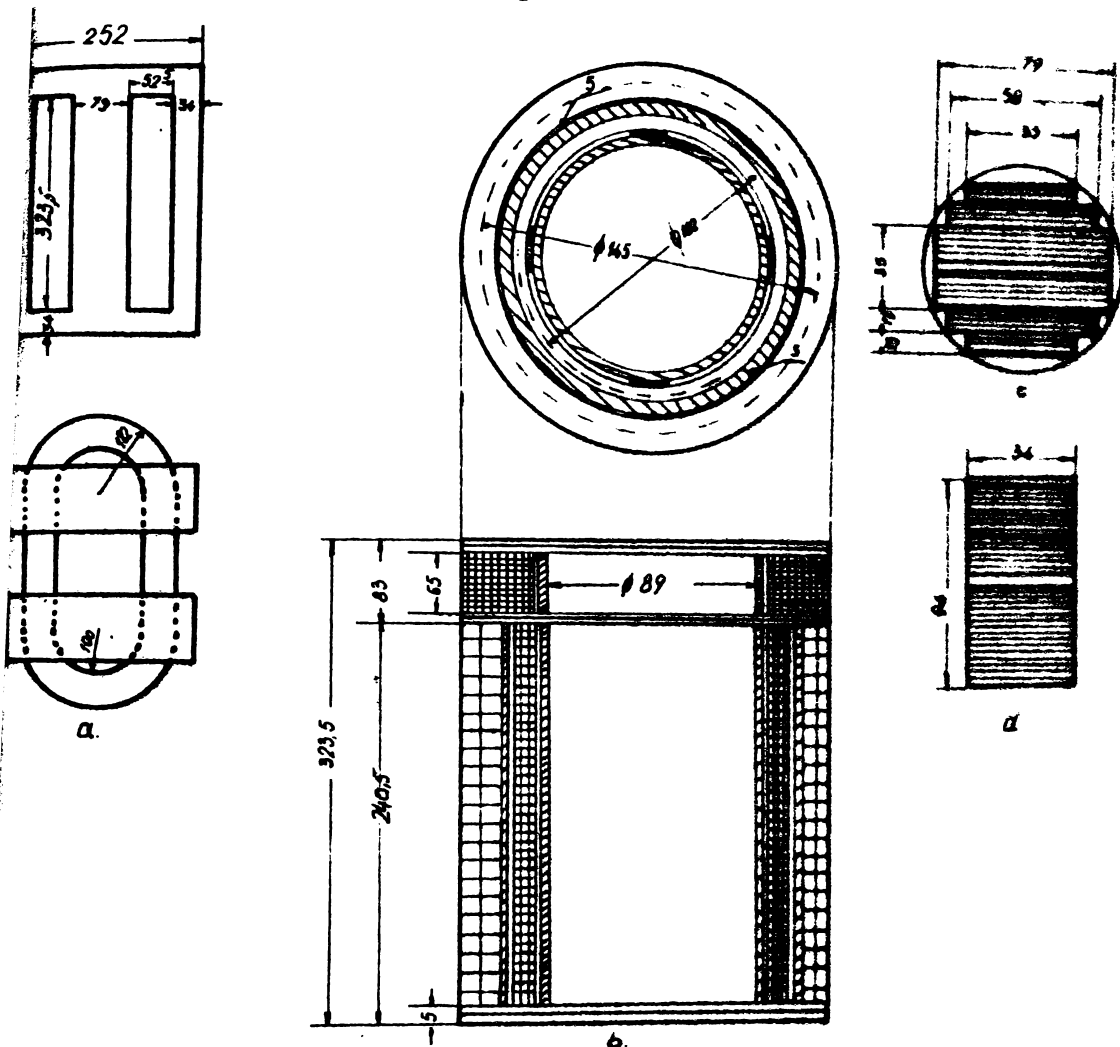


FIG.4.3 Construcția dublorului de frecvență de 5,6 kVA; 220/180 v; $I_p = 20A$.
 a/ Construcția miezului; b/ Dispoziția lafășurilor
 c/ Secțiune orin coloana centrală. d/ Secțiune prin coloana laterală

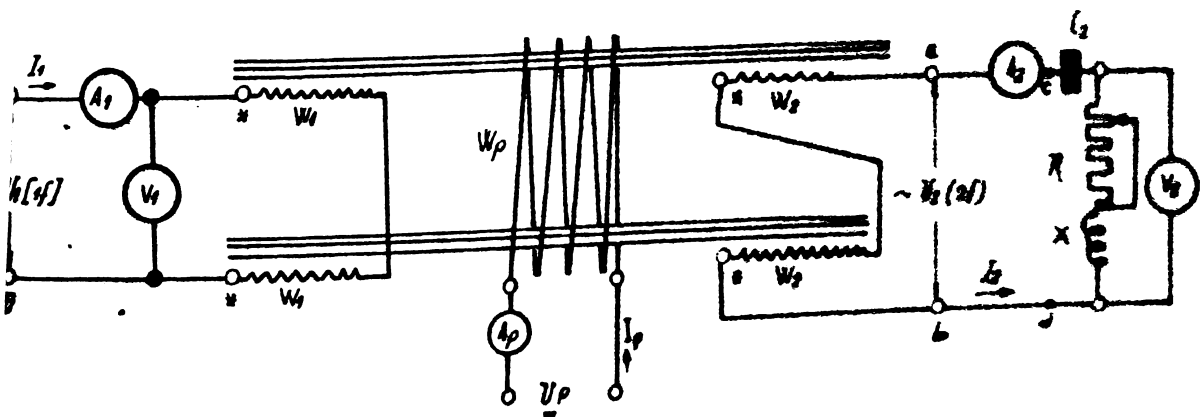


FIG.4.4. Schema electrică folosită la determinarea caracteristicilor dublorului de frecvență de 5,6 kVA, 220/180 v; $I_p = 20A$
 a/ La funcționarea în gol voltmetrul V_2 este legat la a-b;
 b/ La funcționarea în scurtcircuit, se scurtcircuitază bornele c-d;
 a/ Schema este desenată pentru determinarea caracteristicilor interioare și exterioare.

scade, dar aceasta presupune *reconsiderarea* problemei și reconstrucția dublorului analizat);

b) creșterea pierderilor în cupru, în înfășurarea primară de la $\Delta P_{Cu 1} = 153 \text{ W}$, cât se calculase, la $\Delta P_{Cu 1 \text{ real}} = 2200 \text{ W}$, deoarece ele cresc cu pătratul densității de curent;

c) scăderea randamentului la $\eta = 54\%$, față de $= 87,2\%$, cât s-a prezumat prin calcul;

4. se observă că în asemenea condiții, puterea debitată în circuitul de ieșire S_2 nu mai este cea nominală $S_2 = S_{2n} = 5600 \text{ VA}$, ci :

$$S_2 = 130 \cdot 31 = 4060 \text{ VA,}$$

valoare care s-a luat în calculul randamentului real : $\eta = 54\%$.

5. dacă tensiunea $U_2 = 180 \text{ V}$ este impusă de procesul tehnologic, se poate deduce că dublorul de frecvență realizat este inutilizabil și din acest punct de vedere.

6. tensiunea de funcționare în gol rezultată din calcul era : $U_{20} = 200 \text{ V}$. Prin măsurători, în laborator, s-a determinat : $U_{20} = 66 \text{ V}$;

7. curenții de scurtcircuit, calculați :

$I_{1sc} = 39 \text{ A}$ și $I_{2sc} = 47 \text{ A}$, s-a auzit și nu avea aceste valori, ci :

$$I_{1sc} = 108 \text{ A și } I_{2sc} = 24,5 \text{ A}$$

Studiind rezultatele cercetării de laborator, autorul a putut să ajungă la concluzia că datorită faptului că se utilizează la realizarea miezului magnetic tolă ARICO de 0,35 mm, se impune adaptarea valorii coeficienților din literatură la noile condiții pentru a pune la dispoziția proiectării formule, care să conducă la rezultatele scontate.

Acești coeficienți au fost folosiți la calcularea variantei de dublor de frecvență ai cărui parametrii dimensionali și electromagnetici sînt redați în coloana 4 din calculul comparativ, redat în tabelul 4.1, iar dublorul se reprezintă în fig.4.3.

În acest caz, datorită adaptării valorii coeficienților formulelor din literatură, nu există, practic, diferențe

între valorile prezumate prin calcul și cele furnizate prin cercetarea de laborator. Aceasta permite să se afirme că o proiectare pe baza indicațiilor din literatură, fără studierea caracteristicilor pe modele, în condițiile regimului nelinier, conduce la rezultate, care se dovedesc a nu corespunde celor prezentate prin calcul și fac inutilizabil un asemenea dublor de frecvență, așa cum s-a demonstrat prin calculul și cercetarea prezentată.

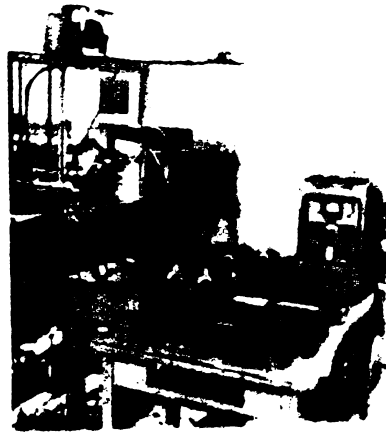


Fig. 4-5 Dublor de frecvență $S_2=5,6$ KVA; $U_1=220$ V; $U_2=180$ V.

4.3.3. Proiectarea comparativă a dubloarelor de frecvență.

Este normal ca atunci când se cere să se furnizeze o sursă de frecvență dublă, un dublor de frecvență - să se pună întrebarea: ce tip de dublor de frecvență este mai convenabil, deoarece din literatură se cunoaște că există mai multe tipuri de dubloare de frecvență?

În cele ce urmează se face o comparație între parametrii dublorului de frecvență Joly-Spstein $S_{2n} = 5600$ VA; $U_1 = 220$ V; $I_2 = 31$ A; $U_2 = 180$ V, deja proiectat și alte tipuri de dubloare de frecvență statice, de tip electromagnetic, la care

././.

se presupune că se cer aceiași parametri de ieșire redați în paragraful precedent.

4.3.21. Proiectarea dublorului de frecvență statică în punte condensatorică.

Se impun aceiași parametri ca la dublorul de frecvență Joly-Epstein : $S_{2n} = 5600 \text{ VA}$; $U_2 = 180 \text{ V}$; $I_2 = 31 \text{ A}$. Calculurile se efectuează conform indicațiilor din literatură, prezentate în paragraful 4.2.2.

Secțiunea activă a miezului (formula 4-1) :

$$S_{m1} = (3,8 \div 5) \sqrt{5600/150} = (40,4 \div 53) 10^{-4} \text{ m}^2$$

Presupunem, pentru comparație, că se lucrează cu același miez, deci $S_{m1} = 47,2 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$; w_1 se determină cu formula (4-5) :

$$w_1 = \frac{0,105 \cdot 515 \cdot 10^8}{50 \cdot 2 \cdot 47,2} = 115 \text{ spire}$$

$U_1 = 515 \text{ V}$, rezultă după cum se va demonstra din relația (4-7) :

$$U_1 = \frac{U_2}{0,35} = \frac{180}{0,35} = 515 \text{ V}$$

Lucrând cu aceiași parametri, ca la dublorul Joly-Epstein, rezultă :

$$S_2 = 5600 \text{ VA} ; I_2 = 31 \text{ A} ; U_2 = 180 \text{ V} ;$$

I_1 se calculează cu formula (4-6) :

$$I_1 = K_{I1} \cdot I_2 = 1 \cdot 31 = 31 \text{ A},$$

iar cu formula (4-7) :

$$U_2 = 0,35 \cdot 515 = 180 \text{ V}$$

Aceasta înseamnă că dacă se impune $U_2 = 180 \text{ V}$, este necesar un autotransformator sau transformator de adaptare între rețea și dublorul de frecvență respectiv, pentru a ridica tensiunea de la 220 v la 515 v.

Soluția unui autotransformator (sau transformator) de adaptare în circuitul de ieșire de raportul :

$$K = \frac{180}{0,35 \cdot 220} = \frac{180}{77} = 2,34$$

care să crească tensiunea secundară de la 77 V, cît rezultă din calcul, la 180 V cît o impune procesul tehnologic, nu este indicată deoarece acesta ar lucra la frecvență dublă, cu toate consecințele nefavorabile, care decurg de aici pentru proiectare și construcție.

Se adoptă soluția cu transformator de adaptare, de 220/515 V, montat între rețea și circuitul de intrare a dublorului de frecvență .

Presupunînd că se lucrează cu $I_p = 20$ A, se calculează numărul de spire al înfășurării de premagnetizare W_p , cu formula (4-8) :

$$W_p = \frac{0,8 \cdot 31 \cdot 115}{20} = 145 \text{ spire}$$

Calculul capacității condensatorului C_1 se efectuează utilizînd formula (4-9) :

$$C_1 = \frac{0,05 \cdot 31}{50 \cdot 180} = 1720 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

Calculul din acest paragraf demonstrează că dublerul de frecvență în punte condensatorică, avînd aceiași parametri la ieșire ca și dublerul Joly-Epstein, prezintă următoarele dezavantaje, față de acesta din urmă :

1. necesită un transformator sau autotransformator de adaptare de putere egală cu a dublorului de frecvență plus pierderile lui proprii, montat între rețea și circuitul de intrare al acestuia (al dublorului);

2. necesită condensatoare C_1 a căror capacitate este de: $2 \cdot 1720 \cdot 10^{-6} / 122 \cdot 10^{-6} \text{ ori} = 28 \text{ ori}$, mai mare decît în cazul dublorului de frecvență Joly-Epstein.

Se poate afirma, în concordanță cu cele expuse, că dublerul de frecvență Joly-Epstein este superior dublorului de

././.

frecvență în punte condensatorică.

4.3.3.2. Proiectarea dublorului de frecvență în punte inductivă.

Și în acest caz se impun aceiași parametrii de ieșire ca la dublorul Joly-Epstein : $S_{2n} = 5600 \text{ VA}$; $I_2 = 31 \text{ A}$; $U_2 = 180 \text{ V}$; $f_2 = 100 \text{ Hz}$; $\cos \varphi_2 = 0,8$.

Calculul se efectuează conform formulelor indicate de literatură, redată în paragraful 4.2.3 :

Secțiunea activă a miezului - formula (4-10) :

$$S_{ml} = 3,6 \sqrt{5600 / 100} = 38,2 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$$

Calculul numărului de spire - formula (4-14) :

$$W = \frac{0,105 \cdot 315}{50 \cdot 2 \cdot 38,2 \cdot 10^{-4}} = 85 \text{ spire}$$

$U_1 = 315 \text{ V}$, rezultă din condiția ca $U_2 = 180 \text{ V}$, conform relației (4-17) :

$$U_1 = \frac{U_2}{0,7} = \frac{180}{0,7} = 315 \text{ V}$$

Curentul I_1 se calculează cu formula (4-15) :

$$I_1 = 1,2 \cdot 31 = 37,2 \text{ A}$$

Curentul în înfășurarea W se calculează, utilizând formula (4-16) :

$$I = 0,5 \sqrt{31^2 + 37,2^2} = 24,2 \text{ A}$$

Tensiunea de ieșire a dublorului - formula (4-17) :

$$U_2 = 0,7 \cdot 315 = 180 \text{ V}$$

Din considerentele prezentate în paragraful anterior, se preferă soluția unui transformator (sau autotransformator)

de adaptare de 220/315 V, montat între rețea și circuitul de intrare al dublorului de frecvență.

Se calculează cu formula (4-18), capacitatea condensatorului C_2 :

$$C_2 = \frac{0,05 \cdot 31}{50 \cdot 180} = 1720 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

Din cele expuse este evident că și dublorul de frecvență în punte inductivă, față de dublorul Joly-Epstein, are următoarele dezavantaje, deoarece necesită :

1. transformator (sau autotransformator) de adaptare de 220/315 V, montat între rețea și circuitul de intrare al dublorului de frecvență;

2. condensatoare C_2 a căror capacitate este de $2 \cdot 1720 \cdot 10^{-6} / 122 \cdot 10^{-6} = 28$ ori, mai mare decât în cazul dublorului de frecvență Joly-Epstein.

4.4. Considerații asupra optimizării dubloarelor de frecvență Joly-Epstein, utilizând calculul numeric

4.4.1. Volumul de lucrări efectuat pentru optimizare.

Pentru a studia care sînt tendințele de variație ale parametrilor dublorului de frecvență Joly-Epstein optimizat din punct de vedere al pierderilor de putere și implicit al randamentului său, programul a fost prevăzut să permită :

1. variația puterii de ieșire S_2 de la 4000 VA la 20000 VA, cu un pas de 1600 VA.

Se prevăd deci :

$$\frac{20000 - 4000}{1600} + 1 = 11 \text{ variante de putere } S_2$$

2. în cadrul fiecărei variante de putere, se variază inducția B_{1m} în trepte, ea putînd lua valorile : 1,9 T; 1,95 T; 2 T; 2,03 T și 2,1 T.

3. pentru fiecare variantă de putere S_2 și inducție B_{1m} s-au prevăzut două seturi de valori inițiale pentru densitățile de curent J_1, J_2, J_p (se reamintește că programul permite cobo-

///.

-rîrea valorilor densităților de curent în trepte de $0,2 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$, cu reluarea de fiecare dată a calculelor, în cazul în care nu se obține randamentul prezumat cu valorile inițiale pentru J_1, J_2, J_p .

Primul set de valori al densităților de curent corespunde celui care a fost utilizat la calculul modelului asupra căruia s-au efectuat cercetări de laborator: $J_1 = 3,74 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$; $J_2 = 3,88 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$; $J_p = 4,06 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$.

Al doilea set de valori al densităților de curent, corespunde unor valori pe care literatura de specialitate le recomandă:

$$J_1 = J_2 = J_p = 2 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$$

S-au obținut deci, la $I_p = 20 \text{ A}$ și valori ale coeficienților dați pe cartele cu valorile lor implicite:

$$11 \cdot 5 \cdot 2 = 110 \text{ variante dubloare de frecvență.}$$

Pentru fiecare variantă, calculatorul programului prezentat, calculatorul a realizat optimizarea din punct de vedere al pierderilor, al randamentului și a încălzirii, calculînd de fapt în cadrul fiecăreia din cele 110 variante, alte zeci și sute subvariante. Astfel, pentru $S_2 = 4000 \text{ VA}$ și $B_{1m} = 1,9 \text{ T}$, așa cum reiese din LISTING, calculatorul a mai calculat pentru stabilirea lui $N_1, N_2, N_{15}, N_{25}, N_{ps}, N_B, N$ încă $1.1.2.2.11.5=132$ subvariante parțiale (la primul set de valori ale lui J_1, J_2, J_p) și $1.1.5.4.14.2 = 560$ subvariante parțiale, pentru al doilea set de valori ale densităților de curent.

Parcurgînd LISTING-ul, pentru dublorul de frecvență Joly-Epstein se constată că numărul de subvariante nu scade sub 120.

Se calculează deci, pentru dublorul de frecvență Joly-Epstein circa 15000 de variante, ceea ce demonstrează utilitatea întocmirii programului pentru studiul de optimizare al dublorului de frecvență.

4.4.2. Studiul caracteristicilor $\eta = f(B_{1m}); S_2 = ct; J = ct$
și al caracteristicilor $\eta = f(S_2); B_{1m} = ct; J = ct$

Utilizînd datele furnizate de calculator s-au

trasat:

//.

1. caracteristicile $\eta = f(B_{1m})$; $J_1 = 3,74 \cdot 10^6$ A/m²; $J_2 = 3,88 \cdot 10^6$ A/m²; $J_p = 4,06 \cdot 10^6$ pentru cele 11 valori ale puterii de ieșire S_2 , reprezentate în fig.4.6a.

Din studiul acestor caracteristici se observă următoarele :

a) la creșterea inducției magnetice în miez B_{1m} , randamentul η scade, la $J = ct.$, $S_2 = ct.$, deoarece odată cu creșterea inducției, așa cum a demonstrat calculul numeric, deși pierderile în cupru scad (deoarece scade numărul de spire) creșterea pierderilor în fier conduce la creșterea pierderilor totale :

$\sum \Delta P = \Delta P_{Cu} + \Delta P_{Fe}$ și deci la scăderea randamentului (conform relației 3.30);

b) odată cu creșterea puterii de ieșire S_2 randamentul η crește, pentru toate valorile inducției în miez B_{1m} , la $J = ct.$;

c) la aceeași inducție magnetică în miez B_{1m} și putere de ieșire S_2 , randamentul η este mai mare la densități de curent mai mici, cu toate că pierderile în fier cresc puțin odată cu scăderea densității de curent (cresc dimensiunile ferestrei miezului la creșterea secțiunii conductoarelor).

Se remarcă faptul că prin calculul clasic nu s-ar fi putut obține datele pentru trasarea acestor caracteristici într-o gamă așa de largă de puteri, ceea ce ar fi implicat calculul a 55 variante de dublor de frecvență.

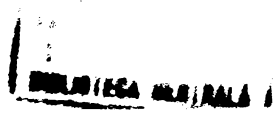
2. caracteristicile $\eta = f(B_{1m})$; $J_1 = J_2 = J_p = 2 \cdot 10^6$ A/m² pentru cele 11 variante de putere de ieșire S_2 , reprezentate în fig.4.6b.

Studiind aceste caracteristici, trasate după ce s-a efectuat calculul, conform programului elaborat, pentru alte 9 variante de dublor de frecvență, se pot observa următoarele aspecte mai importante :

a) deoarece densitatea de curent s-a redus substanțial, randamentul η , la aceeași inducție B_{1m} și putere S_2 , este mai mare cu circa patru procente decât în primul caz, un rol notărilor în acest sens avîndu-l reducerea pierderilor în cupru ΔP_{Cu} .

b) randamentul η scade odată cu creșterea inducției B_{1m} cu toate că pierderile în cupru ΔP_{Cu} scad;

c) randamentul η crește odată cu creșterea puterii de ieșire S_2 la $B_{1m} = ct$ și $J = ct$;



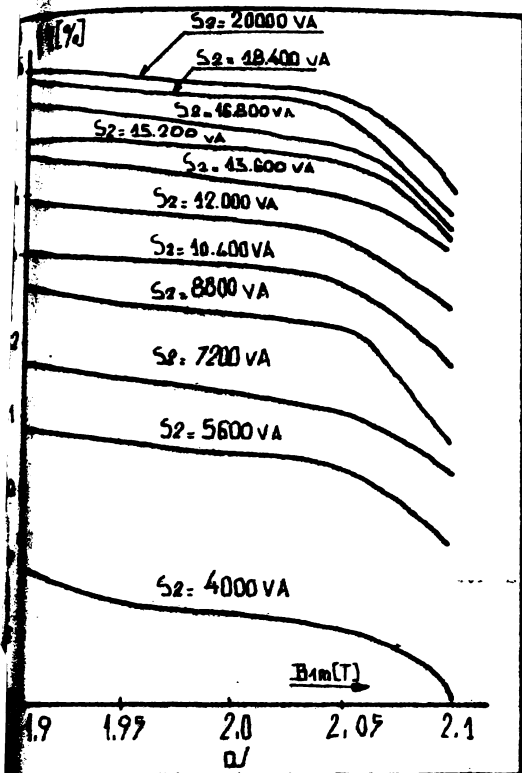
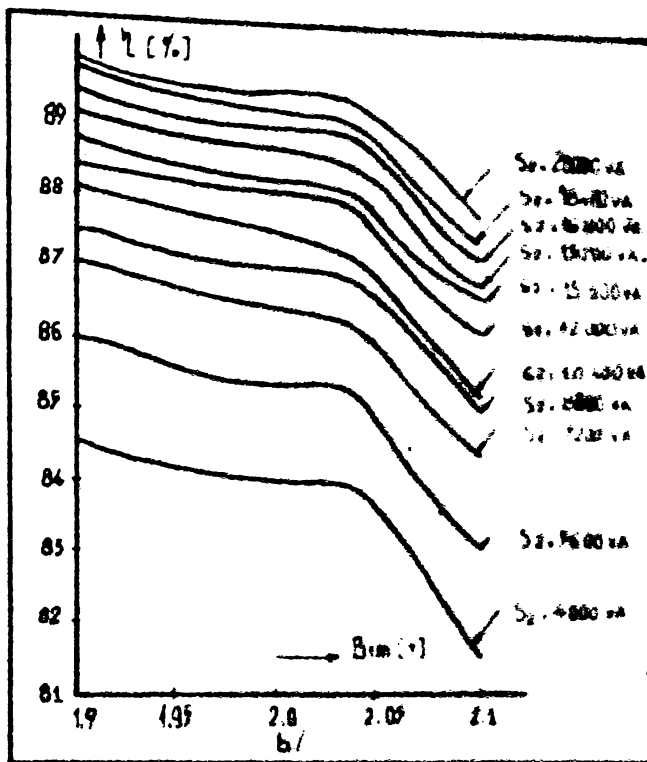


FIG. 4.6 Caracteristicile η - $f(B_{1m})$ ale dublorului de frecvență JOLY-EPSTEIN.
 $U_1 = 220V$; $U_2 = 180V$;



a) $J_1 = 3.74 \cdot 10^6 A/m^2$; $J_2 = 5.88 \cdot 10^6 A/m^2$; $J_p = 4.06 \cdot 10^6 A/m^2$
 b) $J_1 = J_2 = J_p = 2 \cdot 10^6 A/m^2$

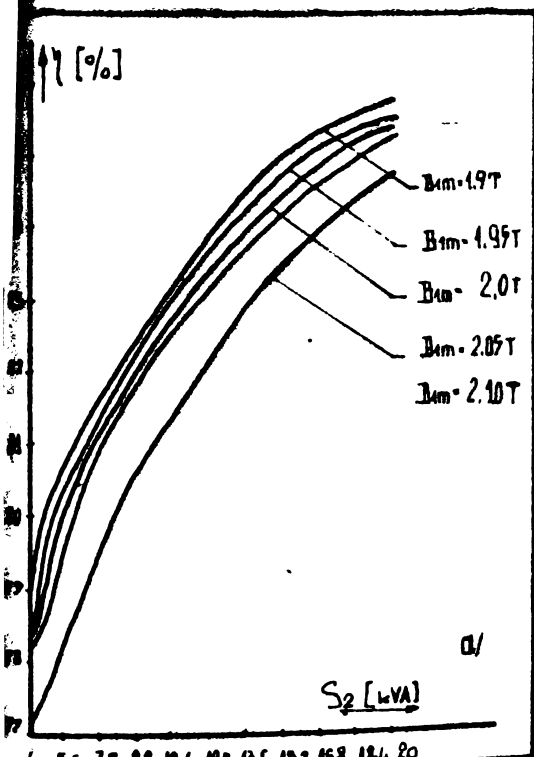
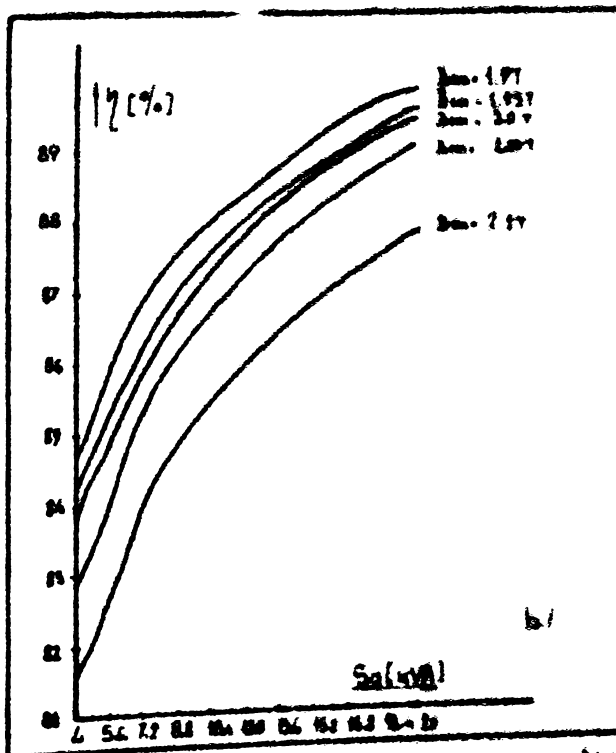


FIG. 4.7 Caracteristicile η - $f(S_2)$ Idem 4.6



a) $J_1 = 3.74 \cdot 10^6 A/m^2$; $J_2 = 5.88 \cdot 10^6 A/m^2$; $J_p = 4.06 \cdot 10^6 A/m^2$
 b) $J_1 = J_2 = J_p = 2 \cdot 10^6 A/m^2$

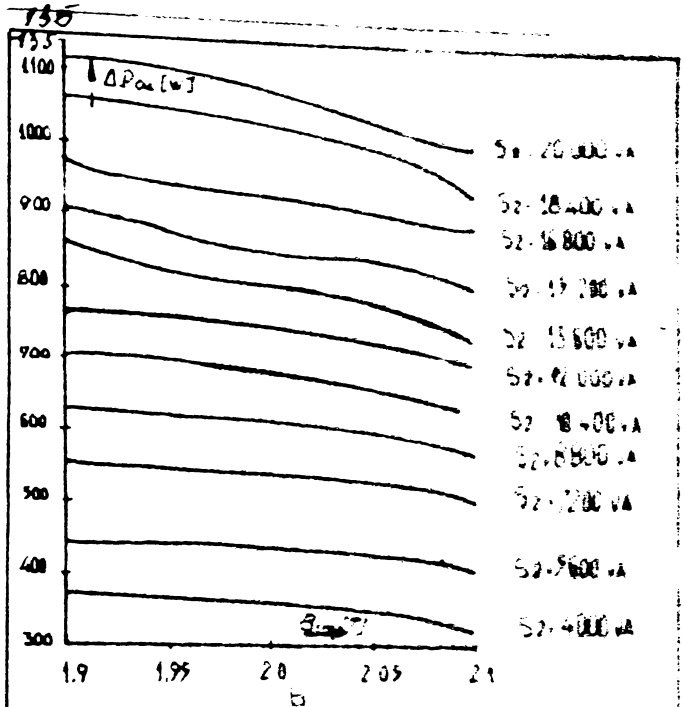
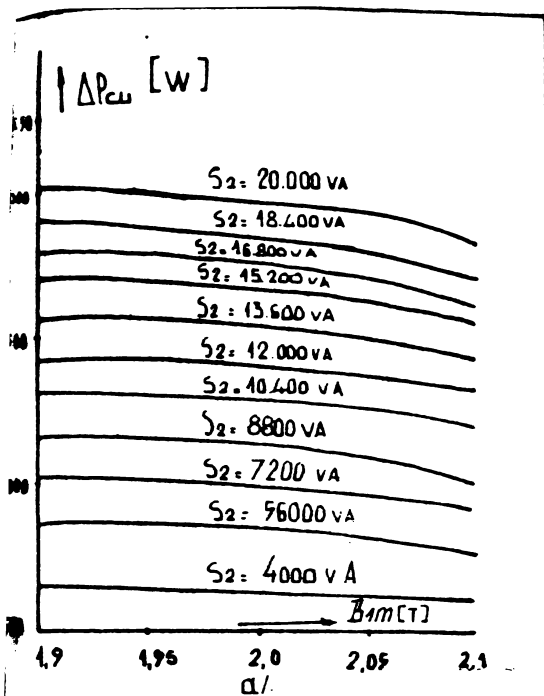


FIG. 4.8. Caracteristicile $\Delta P_{cu} = f(\beta_{im})$ ale dublarului de frecvență JOLY-EPSTEIN.
 $U_1 = 220\text{ V}$; $U_2 = 180\text{ V}$.
 a/ $J_1 = 3.74 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$; $J_2 = 3.88 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$; $J_p = 4.06 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$
 b/ $J_1 = J_2 = J_p = 2 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$

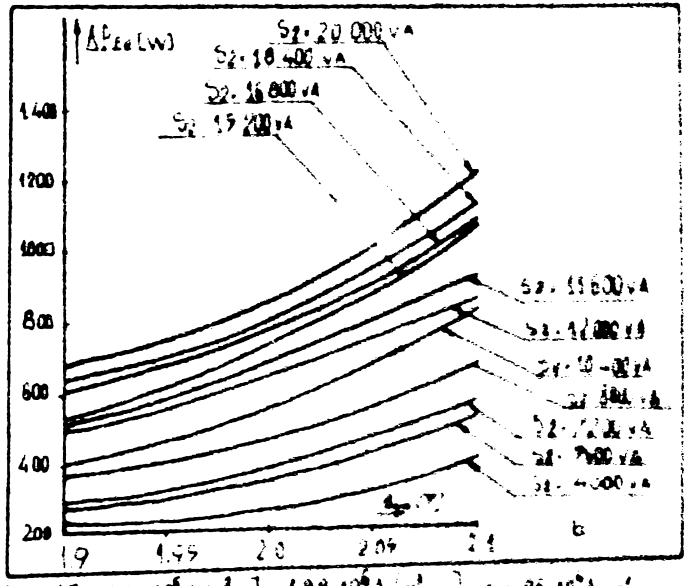
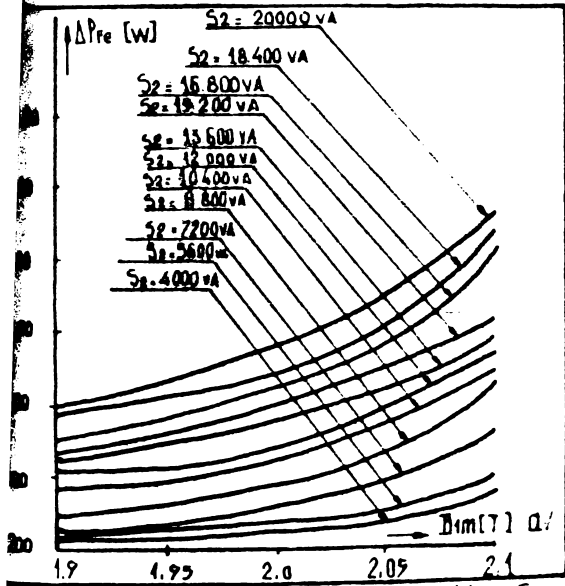


FIG. 4.9 Caracteristicile $\Delta P_{pre} = f(\beta_{im})$ Idem 4.8
 a/ $J_1 = 3.74 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$; $J_2 = 3.88 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$; $J_p = 4.06 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$
 b/ $J_1 = J_2 = J_p = 2 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$

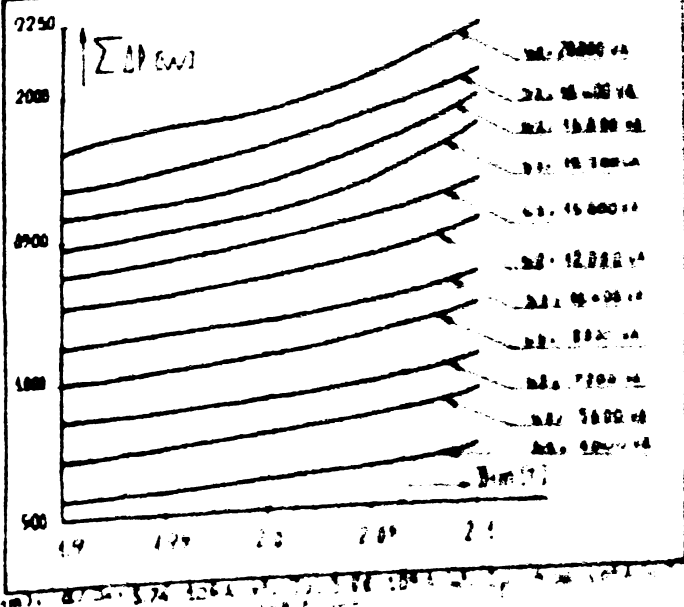
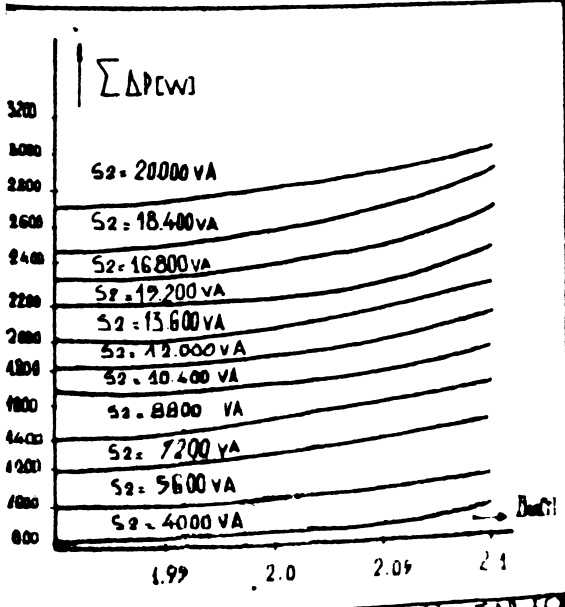


FIG. 4.10. Caracteristicile $\Sigma \Delta P_{cu} = f(\beta_{im})$ Idem 4.8

Caracteristicile $\eta = \eta(B_{1m})$ pot fi utilizate pentru determinarea randamentului la anumite inducții B_{1m} în miez, pentru anumite valori ale densităților de curent și puteri de ieșire S_2 , în cazul dublorului de frecvență Joly-Epstein. Asemenea caracteristici se prezintă pentru prima dată, după cunoștința autorului.

3) caracteristicile $\eta = f(S_2)$ la $B_{1m} = ct$ și $J = ct$, fig. 4.7a și b.

S-au trasat aceste caracteristici pentru a studia variația randamentului η la variația puterii de ieșire S_2 , pentru care se proiectează dublorul de frecvență.

Caracteristicile pot fi utile în cercetare și proiectare, ele fiind deasemenea rezultatul optimizării pierderilor și al randamentului, prin folosirea calculului numeric.

4) caracteristicile $\Delta P_{Cu} = f(B_{1m})$, $\Delta P_{Fe} = f(B_{1m})$ și $\sum \Delta P = f(B_{1m})$, pentru valori ale lui $S_2 = 4000 \div 20000$ VA și două seturi de valori ale densităților de curent J_1 , J_2 și J_3 , se prezintă deasemenea pentru prima dată, ele fiind utile în cercetare și proiectare (fig. 4.8, fig. 4.9 respectiv fig. 4.10)

Studiul acestor caracteristici permite să se tragă următoarele concluzii:

- la creșterea inducției B_{1m} în miez, pierderile în cupru ΔP_{Cu} scad. Pentru fiecare valoare S_2 s-a trasat o caracteristică;
- pierderile în cupru ΔP_{Cu} , la inducție constantă B_{1m} și $J = ct$, cresc la creșterea lui S_2 ;
- pierderile totale $\sum \Delta P$, cresc la creșterea inducției B_{1m} , la $S_2 = ct$; $J = ct$;
- pierderile ^{totale} sînt mai mari pentru primul set de valori ale lui J la $S_2 = ct$ și $B_{1m} = ct$;

În concluzie, se poate spune că utilizarea calculului numeric la studiul de optimizare al dublorului de frecvență Joly-Epstein, a permis trasarea unor caracteristici utile într-o anumită gamă de puteri de ieșire, în cazul utilizării tolei ARMCO de 0,35 mm pentru confecționarea miezului magnetic.

CAPITOLUL V

=====

PROIECTAREA OPTIMALĂ A TRIPLORULUI DE FRECVENȚĂ PRIN UTILIZAREA CALCULATORULUI NUMERIC.

5.1. Introducere

Algoritmul de calcul al triplorului de frecvență Spinelli s-a prezentat în capitolul 3.

Formulele care alcătuiesc algoritmul sînt cîteva recomandate de literatură; însă, o contribuție originală, autorul a adaptat valorile coeficienților variabili ai formulelor la cazul executării triplorului Spinelli din tole ALD20 de 0,35 mm.

Pentru coeficienți s-au propus valorile cele mai potrivite, întrucîtva diferite de cele din literatură, conținute însă la parametri ai triplorului de frecvență, care corespund celor măsurate în cadrul cercetării de laborator, ale cărei rezultate se prezintă în capitolul VI.

Ca urmare a faptului că la expunerea algoritmului s-au redat formulele de calcul pentru triplorul Spinelli, în subcapitolul 5.2 se vor reda numai formulele pentru celelalte tipuri de triploare analizate: triplorul de frecvență cu sarcină inclusă în conductorul de nul și triplorul de frecvență autotransformatoric.

În subcapitolul 5.5 se prezintă proiectarea comparativă a triploarelor de frecvență utilizînd calculul numeric.

În paragraful 5.3.1. se expun schema logică și programul de calcul (de fapt o subrutină externă a programului principal), utilizate la proiectarea pe calculatorul IML-50 a triplorilor de frecvență Spinelli.

În paragraful 5.3.2. se prezintă o comparație între parametrii obținuți cînd se folosesc valorile adaptate pentru coeficienții variabili, utilizînd calculatorul electronic și cei obținuți cînd s-ar folosi coeficienții din literatură.

Autorul a realizat triplorul de frecvență Spinelli de 200 KVA, la 5 inducții diferite, triplorul de frecvență autotransformatoric de 80 KVA la 5 inducții; triplorul Spinelli de 2 KVA, la 5 inducții și a determinat parametrii dimensionali ai

triplorului de frecvență cu sarcină inclusă în conductorul de nul. Comparația între parametrii acestor triploare de frecvență se prezintă în paragraful 5.3.3.

În subcapitolul 5.4 se prezintă câteva considerații asupra optimizării pierderilor de putere la triplorul de frecvență Spinelli în gama de puteri $S_2 = 150000 \div 300000$ VA, $U_2 = 800$ V; $U_{1F} = 220$ V utilizând calculul numeric, și trasându-se caracteristicile $\zeta = f(B_{1m})$ la $S_2 = ct$ și $J \cdot ct$; $Z = f(S_2)$ la $B_{1m} = ct$ și $J = ct$. Se studiază de asemenea variația pierderilor în funcție de inducție, trasându-se curbele: $\Delta P_{Cu} = f(B_{1m})$; $\Delta P_{Fe} = f(B_{1m})$ și $\sum \Delta P = f(B_{1m})$.

5.2. Sinteza recomandărilor din literatură privind dimensionarea triploarelor statice de frecvență [5, 6, 7, 49].

5.2.1. Calculul triplorului static de frecvență Spinelli

În conformitate cu cele expuse în introducere, nu se mai revine asupra triplorului de frecvență Spinelli.

Se menționează că la o bună parte din coeficienții cu valori variabile, s-au adaptat valorile pentru cazul execuției miezului triplorului de frecvență din toată ARACO de 0,35 mm și ele sînt redată în capitolul 3, cu ocazia expunerii algoritmului de calcul.

5.2.2. Calculul triplorului static de frecvență cu sarcină inclusă în conductorul de nul.

Schema electrică a triplorului cu sarcină inclusă în conductorul de nul este reprezentată în fig.2.19 și fig.2-19a-c.

Secțiunea activă și înălțimea coloanei miezului se calculează cu formulele :

$$S_{m1} = (2,6 \div 3,4) \sqrt{\frac{S_2}{f \cdot K}} \cdot 10^{-4} \text{ [m}^2\text{]} \quad (5-1)$$

$$h = (2,50 \div 3,4) \sqrt{S_{m2} K} \cdot 10^{-2} \text{ [m]}$$

unde S_{m1} și S_{m2} au aceleași semnificații ca la triplorul tip Spinelli.

..//.

Numărul de spire al înfășurării fiecărui reactor saturat va fi calculat cu formula :

$$W = (0,2 \div 0,23) \frac{U_1 f}{f \cdot B_{lm} \cdot S_{mf} \cdot n_{ol}}, \quad (5-2)$$

unde folosim aceleași notații ca la triplorul tip Spinelli :

Calculul tensiunii U_2 , la ieșire, se face folosind relația :

$$U_2 = (0,5 \div 0,6) U_1 f \quad [V] \quad (5-3)$$

Mărimea capacității unuia din condensatoarele, care servesc pentru obținerea punctului de nul artificial C_1 și în același timp pentru compensarea longitudinală, se obține cu formula :

$$C_1 = (0,03 + 0,05) \frac{I_2}{k U_2} \cdot 10^{-6} \quad [F] \quad (5-4)$$

Verificarea încălzirii conductoarelor, calculul randamentului și verificarea încălzirii miezului se vor face folosind formulele (3-28), respectiv (3-30) și (3-31).

Curentul în înfășurare se poate calcula folosind relația :

$$I = 0,7 I_2 \quad [A]; \quad I_2 = S_{2n} / U_{2n} \quad [A] \quad (5-5)$$

5.2.3. Calculul triplorului static de frecvență tip autotransformatoric.

Triplorul de frecvență tip autotransformatoric este reprezentat în fig. 2-19a-d și 2-20.

Calculul său este puțin deosebit de al celorlalte două tipuri de triploare prezentate : Spinelli și cu sarcină inclusă în conductorul de nul, datorită principiului său de funcționare.

Calculul capacității condensatoarelor legate în stea se recomandă a se efectua cu formula :

$$C = \frac{1,6 I_0^2 \cdot 10^5}{3 f_2 \cdot Q} \cdot 10^{-6} \quad [F] \quad (5-6)$$

În [7] se recomandă pentru tipul de triploare de frecvență analizat :

$$\frac{Q/S_2}{\cos \varphi_{n \text{ sarc}} + \sin \varphi_{n \text{ sarc}}} = (2 \div 2,3) \quad (5-7)$$

de unde :

$$Q = (2,0 \div 2,3) S_2 [\cos \varphi_{n \text{ sarc}} + \sin \varphi_{n \text{ sarc}}] [\text{VA}] \quad (5-8)$$

$$I_c = (0,4 \div 0,45) \frac{Q}{U_{2n}} = (0,4 \div 0,45) (2,0 \div 2,3) \frac{S_2 (0,95 \div 0,31)}{U_{2n}} \quad (\text{A}) \quad (5-9)$$

Pentru calculul secțiunii active a miezului se introduce conceptul de putere gabaritică, care se calculează cu formula :

$$S_g = \frac{1}{m \cdot K_u} S_{2n} \sqrt{t_c} \quad [\text{VA}] \quad (5-10)$$

Puterea gabaritică ne dă o imagine privind folosirea materialelor active ($K_u = 0,5$ pentru triplorul de frecvență tip autotransformatoric).

Secțiunea activă a miezului se calculează cu formula :

$$S_{ml} = (5,3 \div 6,2) \left[\frac{S_g \cdot \gamma_{Cu}}{f \cdot K \cdot B_{lm} \cdot \gamma_{Fe}} \right]^{4/3} \cdot \left[\frac{Q \cdot 10^{10}}{K_T \cdot q_T \cdot n_T} \right]^{2/3} \cdot 10^{-4} \quad [\text{m}^2] \quad (5-11)$$

Semnificația mărimilor din expresia (5-11) este următoarea :

$K = 1$ - coeficient constructiv;

q_T - valoarea medie a fluxului termic specific;

γ_{Fe}, γ_{Cu} - greutatea specifică;

K_T - coeficient de obturare al canalelor de răcire, egal cu 0,75 la suprafețe interioare;

B_{lm} - inducția magnetică;

n_T - numărul canalelor de răcire în bobine;

Numerele de spire al înfășurărilor primare și secundare se vor calcula cu formulele :

$$W_1 = \frac{0,22 \cdot U_{1f}}{f \cdot B_{1m} \cdot S_{ml} \cdot K \cdot n_{c1}} \quad (5-12)$$

$$W_2 = \left(\frac{U_{2n}}{K_u U_{1f}} - 1 \right) W_1 \quad (5-13)$$

Curenții prin înfășurările secundară și primară au expresiile :

$$I_{2n} = \frac{S_{2n}}{U_{2n}} \quad [A] \quad (5-14)$$

$$I_{1m} = K_1 \frac{W_1 + W_2}{W_2} \cdot I_{2n} \quad [A] \quad (5-15)$$

Si la acest tip de triplor de frecvență se pot folosi formulele (3-28) ÷ (3-31) la calculul de verificare încălzire conductoare, respectiv calculul capacității condensatoarelor C_1 , randament și verificare încălzire miez, adaptate la tipul respectiv de triplor de frecvență.

5.3. Proiectarea optimală și comparativă a triplorilor de frecvență, utilizând calculatorul numeric pentru triplorul de frecvență tip Spinelli.

Studiul triplorului de frecvență și al regimurilor sale de funcționare presupune studierea tuturor variantelor posibile pentru o gamă largă de puteri, de inducții și de densități de curent.

Acest lucru este, practic, imposibil dacă nu se utilizează calculul numeric, care poate pune la dispoziția cercetătorului varianta dorită.

În același timp trebuie să se țină seama de importanța pe care o are în studiul pe calculator, cercetarea de laborator a performanțelor triplorului de frecvență, deoarece după cum se știe caracteristica de intrare-ieșire a acestuia este neliniară.

Ideal ar fi să se realizeze fizic toate variantele obținute pe calculator și să facă verificarea performanțelor acestora prin cercetare în laborator, însă aceasta este practic imposibil din punct de vedere tehnico economic.

Pentru triplorul Spinelli de 200 kVA, autorul a întocmit algoritmul și schema logică de calcul, pe baza cărora s-a putut întocmi un program de calcul în FORTRAN, pentru calculatorul IRIS-50.

Programul permite variația puterii S_2 de la 150000 VA la 300000 VA, a inducției de la 1,79 T la 2,13 T iar a densității de curent în limitele de la $0,5 \cdot 10^6$ A/m² la densitățile alese inițial ($J_1 = 1,94 \cdot 10^6$ A/m² și $J_2 = 3,62 \cdot 10^6$ A/m²). Programul impune calculul timpului efectiv de lucru al triplorului de frecvență, t_e , funcție de randamentul ales al acestuia.

Utilizând la elaborarea programului coeficienții variabili cu valori adaptate execuției miezului din tole ARMO de 0,35 mm și comparând rezultatele obținute pe calculator cu rezultatele obținute din cercetarea de laborator, se poate afirma că utilizarea lor în asemenea cazuri conduce la obținerea unor variante de calcul, apropiate de realitatea fizică.

Analiza celor 160 variante va permite ca în subcapitolul 5.4 să se reprezinte pentru prima dată caracteristicile

$\lambda = f(B_{1m})$; $\lambda = f(S_2)$; $\Delta P_{Cu} = f(B_{1m})$; $\Delta P_{Fe} = f(B_{1m})$;
 $\sum \Delta P = f(B_{1m})$, care pot fi utilizate de către cercetare și proiectare la analiza funcționării triplorului de frecvență tip Spinelli.

5.3.1. Programul de calcul al optimizării triplorului de frecvență Spinelli în FORTRAN.

Mărimile de intrare ale programului sînt următoarele : $U_1 f = 220$ V; $U_2 = 800$ V; $f_1 = 50$ Hz; $f_2 = 150$ Hz; $\cos \varphi_1 = 1$;

Mărimile variabile, care sînt asociate unui contor care lucrează pe baza unor instrucțiuni de ciclare de tipul DO sînt : $S_2 = 150000, 300000, 10000$ VA, $B_{1m} = (1,79 + 2,13)T$; J_1 și J_2 ; t_e ; N_{B1} ; N ; N_1 ; N_2 ; N_{1s} ; N_{2s} .

Programul de calcul al triplorului de frecvență

././.

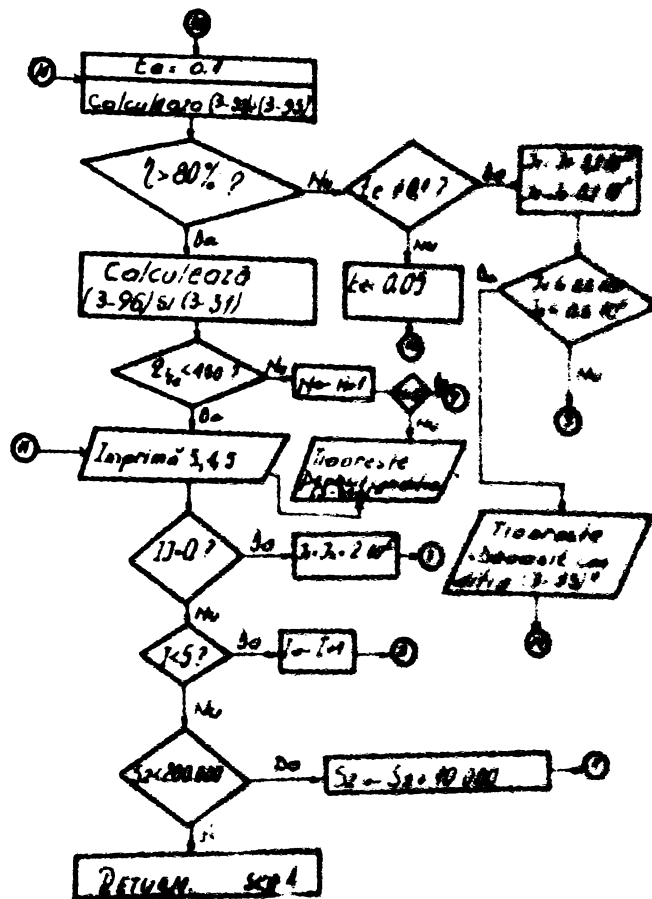
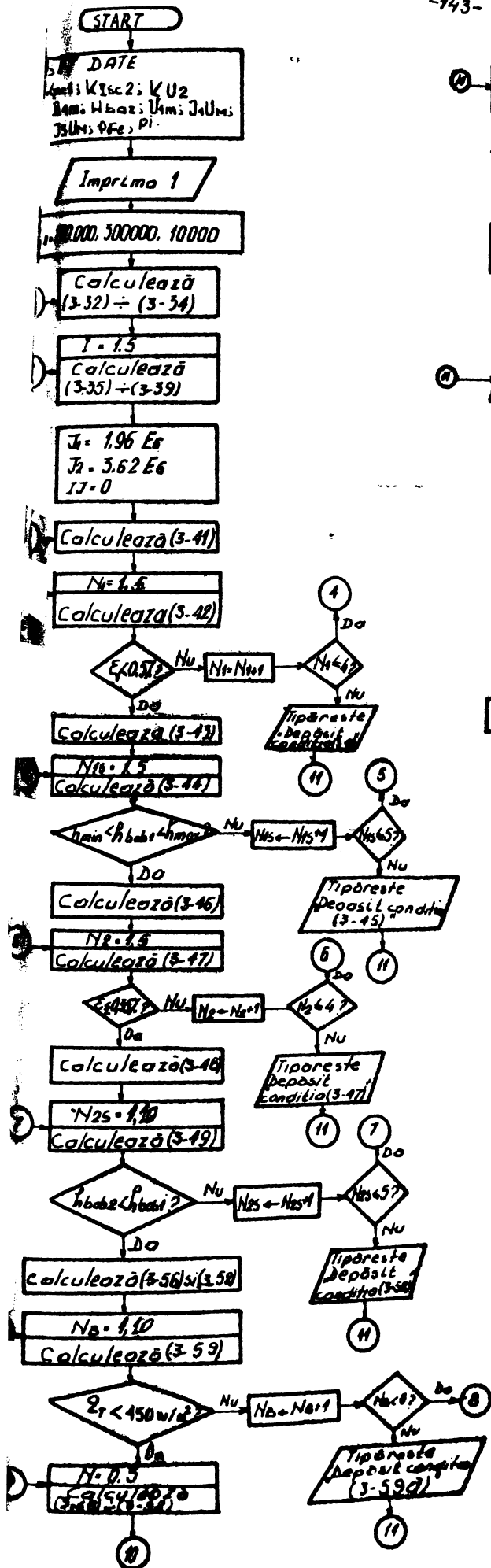


FIG 50 Schema logica a programului de calcul al triplurului de frec. ventă SARELLI Sa = 150+300+100

Spinelli $S_2 = (150 \div 200) \text{KVA}$ este, conform paragrafului 3.4.1, o subrutină externă (segmentul C) a programului unitar de calcul, care se cheamă de către programul principal la eticheta 61: "CALL TRIPLL (K(1), K(2), K(3), K(4), K(5), J_1 , A, B)".

Schema logică a programului, reprezentată în fig.5.0 s-a întocmit conform algoritmului de calcul prezentat în subcapitolul 3.3.

După elaborarea schemei logice s-a trecut la detalierea programului, care se compune dintr-o serie de instrucțiuni scrise în limbaj FORTRAN, pentru a putea fi preluate de compilatorul mașinii de calcul.

În ordinea programului, aceste instrucțiuni sînt :

1. instrucțiunea inoperantă de declarație a subrutinei, care cuprinde denumirea acesteia - TRIPL - urmată de de lista coeficienților convenționali.

2. instrucțiunile inoperante de tip declarație : INTEGER, REAL și DATA, care se adresează compilatorului punînd la dispoziția acestuia informațiile necesare organizării programului, informîndu-l care sînt mărimile întregi reale și valorile concrete pe care le iau în program : K_{Isc1} , K_{Isc2} , J_{11} , J_{12} , S_{1m} , H_{baz} , P_{Fe} și P_I ;

3. urmează instrucțiunea operantă PRINT 1, prin care se comandă direct imprimantei să facă afișarea conform 1 FORMAT, adică "PROIECTAREA OPTIMALA A TRIPLORULUI DE FRECVENTA SPINELLI".

4. instrucțiunea de ciclare DO 600 $S_2 = 150000$, 300000, 10000 prin care se comandă, executarea în mod repetat de n ori, instrucțiunile care urmează imediat după DO pînă la 600 inclusiv. Aici prin n se înțelege :

$$n = 16 = \frac{300000 - 150000}{10000} + 1$$

Avem deci 16 variante pentru S_2 . În cadrul fiecărei variante a lui S_2 se calculează după cum se observă, alte 10 variante provenite din cele 5 variante ale lui S_{1a} și 2 variante ale lui J_1 , J_2 . Se calculează, în total, 160 variante în circa 1 minut și jumătate, de unde reiese extraordinara rapiditate de execuție a mașinii de calcul.

5. instrucțiunile de atribuire pentru calculul

//.

```

SUBROUTINE TRIPL(KSM1,KW1,KW2,KI1, KC2,OSTAS,A,B)
INTEGER S2,W1,W2
REAL KW1,KW2,KI1, KC2,OSTAS(48,40),A(40),B(48),B1(48),
R HPAZ(5),J1UM(5),J3UM(5),KYSO1(5),KYSO2(5),I1,I2,Y1,Y2,Y3,
P I1,I2,LM,LW1,LW2,KU2(5),PFE(5)
DATA KISC1/2.2550,01.490,1.4000,1.3500,1.2500/,
D KISC2/1.5800,1.6000,1.7000,1.7500,1.8100/,
D J1UM/0.2737,0.2641,0.1700,0.0776,0.0740/,
D J3UM/0.2603,0.1505,0.0210,0.0409,0.0342/,
D KU2/1.1800,1.2500,1.2450,1.3400,1.3250/,
C B1M/1.7900,1.8600,1.9450,2.0300,2.1300/,
D HBA2/1.4500,4.0000,10.800,35.000,55.000/,
D PFE/08.4500,09.7500,10.5000,12.0000,13.7500/,
D PT/3.14156/

PRANT 1
DO 600 S2=150000,500000,100000
ETA=S2/50
SM1=KSM1*SQRT(ETA)*1E-4
SM2=SM1/0.07
DCU11=SQRT(4./PI*SM2/0.865)
DO 600 I=1,5
W1=KW1+220./50./B1M(I)/SM1+0.5
W2=KW2+200./220./W1+0.5
I2=S2/200.
I1=KI1+I2+W2/W1
HM1M=1.0+SQRT(SM2)
HMAY=3.0+SQRT(SM2)
J1=1.94E6

```

```

PRANT 2,NREFORM,PBOBZ
GO TO 500
149 H=PBOB1
C B = 0.030+3*10*1E-3+N1S*A1+2*N1S*0.0003+(419-1)*0.0010
C +N2C*A2+2*N2C*0.0003+(420-1)*0.0010
BF=0.058+N1S*(A1+0.0016)+N2S*(A2+0.0010)
U2U=KU2(I)+220.*W2/W1
ETA=(J1+J2)*0.0125E-00*(W1+I1+W2+I2)/4./M
DO 190 NB=1,10
IF(ETA/NB.LT.450.) GO TO 149
190 CONTINUE
NRCOPM=19
PRANT 2,NREFORM,ETA
GO TO 500
191 DO 150 JN=1,6
N*JN=1
S =SM2+N*DCU11*0.005
DCU11=SQRT(4./PI SM/U.865)
LM2=(U+RC+2.*PCC1)
YSU1=KISC1(I)*JN
(1).LN/2.1

```


J2=3.62E6

-146-

IJ=0

90 Q1=I1/J1

ETA=0.5E-2

IF(S2.F0.280000) ETA=1.2E-2

DO 100 N1=1,5

DO 100 K=1,40

DO 100 J=1,48

IF(Q1STAS(I,K).EQ.0.) GO TO 100

IF(ABS(Q1STAS(J,K)*1E-6/Q1*N1-1.)>.LT.ETA) GO TO 109

100 CONTINUE

NRFORM=10

PRINT 2,NRFORM,Q1

GO TO 500

109 Q1=Q1STAS(J,K)*N1*1E-6

A1=AMIN1(A(K),B(J))*1E-3

B1=AMAX1(A(K),B(J))*1E-3

ETA=N1*B1*(1+2.*N1+K1*0.0003*(N1+K1-1))*0.001

DO 110 N1S=1,5

CALCUT 28/09/78 14.17'50

HBUB1=0.038+ETA/N1S

IF(HMIN.LT.HBUB1 AND.HBUB1.LT.HMAX) GO TO 120

110 CONTINUE

NRFORM=11

PRINT 2,NRFORM,HBUB1

GO TO 500

120 Q2=I2/J2

ETA=0.35E-2

IF(S2.F0.290000) ETA=1.5E-2

DO 130 N2=1,5

DO 130 K=1,40

DO 130 J=1,48

IF(Q2STAS(I,K).EQ.0.) GO TO 130

IF(ABS(Q2STAS(J,K)*1E-6/Q2*N2-1.)>.LT.ETA) GO TO 139

130 CONTINUE

NRFORM=13

PRINT 2,NRFORM,Q2

GO TO 500

139 Q2=Q2STAS(J,K)*N2*1E-6

A2=AMIN1(A(K),B(J))*1E-3

B2=AMAX1(A(K),B(J))*1E-3

ETA=N2*B2*(1+2.*N2+K2*0.0003*(N2+K2-1))*0.001

DO 140 N2S=1,10

HBUB2=0.02+ETA/N2S

IF(HBUB2.LT.HBUB1) GO TO 144

140 CONTINUE

NRFORM=14

PRINT 2,NRFORM,HBUB2

GO TO 500

149 HBUBOB1

C

C

B = 0.030+1+10*1E-3+N1S*A1+2*N1S*0.0003*(N1S-1)*0.001+

+N2S*A2+2*N2S*0.0003*(N2S-1)*0.001+

BF=0.058+N1S*(A1+0.0016)+N2S*(A2+0.0016)

U2U=KU2(I)*220.*W2/W1

ETA=(J1+J2)*0.0125E-06*(W1+1+W2+1)/4./W

DO 190 NR=1,10

IF(ETA/NR.LT.450.) GO TO 191

190 CONTINUE

NRFORM=19

PRINT 2,NRFORM,ETA

GO TO 500

191 DO 250 IN=1,6

NR=N-1

S = SM2+N*DCOL1*0.0005

DCU1=SQRT(4./PI SM/U(265))

LM=2.*(U+BE+2.*DCOL1)

TSU1=K1SC1(I)*J1

(1).L4/1

```

ISV2=KISC2(I)*J3UM(I)*1E7*NBAZ(I)*LM/W2
C2=KC2*Y2/4E4
LW1=PI*(DCOL1+12E-3+N1S*A1+(N1S-1)*0.001+N1S*0.0006)
LW1=PI*(DCOL1+11E-3+N1S*(A1+U.0014))
LW2=PI*(DCOL1+12E-3+2*(N1S*A1+(N1S-1)*U.001+N1S*0.0006)+
      +12E-3+ (N2S*A2+(N2S-1)*0.001+U2S*0.0006))
LW2=PI*(DCOL1+29E-3+2*N1S*(A1+0.0016)+N2S*(A2+0.0016))
GCU1=3.*8900.*LW1*Q1*W1
GCU2=3.*8900.*LW2*Q2*W2
DPCU1=2.4E-12*J1*J1*GCU1
DPCU2=2.4E-12*J2*J2*GCU2
DPCU=DPCU1+DPCU2
GFEC=7800.*SM1*H
GFEC=7800.*SM1*(BF+2.*DCOL1)
GFE=6*(GFEC+GFECJ)
TL=0.1
GCU=GCU1+GCU2
GTUT=GCU+GFE
400 DPFE=PFE(I)*GFE*SQRT(TL)
SDP=DPCU+DPFE
ETA=S2*SQRT(TL)/(S2*SQRT(TL)+SDP)*100.
IF(ETA.GT.80)GO TO 440
IF(TL.LE.1E-1) GO TO 431
TL=0.05
GO TO 400
431 IF(J1.LE.0.5E6)GO TO 432
J1=J1-0.2E6
J2=J2-0.2E6
GO TO 90
432 NREFORM=43
PRINT 2,NREFORM,ETA
GO TO 500
440 AFE=6.*(PI+2*N)*DCOL1*(H+2.*DCOL1+BF)
QTFF=DPFE/AFE
IF(QTFF.LT.450.) GO TO 500
450 CONTINUE
NREFORM=45
PRINT 2,NREFORM,QTFF
900 PRINT 3,S2,R1M(I),TL,SM1,GTUT
PRINT 4,J1,W1,I1,Q1,A1,B1,N1,M1S,YSC1.
2 J2,W2,I2,Q2,A2,B2,N2S,YSC2
PRINT 5,H,BF,C2,U20,ETA,NR,GCU,GFE,SDP,DPFE,QTFF.
IF(IJ.EQ.1) GO TO 600
IJ=1
J1=2.E6
J2=2.E6
GO TO 90

```

CAI,OUT 28/09/78 14.13'50

```

900 CONTINUE
RETURN
1 FORMAT(///20X,'***** PROIECTAREA OPTIMALA A TOTALULUI DE FRECVPA
NTA "SPINELLI" *****')
2 FORMAT(/' *** DEPASIRE LA CUNDTIVA 0.12, ' *** '895.7)
3 FORMAT(6X,' S2=',Y6.9Y,' B14=',F45.8,' T1=',E14.8,' SM1=',F15.
58.' GTUT=',E15.8)
4 FORMAT(11Y,' J1=',F15.8,' W1=',F15.8,' I1=',F15.8,' Q1=',F15.8,' A1=',F15.8,' B1=',F15.8,' N1=',F15.8,' M1S=',F15.8,' YSC1=',F15.8,'
.PX=',F15.8,' Y1=',F15.8,' Y2=',F15.8,' Y3=',F15.8,' Y4=',F15.8,' Y5=',F15.8,' Y6=',F15.8,' Y7=',F15.8,' Y8=',F15.8,' Y9=',F15.8,' Y10=',F15.8,'
.4X,' Y17=',F15.8,' Y18=',F15.8,' Y19=',F15.8,' Y20=',F15.8,' Y21=',F15.8,' Y22=',F15.8,' Y23=',F15.8,' Y24=',F15.8,' Y25=',F15.8,' Y26=',F15.8,' Y27=',F15.8,' Y28=',F15.8,' Y29=',F15.8,' Y30=',F15.8,'
5 FORMAT(6X,' H=',E15.8,' BF=',E15.8,' C2=',E15.8,' U20=',E15.8,' ETA=',E15.8,' NR=',E15.8,' GCU=',E15.8,' GFE=',E15.8,' SDP=',E15.8,' DPFE=',E15.8,' QTFF=',E15.8,'
.R.' ETAM=',E15.8,' N6=',F11/
/ 6X,' GCU1=',E15.8,' GFE1=',E15.8,' SDP1=',E15.8,' DPFE1=',E15.8,' QTFF1=',E15.8,' N1=',F11//)
DFE=',E15.8,' QTFF=',E15.8,' N=',F11//)
END

```

lui $E_1 = \frac{1}{100}$; e_1 ; d_1 și d_2 col 1, care
(3-32) ÷ (3-34), din algoritmul

primul ciclu întreg
30000, 10000 și
contorului S_2 să se calculeze
(corespunzătoare celor 5 variante

7. instrucțiunile

și care va avea a lui S_1 ca
 I_2, J_1, I_1, J_2 și
(3-35) ÷ (3-39), din algoritmul

8. instrucțiunile

la $\pi = 0$ $J_1 = 1, 10 \cdot 10^6 / m^2$ și $I = 1,$

cbora

prin altă instrucțiune

9. instrucțiunile

1, 5

DO 100 K = 1, 40 și DO 100 J = 1,

se parcurge tabelul

care are $K = 40$ coloane și

se parcurge $J = 1 \div 48$ și

$K = 2$ și din nou $J = 1 \div 48$.

Pentru

calculează E_1 , conform (3-42)

10. instrucțiunile de salt

IF (QISTAS (J, K) . EQO)

IF (AAS (QISTAS (J, K) * 15-6 / Q1 * N1

comandă continuarea citirii tabelului. când cititorul de cartele
întâlneste spații albe, respectiv (dacă da) continuarea calculului
sau (dacă nu) așezarea condiției depășite și abandonarea variantei
prin saltul GOTO 500, la PRINT3, PRINT4 și PRINT5, când se tipă-
resc rezultatele doți nute până acum, completate cu rezultatele
variantei precedente, pentru mărimile care nu s-au calculat încă

11. instrucțiunea 100 CONTINUE comanda confirmarea
ciclurilor de la punctul 9, chiar dacă se întîlnesc spații albe

12. instrucțiunea etichetată 109, de atribuire
comandă calculul: QISTAS N1, 6⁶ = Q1

13. instrucțiunile de atribuire pentru A_1 și B_1 comandă calculul în m a lui A_1 și B_1 , care în tabel sînt redată în nr.

14. instrucțiunea de ciclare DO 110 $N_{1s} = 1,5$, comandă calculul lui $h_{bob 1}$ și compararea lui, conform relației (3-45) din algoritm. În cadrul ciclului, prin instrucțiunea de salt :

IF ($H_{MIN} \cdot LT \cdot H_{BOB1}$ AND $\cdot H_{BOB 1} LT \cdot H_{MAX}$) GOTO 120

(dacă da) se continuă calculul la eticheta 120 și (dacă nu) se continuă ciclul prin 110 CONTINUE.

Dacă și după $N_{1s} = 5$ nu s-a îndeplinit condiția (3-45), se afișează depășirea acesteia și prin GOTO 500 se abandonează varianta, cu afișarea rezultatelor obținute pînă acum și completarea cu valori de la varianta precedentă, pentru mărimile care nu au fost calculate încă.

15. instrucțiunile de atribuire, de ciclare și de salt (care fac parte din contorul S_2 , contorul I și pentru valorile alocate la J_1 și J_2) cuprinse între eticheta 120 (inclusiv) și 149 (exclusiv), comandă aceleași operații de la punctele 8 + 14, dar pentru înfășurarea secundară, adică se calculează și se verifică rezultatele obținute, conform relațiilor (3-46) + (3-50) din algoritmul de calcul : q_{2calc} ; ϵ_2 ; N_2 ; q_2 ; q_{2GRAS} ; h_{bob2} și N_{2s} . Sînt prevăzute în program instrucțiunile necesare pentru afișarea depășirii condițiilor (3-47) și (3-50), abandonarea variantei în caz de depășire a condițiilor respective și ~~tipăritura~~ afișarea rezultatelor obținute la calculator pînă în acel moment, completețe cu valorile din varianta precedentă, pentru mărimile care nu au fost calculate încă.

16. instrucțiunile de atribuire care comandă calculul lui h și B_f - înălțimea și lățimea ferestrei miezului magnetic - precum și calculul lui $ETA = (J_1 + J_2) \cdot 0,0175 \cdot 1 - 6 \cdot (W_1 \cdot I_1 + W_2 \cdot I_2)$ sînt prevăzute în continuare în program.

17. instrucțiunea de ciclare DO 190 $N_B = 1,10$ comandă calculul de la $N_B = 1$ la $N_B = 10$ a expresiei : ETA / N_B , iar instrucțiunile de salt :

IF ($ETA / N_B LT 450$) GOTO 191

comandă continuarea calculului dacă (da) se îndeplinește condiția (3-59a) din algoritmul de calcul, sau (dacă nu) se comandă prin

///.

19o CONTINUE continuarea ciclului (la $N_B = 10$) sau abandonarea variantei (la $N_B \leq 10$), cu afișarea depășirii condiției (3-59a). Deci se depășește încălzirea admisă a înfășurărilor .

Prin GOTO 500 se comandă tipărirea rezultatelor obținute pînă în momentul depășirii condiției, completate cu cele din varianta precedentă;

18. instrucțiunea de ciclare DO 450 JN = 1,6 comandă ciclarea calculelor pentru determinarea lui $N = JN - 1$, numărul de canale în miez. Cu rezultatele obținute pînă acum și începînd cu $N = 0$, printr-o serie de instrucțiuni de atribuire se continuă calculele conform formulelor (3-65) + (3-92) din algoritmul de calcul, determinîndu-se în final pierderile totale :

$$\sum \Delta P = \Delta P_{Fe} + \Delta P_{Cu}$$

pentru $t_l = 0,1$, cît s-a ales pentru triplorul de frecvență.

Se calculează randamentul triplorului de frecvență și se pune condiția (3-95) care dacă este îndeplinită, se continuă calculele prin instrucțiunea de salt :

IF (ETA GT 80) GOTO 440

Dacă $\eta < 80\%$ și $t_l = 0,1$ se alocă $t_l = 0,05$ și se reia calculul de la eticheta 400 (calcul ΔP_{Fe}). Dacă și acum $\eta < 80\%$ și dacă pentru J_1 și J_2 valori mai mici cu $0,2 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$ (se prevede că se poate merge, în trepte, pînă la $J_1 = 0,5 \text{ A/m}^2$ și $J_2 = 0,5 \text{ A/m}^2$) și se reia calculul de la formula (3-41) din algoritmul, adică de la eticheta 90 din programul FORTRAN (segmentul C analizat) .

Programul comandă afișarea depășirii condiției (3-95), dacă la $t_l = 0,05$ și $J_1 = J_2 = 0,5 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$ nu se obține încă $\eta > 78\%$.

La fel ca și în cazurile precedente de depășire, programul comandă abandonarea variantei și scrierea rezultatelor în modul prezentat deja.

19. instrucțiunea de atribuire etichetată 440 comandă pentru prima valoare a lui $N(N=0)$ calculul ariei laterale a miezului magnetic A_{Fe} . În continuare se comandă calculul fluxului termic Q_{TFe} , instrucțiunea de atribuire:

$$Q_{TFe} = \Delta P_{Fe} / A_{Fe}$$

20. instrucțiunea de salt :

IF(C_{TFE} LT 450) GOTO 500

Comandă verificarea condiției (3-31a) din algoritmul de calcul.

Dacă este îndeplinită condiția (3-31a) prin GOTO 500 se comandă afișarea rezultatelor. Calculul s-a terminat pentru varianta respectivă a triplorului de frecvență.

Dacă nu este îndeplinită condiția (3-31a) prin instrucțiunea 450 CONTINUE se comandă reintrarea în ciclu de contor JN = 1,6 de la eticheta 191, când se face N = 1 și așa mai departe pînă la N = JN - 1 = 6 - 1 = 5

Dacă nu se îndeplinește condiția (3-31a) nici la N = 5 , atunci programul comandă afișarea depășirii condiției respective, abandonarea variantei și tipărirea rezultatelor, după procedeul expus cu ocazia descrierii celorlalte depășiri.

21. instrucțiunile PRINT 3, PRINT 4 și PRINT 5 comandă tipărirea rezultatelor pe formularele 3 FORMAT, 4 FORMAT și 5 FORMAT.

22. După terminarea unei variante S₂ și I(B_{1m}) prin instrucțiunea de salt :

IF (IJ . EQ. 1) GOTO 600

se verifică dacă IJ = 1. Dacă se reîntră în contorul I (dacă I < 5) sau se reîntră în contorul S₂ (dacă I > 5 și S₂ < 200000).

Dacă IJ = 0, atunci la varianta S₂ și I respective vă se alocă : J₁ = J₂ = 2 · 10⁶ A/m² și se reiau calcularea de la eticheta (3-41) din algoritmul de calcul.

23. Dacă la ultima variantă calculată S₂ = 200000 și I = 5 (B_{1m} = 2,13 T) , iar IJ = 1, înseamnă că s-au epuizat cele 160 variante și prin instrucțiunea RETURN se comandă revenirea în programul principal , conform celor expuse în paragraful 5.5.1.

5.5.2. Comparație între varianta de triplor de frecvență Spinelli calculată din coeficienții valorii conform recomandărilor din literatură și varianta de triplor de frecvență din coeficienții valorile adaptate de autor în cazul concret de realizare a miezului din tola ANICO de 0,2mm.
Ca și în cazul dublorului de frecvență Joly-Bruck

(paragraful 4.3.2.), autorul a întreprins cercetări pentru a putea stabili în ce măsură coeficienții formulelor indicate în literatură satisfac și în cazul miezului realizat din toată ALICO de 0,35 mm, la triplorul de frecvență Spinelli.

Sub formă tabelară, pentru a se putea compara rezultatele calculului, se prezintă un triplor de frecvență $S_2=200$ kHz: $U_{1f} = 220$ V; $U_2 = 800$ V calculat în două cazuri (Tabelul 5.1)

1) utilizând coeficienții (s-a lucrat cu valoarea medie a acestora) indicați în literatură; [5, 6 și 7];

2) utilizând coeficienții adaptați, rezultați în urma cercetării aplicative întreprinse de autor în cadrul acestei lucrări.

Studiind rezultatele obținute se pot observa următoarele :

1. pentru o comparație mai sugestivă s-a adăos același coeficient $K_{SM1} = 3,29$, la calculul secțiunii S_{m1} a miezului, ținând seama și de faptul că autorul nu a propus adaptarea acestei valori, păstrind-o pe cea recomandată din literatură;

2. prima diferență apare la numărul de spire al înfășurării secundare W_2 rezultând pentru varianta 1 : $W_2 = 126$ spire.

Dacă se ține seama că la varianta 2, care a fost realizată de autor și cercetată în laborator, s-a realizat pentru $W_2 = 44$ spire și $W_1 = 22$ spire o tensiune $U_2 = 800$ V, se înțelege că la varianta 1, tensiunea U_2 care va apărea la borne (se observă că și la varianta 1, $W_1 = 22$ spire) ar putea avea valoarea :

$$U_2 = 800 \frac{126}{44} = 2290 \text{ V}$$

Este mai mult decât sigur că așa s-ar întâmpla, deoarece la ambele variante s-a lucrat cu aceeași secțiune a miezului, cu aceeași inducție și deci raportul de transformare K_{u1} , definit de formula (3-2) în literatură ar fi același :

$$K_{u2} = \frac{800}{44} : \frac{220}{22} = 1,815 \quad \text{în varianta cercetată în laborator (varianta 2, în tabelul 5.1)}$$

$$K_{u2} = \frac{U_2}{126} : \frac{220}{22} \quad \text{varianta 1, calculată pentru cercetarea prezentată.}$$

$$U_2 = 1,815 \cdot 126 \cdot \frac{220}{22} = 2290 \text{ V}$$

U₁ = 200V f = 50Hz I_{fa} = 150mA

TABELA 5-1

Nr crt	Nr formule utilizate	Principali parametri dimensionali si electromagnetici ai triplului de frecventa SPINEL. Varianta 2 calculata cu valorii adaptate pentru coeficientii, varietatea literaturii, acordandu-se coeficientilor valoarea medie indicata	Principali parametri dimensionali si electromagnetici ai triplului de frecventa SPINEL. Varianta 2 calculata cu valorii adaptate pentru coeficientii, varietatea pe calculatorul numeric IRIS 50
0	1	2	3
1	(3-32)	$S_{m1} = 3,29 \sqrt{\frac{200000}{1,50}} = 208,07 \cdot 10^{-4} m^2$	$S_{m1} = 3,29 \sqrt{\frac{200000}{1,50}} = 208,07 \cdot 10^{-4} m^2$
2	(3-33)	$S_{m2} = 208 \cdot 10^{-4} \cdot 10,97 = 214 \cdot 10^{-4} m^2$	$S_{m2} = 208 \cdot 10^{-4} / 0,97 = 214 \cdot 10^{-4} m^2$
3	(3-34)	$D_{cor1} = \sqrt{4 \cdot 214 \cdot 10^{-4} / \pi \cdot 0,865} = 17,7 \cdot 10^{-2} m$	$D_{cor1} = \sqrt{4 \cdot 214 \cdot 10^{-4} / \pi \cdot 0,865} = 17,7 \cdot 10^{-2} m$
4	(3-35)	$W_1 = 0,215 \cdot \frac{220}{50 \cdot 2,03 \cdot 208 \cdot 10^{-4}} \approx 22 \text{ spire}$	$W_1 = \frac{0,211 \cdot 220}{50 \cdot 2,03 \cdot 208 \cdot 10^{-4}} \approx 22 \text{ spire}$
5	(3-36)	$W_2 = 1,575 \cdot \frac{800}{220} \cdot 22 = 126 \text{ spire}$	$W_2 = 0,55 \cdot \frac{800}{220} \cdot 22 = 44 \text{ spire}$
6	(3-37)	$I_2 = \frac{200000}{800} = 250A; I_1 = 1,7 \cdot 250 \cdot \frac{126}{22} = 2420A$	$I_2 = \frac{200000}{800} = 250A; I_1 = 0,6 \cdot 250 \cdot \frac{44}{22} = 300A$
7	(3-38) & (3-39)	$h_{min} = 2,9 \sqrt{216 \cdot 10^{-2}} = 425 \cdot 10^{-2} m; h_{max} = 35 \sqrt{214 \cdot 10^{-2}} = 514 \cdot 10^{-2} m$	$h_{min} = 1,9 \sqrt{214 \cdot 10^{-2}} = 27,8 \cdot 10^{-2} m; h_{max} = 57,0 \cdot 10^{-2} m$
8	(3-41) & (3-43)	$Q_{ind} = \frac{220}{200000} = 0,0011; Q_{ind} = 100 \cdot 10^{-2}; N_1 = 7; Q_{ind} = 100 \cdot 10^{-2}; Q_1 = 7 \cdot 10 \cdot 10^{-2} m^2$ $A_1 = 4,75 \cdot 10^{-2} m; Q_1 = 36 \cdot 10^{-2} m^2$	$Q_{ind} = \frac{220}{100 \cdot 10^3} = 2,2 \cdot 10^{-3}; N_1 = 2; Q_{ind} = 725 = 5,6 \cdot 10^{-3} m^2 \cdot 10^{-2} m^2$ $Q_1 = 2 \cdot 725 = 155 \cdot 10^{-5} m^2$
9	(3-44) & (3-45)	$h_{ind} = 0,038 + 1,36 \cdot 10^{-3} \cdot 22 \cdot 2,9 \cdot 22 \cdot 0,0011 \cdot 7 \cdot 22 = 0,563 m$ Se observa ca din 2-4 h _{ind} = 11 nu se implinesc conditiile (3-45), adica h _{ind} > h _{max} > h _{min} cum s-a stabilit in algoritmul NIS = N	$h_{ind} = 0,038 + \frac{2 \cdot 0,014 \cdot 22 + 2 \cdot 2 \cdot 22 \cdot 0,0003 \cdot 44 \cdot 0,001}{2} = 58 \cdot 10^{-2} m$ $27,8 \cdot 10^{-2} m < 58 \cdot 10^{-2} m < 57,040 m$ $N_{15} = 2$
10	(3-46) & (3-48)	$Q_{ind} = \frac{220}{200000} = 0,0011; Q_{ind} = 100 \cdot 10^{-2}; N_1 = 1; Q_{ind} = 100 \cdot 10^{-2}; Q_1 = 7 \cdot 10 \cdot 10^{-2} m^2$ $Q_1 = 1 \cdot 100 \cdot 10^{-2} = 100 \cdot 10^{-2} m^2$	$Q_{ind} = \frac{250}{300000} = 8,3 \cdot 10^{-5}; N_1 = 1; Q_{ind} = 100 \cdot 10^{-2}; Q_1 = 69,1 \cdot 10^{-2} m^2$
12	(3-49) & (3-50)	$h_{ind} = 0,02 + 1,36 \cdot 10^{-3} \cdot 22 \cdot 2,9 \cdot 22 \cdot 0,0011 \cdot 7 \cdot 22 = 0,511 m = h_{ind}$ $h_{ind} = 0,038 + 1,36 \cdot 10^{-3} \cdot 22 \cdot 2,9 \cdot 22 \cdot 0,0011 \cdot 7 \cdot 22 = 0,563 m$	$h_{ind} = 0,02 + 1,36 \cdot 10^{-3} \cdot 22 \cdot 2,9 \cdot 22 \cdot 0,0003 \cdot 44 \cdot 0,001 = 0,362 < h_{ind}$ $h_{ind} = 0,038 + 1,36 \cdot 10^{-3} \cdot 22 \cdot 2,9 \cdot 22 \cdot 0,0003 \cdot 44 \cdot 0,001 = 0,362 < h_{ind}$
13	(3-51) & (3-52)	$B_F = 0,03 + 11 \cdot 4 \cdot 10^{-2} \cdot 2 \cdot 10 \cdot 0,0011 \cdot 6 \cdot 10^{-2} = 0,0011 \cdot 2 \cdot 10 \cdot 10^{-2} = 0,0022 m^2$ $B_F = 0,03 + 11 \cdot 4 \cdot 10^{-2} \cdot 2 \cdot 10 \cdot 0,0011 \cdot 6 \cdot 10^{-2} = 0,0022 m^2$	$B_F = 0,03 + 11 \cdot 4 \cdot 10^{-2} \cdot 2 \cdot 10 \cdot 0,0011 \cdot 6 \cdot 10^{-2} = 0,0022 m^2$ $B_F = 0,03 + 11 \cdot 4 \cdot 10^{-2} \cdot 2 \cdot 10 \cdot 0,0011 \cdot 6 \cdot 10^{-2} = 0,0022 m^2$
14	(3-68)	$C_2 = 0,1 \cdot 200 \cdot 60 \cdot 100 = 625 \cdot 10^{-5}$	$C_2 = 0,1 \cdot 200 \cdot 60 \cdot 100 = 131 \cdot 10^{-5}$

	1	2	3
15 (3-69)	$U_{20} = 1575 \cdot 220 \frac{26}{22} = 20000 \text{ V}$		$U_{20} = 134 \cdot 220 \cdot 44/22 = 590 \text{ V}$
16 (3-59)	$q_T = \frac{278 \cdot 10^6 \cdot 0,075 \cdot 10^{-6} (22 \cdot 2620 + 126 \cdot 250)}{2 \cdot 1 \cdot 0,563 \cdot 9} = 405 \text{ W/m}^2 < 450 \text{ W/m}^2$	$N/B = 9$	$q_T = \frac{278 \cdot 10^6 \cdot 0,075 \cdot 10^{-6} (22 \cdot 300 + 44 \cdot 250)}{2 \cdot 3 \cdot 1 \cdot 0,38} = 385 \text{ W/m}^2 < 450 \text{ W/m}^2$
17 (3-65)-(3-67)	$S_m = 214 \cdot 10^{-4} \cdot 3 \cdot 0,005 \cdot 177 \cdot 10^{-2} \text{ m}^2 = 240,21 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$ $A_{\text{cool},2} = \sqrt{\frac{L \cdot 240,21 \cdot 10^{-2}}{0,865}} = 18,85 \cdot 10^{-2} \text{ m}$ $L_m = 2 \cdot 0,563 + 2 \cdot 0,15745 + 4 \cdot 18,85 \cdot 10^{-2} = 2,1549 \text{ m}$	$N/B = 9$	$S_m = (214 \cdot 10^{-4} \cdot 3 \cdot 0,005 \cdot 177 \cdot 10^{-2}) \text{ m}^2 = 240,21 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$ $A_{\text{cool},2} = 18,85 \cdot 10^{-2} \text{ m}$ $L_m = 2 \cdot 0,38 + 2 \cdot 0,0856 + 4 \cdot 18,85 \cdot 10^{-2} = 1,6852 \text{ m}$
18 (3-73)-(3-77)	$I_{isc} = 0,076 \cdot 10^3 = 77,6$; $I_{isc} = 0,0409 \cdot 10^3 = 40,9$ $I_{isc} = \frac{736 \cdot 35 \cdot 2,1549}{22} = 2,57 \text{ A}$; $I_{isc} = \frac{50,9 \cdot 35 \cdot 2,1549}{126} = 2,43 \text{ A}$	$N/B = 3$	$I_{isc} = 135 \cdot 0,0776 \cdot 10,3 = 104,5$; $I_{isc} = 175 \cdot 0,0409 \cdot 10,3 = 71,7$ $I_{isc} = \frac{104,5 \cdot 35 \cdot 1,6852}{22} = 280 \text{ A}$ $I_{isc} = \frac{71,7 \cdot 35 \cdot 1,6852}{44} = 96 \text{ A}$
19 (3-78)-(3-79)	$(W_1 = \pi [(185 \cdot 10^{-2} + 11 \cdot 10^{-3} + 11(4,75 \cdot 10^{-3} + 0,0006))] = \pi \cdot 0,26935 = 0,847 \text{ m}$ $(W_2 = \pi [(1885 \cdot 10^{-2} + 29 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 11(4,75 + 0,0006) + 6(5 \cdot 10^{-3} + 0,0006))] = 124,3 \text{ m}$ $G_{\text{cool}} = 3 \cdot 1900 \cdot 0,847 \cdot 770 \cdot 10^{-6} \cdot 22 = 592 \text{ kg}$ $\Delta P_{\text{cool}} = 2,4(1,96 \cdot 10^6)^{0,25} \cdot 592 \cdot 10^{-4} = 5400 \text{ W}$ $G_{\text{cool}} = 3 \cdot 8900 \cdot 1245 \cdot 69 / 10^6 \cdot 126 = 290 \text{ kg}$; $G_{\text{cool}} = 592 + 290 = 882 \text{ kg}$ $\Delta P_{\text{cool}} = 2,4(362 \cdot 10^6)^{0,25} \cdot 290 \cdot 10^{-4} = 9200 \text{ W}$		$(W_1 = \pi [(185 \cdot 10^{-2} + 11 \cdot 10^{-3} + 2(5,6 \cdot 10^{-3} + 0,0006))] = \pi \cdot 0,2139 = 0,67 \text{ m}$ $(W_2 = \pi [(1885 \cdot 10^{-2} + 29 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 2(5,6 \cdot 10^{-3} + 0,0006))] + 2(5 \cdot 10^{-3} + 0,0006) = 125,3 \text{ m}$ $G_{\text{cool}} = 3 \cdot 8900 \cdot 0,67 \cdot 155 \cdot 10^{-6} \cdot 22 = 612 \text{ kg}$ $\Delta P_{\text{cool}} = 2,4(1,96 \cdot 10^6)^{0,25} \cdot 612 \cdot 10^{-4} = 592,5 \text{ W}$ $G_{\text{cool}} = 3 \cdot 8900 \cdot 0,812 \cdot 69 / 10^6 \cdot 44 = 66,3 \text{ kg}$; $G_{\text{cool}} = 61,2 + 66,3 = 127,5 \text{ kg}$ $\Delta P_{\text{cool}} = 2,4(362 \cdot 10^6)^{0,25} \cdot 66,3 \cdot 10^{-4} = 2085 \text{ W}$
20 (3-81)-(3-87)	$\Delta P_{\text{cool}} = (5400 + 9200) \text{ W} = 14600 \text{ W}$ $G_{\text{cool}} = 7800 \cdot 208,07 \cdot 10^{-4} \cdot 0,363 \cdot 915 \text{ kg}$ $G_{\text{cool}} = 208,07 \cdot 10^6 \cdot 7100(0,157 \cdot 2 \cdot 1875 \cdot 10^{-2}) \cdot 208,07 \cdot 10^{-4} \cdot 7800 \cdot 0,363 = 63,5 \text{ kg}$ $G_{\text{cool}} = 6 \cdot 915 + 6 \cdot 63,5 = 1080 \text{ kg}$		$\Delta P_{\text{cool}} = 552,5 \text{ W} + 2085 \text{ W} = 2637,5 \text{ W}$ $G_{\text{cool}} = 7800 \cdot 208,07 \cdot 10^{-4} \cdot 0,38 = 61,96 \text{ kg}$ $G_{\text{cool}} = 208,07 \cdot 10^6 \cdot 7100 \cdot 0,662 = 75 \text{ kg}$ $G_{\text{cool}} = 6 \cdot 61,96 + 6 \cdot 75 = 821,87 \text{ kg}$
21 (3-88)			
22 (3-89)-(3-92)			
23 (3-93)	$\Delta P_{\text{cool}} = 12 \cdot 1050 \cdot 107 = 12 \cdot 1050 \cdot 0,316 = 4000 \text{ W}$		$\Delta P_{\text{cool}} = 12 \cdot 1187 \cdot 42 \cdot 0,316 = 3192,80 \text{ W}$

TABEL 3-1

0	1	2	3
24	(3-94)	$\sum \Delta P = 9200 \text{ W} + 4000 \text{ W} = 13200 \text{ W}$	$\sum \Delta P = 2637,5 \text{ W} + 3118,8 \text{ W} = 5756,3 \text{ W}$
25	(3-95)	$\eta = \frac{200000 \cdot 0,316 \cdot 100}{200000 \cdot 0,316 + 13200} = 82,5\%$	$\eta = \frac{200000 \cdot 0,316 \cdot 100}{200000 \cdot 0,316 + 5756,30} = 91,65\%$
26	(3-96)	$A_{Fe} = G[(\pi + 2 \cdot 3) 18,85 \cdot 10^{-2} (0,563 + 0,137 + 2 \cdot 18,85 \cdot 10^{-2})] = 11,15 \text{ m}^2$	$A_{Fe} = G[9,14 \cdot 18,85 \cdot 10^{-2} (0,38 + 0,379 + 0,0856)] = 8,73 \text{ m}^2$
27	(3-31a) (3-31a)	$q_{Fe} = \frac{4000}{11,15} = 358 \text{ W/m}^2 < 450 \text{ W/m}^2$	$q_{Fe} = \frac{3118,80}{8,73} = 356,76 \text{ W/m}^2 < 450 \text{ W/m}^2$

Deci dacă s-ar construi triplorul de conveniență cu $S_{ml} = 208,07 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$; $W_1 = 22$ spire ($\delta_{1m} = 2,03\%$); $n_2 = 110$ straturi în loc să apară la bornele circuitului de ieșire $U_2 = 600 \text{ V}$, ar apărea $U_2 = 2290 \text{ V}$, cu toate consecințele care decurg de aici.

3. o altă diferență apreciabilă între cele două variante prezintă curentul I_1 , care rezultă din calcul, pentru varianta 1 $I_1 = 2420 \text{ A}$. În mod normal, cel puțin la realizarea prototipului, în vederea cercetării pe model, ar trebui să se țină seama de acest rezultat și să se dimensioneze în continuare triplorul, plus când de la această valoare, ceea ce s-a și făcut în calculul prezentat.

Această valoare $I_1 = 2420 \text{ A}$ a condus la următoarele consecințe imediate :

a) a crescut secțiunea conductorului înfășurării primare $Q_1 = 7 \cdot 170 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$, numărul de conductoare în paralel N_{1s} și înălțimea ferectrei miezului h .

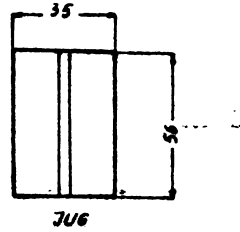
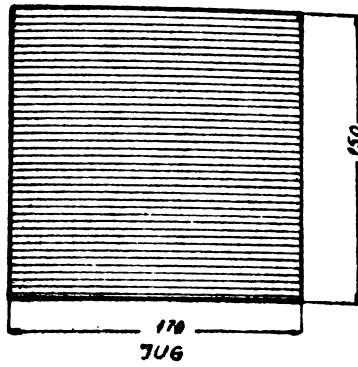
b) a crescut numărul de straturi N_{1s} al înfășurării primare și implicit lățimea ferestrei BF.

c) a crescut pătura de curent și pentru o încălzire în limitele admisibile ale înfășurărilor sînt necesare $NE = 9$ canale de răcire în loc de $NE = 3$, în varianta 2, ceea ce reprezintă o creștere a manoperei;

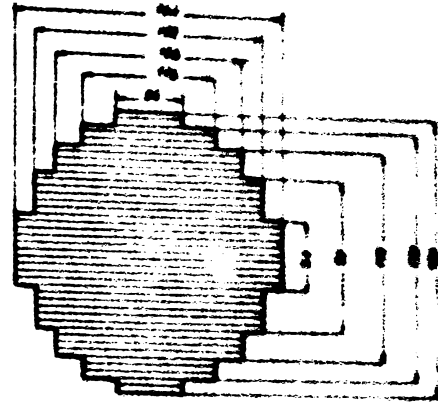
4. ca urmare a creșterii secțiunii conductorului înfășurării primare Q_1 și a numărului de straturi N_{1s} , a crescut greutatea conductorului de cupru a acestei înfășurări, care a devenit $G_{Cu1} = 592 \text{ kg}$ în această variantă cercetată de autor (varianta 1 din tabelul 5.1)

5. datorită creșterii numărului de spire W_2 , la același curent $I_2 = 250 \text{ A}$ în ambele variante a crescut și greutatea cuprului înfășurării secundare (G_{Cu2} a crescut și datorită creșterii lungimii spirei l_2 , care a devenit $G_{Cu2} = 290 \text{ kg}$, față de $G_{Cu2} = 200 \text{ kg}$ în varianta cercetată în laborator (varianta 2, din Tabelul 5.1);

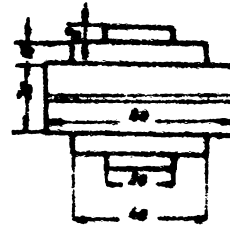
6. odată cu creșterea greutății înfășurărilor primare și secundare, în condițiile în care s-au păstrat aceleași valori pentru densitățile de curent J_1 și J_2 , pierderile în cupru la prima variantă au devenit $\Delta P_{Cu} = 14600 \text{ W}$, adică de $\frac{14600}{2637,5} = 5,53$ ori mai mari, decît în varianta calculată, realizată și cercetată în laborator (varianta 2 din Tabelul 5.1).



a/



COLONNA



COLONNA

b/

Fig. 7.1 Secțiune transversală prin coloană și jugul triplorului de frecvență tip Spinelli

- a- Triplor 200 kVA ; 400/800 v , 50/150 Hz ; 756/250 A
- b- Triplor 2 kVA ; 400/220 v , 50/150 Hz , 10/3,1 A

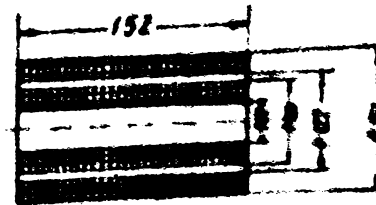
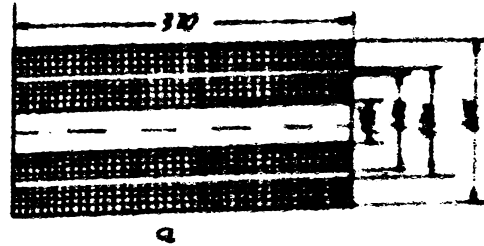
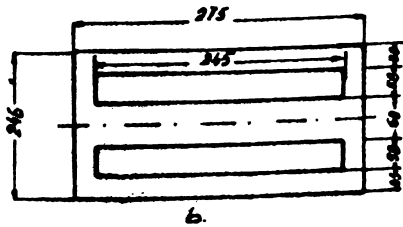
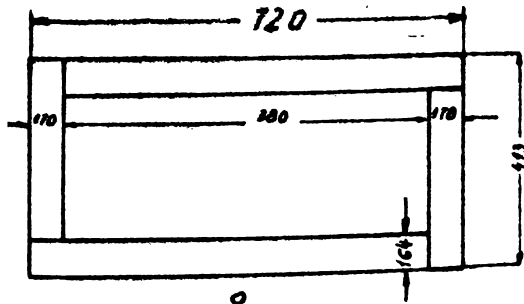


Fig. 5.3 Dispozitiv bobinajului la triplorul de frecvență tip Spinelli

- a- Triplor 200 kVA ; 400/800 v ; 50/150 Hz
- b- Triplor 2 kVA ; 400/220 v ; 50/150 Hz

Fig. 5.2 Dimensiunile miezului unui singur transformator saturat al triplorului de frecvență tip Spinelli

- a- Triplor 200 kVA ; 400/800 v ; 50/150 Hz
- b- Triplor 2 kVA ; 400/220 v ; 50/150 Hz

7) ca urmare a creșterii dimensionale ferestrei miezului magnetic, din cauzele expuse anterior are loc o creștere a greutateii miezului, astfel încât $G_{Fe} = 1050$ Kg în prima variantă, față de $G_{Fe} = 821,87$ Kg. în varianta realizată (varianta 2, din tabelul 5.1). Creșterea greutateii miezului atrage după sine creșterea pierderilor în fier, care devin $\Delta P_{Fe} = 4000$ W în prima variantă, față de $\Delta P_{Fe} = 318$ W, în cea de a doua variantă.

8. datorită creșterii pierderilor în cupru și în fier la varianta 1, randamentul η a scăzut de la $\eta = 91,85\%$ la $\eta = 82,5\%$.

9. tensiunea de funcționare în gol $U_{20} = 2000$ V, în prima variantă;

10. capacitatea condensatorului C_2 la compensare capacitivă longitudinală a rezultat mai mare de aproape 5 ori;

Toate acestea permit să se ia pună concluzia că triplorul de frecvență realizat - fig.5.1a, fig.5.2a, fig.5.3a și fig.5.4. utilizând valorile adaptate pentru coeficienții formulelor din literatură, este eficient și prezintă parametri propuși la începutul calculelor, corespunzând în același timp uneia din variantele optimizate pe calculator.

5.3.3. Proiectarea comparativă a triplorilor de frecvență.

În acest paragraf se face o comparație între parametrii triplorului de frecvență Spinelli realizat de autor, $S_{2n} = 200$ KVA deja proiectat și prezentat în paragraful 5.3.2, triplorul de frecvență cu sarcina inclusă în conductorul de nul și triplorul de frecvență autotransformatoric.

Autorul a realizat triplorul de frecvență autotransformatoric, folosind pentru coeficienți valori adaptate pentru cazul când se utilizează la construcția miezului toată ARL cu $0,35$ mm.

De asemenea, autorul a cercetat diferite regimuri de funcționare ale triplorului de frecvență autotransformatoric, însă din motive de spațiu nu au fost redate în capitolul 6 - a se vedea și lucrarea [6].

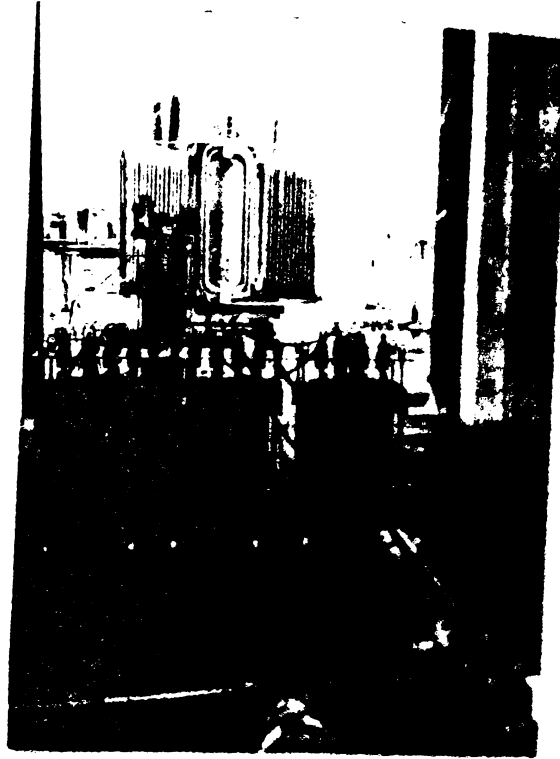
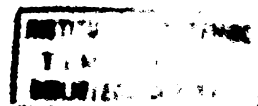


Fig.5.4. Triplor de frecvență tip Spincili $S_{2L} = 200 \text{ kVA}$;
 $3 \times 220/800 \text{ V}$, utilizat la încercarea unui transfor-
mator $S = 5,6 \text{ MVA}$; $21/6 \text{ kV}$;

5.3.3.1. Proiectarea triplorului de frecvență cu sarcină
inclusă în conductorul de fază.

Pentru proiectarea se vor folosi relații de stabilitate
în paragraful 5.2.2.

//.



O comparație echitabilă între acest triplor și triplorul de frecvență tip Spinelli nu se poate face decât dacă se admite că se cere aceeași putere de ieșire, alimentarea înțapării primare efectuându-se de la rețeaua industrială $3 \times 400/220$.

În aceste condiții, dacă se ține seama că triplorul de frecvență tip Spinelli se folosește pentru încercarea cu $2U_n = 2 \times 400 = 800$ V a transformatoarelor de putere și dacă avem în vedere relația (5-3), care ne spune că tensiunea maximă pe care o putem obține de la un triplor de frecvență cu sarcină inclusă în conductorul de nul este $U_2 = 0,6 U_1 f = 132$ V (la o rețea de 220 V), reiese clar inferioritatea acestuia din urmă față de triplorul de frecvență tip Spinelli.

Tensiunea $U_2 = 132$ V nefiind utilă Laboratorului de înaltă tensiune, nu s-au făcut cercetări experimentale cu un asemenea triplor.

Vom efectua totuși, calcule pentru acest tip de triplor pentru a putea să facem o comparație fundamentată între diferite tipuri de triploare de frecvență și a demonstra dacă s-a preferat un anumit tip de triplor, în speță triplorul de frecvență Spinelli.

Parametrii triplorului de frecvență trebuie să fie :

1. Frecvența rețelei primare și secundare $f_1 = 50$ Hz;
 $f_2 = 150$ Hz;
2. Tensiunea primară pe fază $U_1 = 220$ V;
3. Tensiunea secundară $U_2 = 120$ V ;
4. Puterea secundară $S_2 = 200$ KVA ;
5. Caracterul sarcinii, intermitentă, 10 %;
6. Răcire naturală, în aer ;
7. Material pentru miez, tablă texturată ARNCO de 0,35 mm grosime ;

5.3.3,1,1. Calculul dimensiunilor miezului și parametrilor principali.

Calculul secțiunii coloanei miezului S_m și înălțimea acesteia, h , se face folosind formulele (5-1), când obținem aceleași dimensiuni principale ale miezului ca și la triplorul Spinelli $S_{2n} = 200$ KVA :

$$S_{m1} = 3,29 \sqrt{\frac{200.000}{1 \cdot 50}} = 208 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$$

$$S_{m2} = \frac{208 \cdot 10^{-4}}{0,97} = 214 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$$

$$h = 2,59 \sqrt{214 \cdot 1} = 38 \cdot 10^{-2} \text{ m}$$

Pentru realizarea miezului sint valabile fig. 5-1 a și fig. 5-2 a.

Numărul de spire al bobinei fiecărui reactor saturat se calculează cu formula (5-2) :

$$W = \frac{0,211 \cdot 220 \cdot 10^8}{50 \cdot 20 \cdot 300 \cdot 208} = 22 \text{ spire}$$

Tensiunea U_2 la ieșire se calculează cu formula (5-3) :

$$U_2 = 0,545 \cdot U_1 f = 0,545 \cdot 220 = 120 \text{ V}$$

Pentru calculul curentului în înfășurarea triplorului folosim relația (5-5) :

$$I_2 = \frac{S_2}{U_2} = \frac{200.000}{120} = 1670 \text{ A}$$

$$I = 0,7 I_2 = 1170 \text{ A}$$

$$S_1 = 3U_1 f \cdot I = 3 \cdot 220 \cdot 1170 = 800 \text{ KVA}$$

Calcululele efectuate pînă aici ne arată următoarele :

a) curentul în înfășurarea reactorului este de 4 ori mai mare, deci și secțiunea conductorului va crește de 4 ori. Se remarcă, considerînd același diametru mediu ca la înfășurările triplorului tip Spinelli, că pentru triplorul cu sarcină inclusă în conductorul de nul, avem un consum de cupru de cel puțin două ori mai mare, cu toate că înfășurarea secundară, W_2 , nu există;

b) odată cu creșterea consumului de cupru, vor crește și dimensiunile ferestrei miezului ;

c) este necesar un transformator de adaptare, care să funcționeze la 150 Hz. de $S = 200 \text{ KVA}$ și $120/800 \text{ V}$, ceea ce scumpește mult instalația ;

d) mărimea capacității unui din condensator care se folosesc pentru obținerea punctului de nul artificial

//.

este, conform (5-4):

$$C_1 = (0,03 \div 0,05) \frac{1670}{50 \cdot 120} = (8.300 - 13.900) \cdot 10^{-6} F$$

Pentru trei condensatoare C_1 vom avea:

$$3C_1 = 3(8300 \div 13900) 10^{-6} F$$

Deci capacitatea condensatoarelor este mult mai mare decât în cazul triplorului de frecvență tip Spinelli, unde:

$$3C_1 + C_2 = (3 \cdot 3150 + 131) 10^{-6} F = 9581 \cdot 10^{-6} F$$

adică de circa trei ori.

e) se observă că dacă se scurtcircuitează condensatorul C_1 , tensiunea care se aplică sarcinii va fi de 2 ori mai mare, ceea ce la 50 Hz. înseamnă că prin receptor va trece un curent I_2 de 6 ori mai mare dacă acesta este inductiv sau de $\frac{2}{3}$ ori mai mare dacă este capacitiv.

Analizându-se toate aceste dezavantaje nu se mai efectuează calculele mai departe, triplorul de frecvență cu sarcina inclusă în conductorul de nul fiind inferior din toate punctele de vedere triplorului de frecvență tip Spinelli.

5.3.3.2. Proiectarea triplorului de frecvență autotransformatoric.

Schema unui asemenea triplor de frecvență este reprezentată în fig.2-2e, iar pentru proiectare se vor folosi relațiile din paragraful 5.2.3 dând coeficienților valori... adaptate cazului când miezul se execută din tablă AMCO de 0,35mm rezultate din cercetarea aplicativă întreprinsă de autor.

Acest triplor s-a realizat plecând de la triplorul Spinelli calculat în parag-5.3.1, 5.3.2 ale cărui dimensiuni principale s-au păstrat și prin studiul de laborator s-a constatat că el nu poate avea decât următorii parametri:

1. frecvența tensiunii rețelei și a tensiunii de ieșire $f_1 = 50$ Hz; $f_2 = 150$ Hz;
2. Tensiunea primară de fază $U_{1f} = 220$ V;
3. Valoarea nominală a tensiunii de ieșire

$$U_{2n} = 400 \text{ V};$$

././.

4. Puterea nominală de ieșire $S_{2n} = 80 \text{ KVA}$;
5. Factorul de putere al sarcinii $\cos \varphi_{2 \text{ sarc}} = 0,95$;
6. Durata de funcționare 10% ;
7. Răcire naturală, în aer;
8. Materialele : idem paragraful 6.4.1.

5.3.3.2.1. Calculul dimensiunilor miezului și parametrilor principali.

Pentru calculul curentului în condensatoare vom folosi relația (5-9), cu coeficient adaptat :

$$I_c = 0,267 \cdot 1,26 \frac{80 \cdot 10^3}{400} = 67,5 \text{ A}$$

Calculul capacității condensatorului C se face cu formula (5-6), cu coeficient adaptat :

$$C = \frac{17,5 \cdot 67,5^2 \cdot 10^5 \cdot 10^{-6}}{3,150 \cdot 80 \cdot 10^3 \cdot 1,26} = 175 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

Puterea gabaritică se calculează cu formula (5-10)

$$S_g = \frac{1}{3 \cdot 0,5} 80 \cdot 10^3 \sqrt{0,1} = 16,9 \text{ KVA}$$

Pentru calculul secțiunii active a miezului folosim formula (5-11) din metodică propusă, coeficientul având de asemenea valoarea adaptată 14,12 :

$$S_{m1} = 14,12 \left(\frac{16,9 \cdot 10^3 \cdot 8,9}{50 \cdot 2 \cdot 1 \cdot 7,65} \right)^{\frac{4}{7}} \cdot \left(\frac{0,0214 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{10} \cdot 2}{0,75 \cdot 360 \cdot 2} \right)^{\frac{2}{7}} = 208 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$$

Secțiunea reală a miezului se calculează luând $K_{Fe} = 0,97$

$$S_{m2} = \frac{S_{m1}}{K_{Fe}} = \frac{208 \cdot 10^{-4}}{0,97} = 214 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$$

Deci este un miez identic celui de la paragraful 5.3.2, dar puterea de ieșire este de $\frac{200}{80} = 2,5$ ori mai mică.

Numărul de spire al înfășurării primare se calculează cu formula (5-12) :

$$W_1 = \frac{0,211 \cdot 220 \cdot 10^4}{50 \cdot 2 \cdot 208 \cdot 1 \cdot 1} = (22 \pm 4\%) \text{ spire.}$$

iar numărul de spire al înfășurării secundare se calculează cu formula (5-13) :

$$W_2 = \left(\frac{400}{0,605 \cdot 220} - 1 \right) 22 = 44 \text{ spire}$$

Valoarea efectivă a curenților prin înfășurările primară și secundară se calculează cu relațiile (5-14) și (5-15) :

$$I_{2n} = \frac{80 \cdot 10^3}{400} = 200 \text{ A}$$

$$I_{1n} = 0,52 \cdot 200 \frac{66}{22} = 312 \text{ A}$$

Se observă că la același consum de tablă silicioasă și de cupru, S_{2n} este de 2,5 ori mai mică în cazul triplorului autotransformatoric față de triplorul Spinelli $S_{2n} = 200 \text{ KVA}$; tensiunea U_2 este de 2 ori mai mică și curentul I_2 cu 20 % mai mic, deci nu ducem calculele mai departe.

In concluzie, triplorul de frecvență tip Spinelli este superior triplorului de frecvență cu sarcină inclusă în conductorul de nul și triplorului autotransformatoric.

5.4. Proiectarea triplorului de frecvență tip Spinelli, $S_{2n} = 2 \text{ KVA}; 3 \times 220/220 \text{ V};$

In „Normativul de încercări și măsurători la echipamente și instalații electrice” PE-116/73 al MEE în capitolul 7, punctul 7.5 se prevede încercarea izolației înfășurărilor primare a transformatoarelor de tensiune ^{cu tensiune} alternativă mărită.

Pentru a se evita un curent excesiv prin înfășurarea secundară, se recomandă ca tensiunea de încercare să fie cuprinsă între 100 - 200 Hz, deci ^{cu tensiune} în limitele prevăzute în punctul normativului.

In aceste condiții, durata încercării se calculează cu formula :

$$t = 2f_n / f_1 \text{ (s)} \quad (5-32)$$

în care :

$$f_n = 50 \text{ Hz}$$

$$f_1 = \text{frecvența tensiunii de încercare.}$$

Deoarece la periodicitate se prevede ca proba să fie efectuată la puneri în funcție, adică în stații de transformare ale sistemului, sursa de frecvență mărită trebuie să fie portabilă și transportabilă manual de membrii echipelor FRAM până la locul de montaj al transformatoarelor de tensiune, unde de multe ori nu pot pătrunde autodubele FRAM.

Plecînd de la aceste considerente, s-a impus construcția la Secția FRAM Cîmpina a unui triplor de frecvență cu care să se poată încerca transformatoarele de tensiune în gama 6 - 110 KV.

Pentru transformatoarele de tensiune de 220 KV, încercarea nu se poate face din secundar, deoarece principiul lor de funcționare, cu divizor capacitiv de tensiune, nu permite acest lucru.

Triplorul de frecvență construit din considerentele arătate, are următorii parametri :

1. Frecvența rețelei primare și secundare $f_1 = 50$ Hz;
 $f_2 = 150$ Hz;
2. Tensiunea primară pe fază $U_{1fn} = 220$ V;
3. Tensiunea secundară $U_{2n} = 220$ V;
4. Puterea secundară $S_{2n} = 2$ KVA;
5. Curentul secundar $I_{2n} = 9,1$ A;
6. Caracterul sarcinii, intermitentă 10 %;
7. Răcire naturală, în aer;
8. Materialul pentru miez, tablă ARMCO, de 0,35 mm grosime;

Constructiv, acest triplor de frecvență este reprezentat în fig.5-1 b; fig.5-2 b; fig.5-3 b; și fig.5-5.

5.4.1. Calculul dimensiunilor miezului și parametrilor principali.

Si în acest caz cercetarea de laborator a permis autorului să dea coeficienților valori adaptate execuției miezului din toală ARMCO de 0,35 mm.

Secțiunea activă a coloanei miezului se calculează cu formula (3-32), luînd $K_{SM1} = 3,2$, valoare acceptată :

$$S_{m1} = 3,2 \sqrt{\frac{2000}{50 \cdot 1}} = 20,2 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$$

$$S_{m2} = \frac{S_{m1}}{K_{P0}} = \frac{20,2 \cdot 10^{-4}}{0,97} = 20,8 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$$

//.

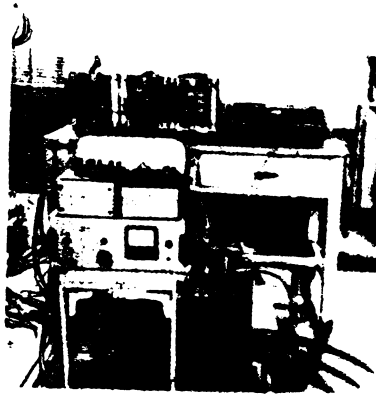


Fig. 5.5 Triplor de frecvență : $S_{2n}=2$ KVA; $3 \times 220/220$ V.

Diametrul coloanei, luind coeficientul de umplere al ferestrei $\eta_c = 0,575$ are valoarea :

$$D_{col} = \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{20,8}{0,575}} = 6,8 \cdot 10^{-2} \text{ m}$$

Înălțimea coloanei miezului se va calcula cu formula (3-38) :

$$h = 3,83 \sqrt{20,8 \cdot 1} = 17,5 \cdot 10^{-2} \text{ m}$$

Calculăm numărul de spire al înfășurării primare cu

$$W_1 = \frac{0,207 \cdot 220 \cdot 10^8}{50 \cdot 20000 \cdot 20,2} = 226 \text{ spire}$$

Pentru studiul influenței inducției magnetice asupra caracteristicilor de funcționare ale triplorului de frecvență s-au prevăzut prize suplimentare : 180 sp; 188 sp; 196 sp; 205 sp; 215 sp; 226 sp; 238 sp; 250 sp; 265 sp; 282 sp și 300 sp, inducția variind cu 0,1 T de la 1,5 T la 2,5 T (la $B_{lm} = 2$

$$W_1 = 226 \text{ sp}).$$

Pentru calculul numărului de spire al înfășurării secundare s-a folosit formula (3-36) :

$$W_2 = 0,55 \frac{220}{220} \cdot 226 = 124 \text{ spire}$$

Curentul primar s-a calculat cu formula (3-37) :

$$I_{1n} = \frac{1,725 \cdot 9,1 \cdot 124}{226} = 8,6 \text{ A}$$

$$I_{2n} = \frac{2000}{220} = 9,1 \text{ A}$$

Tensiunea secundară la funcționarea în gol se calculează cu formula (3-69) :

$$U_{20} = 1,78 \cdot 220 \frac{124}{226} = 220 \text{ V}$$

Curenții la funcționarea în scurtcircuit în unități fizice și relative se calculează cu formulele (1-7) : (1-44) și (3-72)÷(3-77), unde $H_{bas} = 7,5$ și $f_m = 0,761 \text{ m}$:

$$\bar{U}_{1m} = 0,043 U_1 f = 9,5$$

Din [3] avem : $J_1(9,5) = 0,161$ și $J_3(9,5) = 0,2$

$$\bar{I}_{1sc} = 1,77 \cdot 0,161 = 0,285 ; I_{1sc} = 7,2 \text{ A}$$

$$\bar{I}_{2sc} = 0,785 \cdot 0,2 = 0,158 ; I_{2sc} = 7,3 \text{ A}$$

Incercările de laborator efectuate au arătat în evidență că la $U_1 = 220 \text{ V}$ ($B_{1m} = 2T$), acestea sînt rezultatele care se obțin prin măsurare directă.

Dacă se alege : $J_1 = 1,76 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$ și $J_2 = 1,86 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$, atunci secțiunile conductoarelor se vor calcula astfel :

$$q_1 = \frac{I_{1n}}{J_{1n}} = \frac{8,6}{1,76} = 4,9 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$$

$$q_2 = \frac{I_2}{J_{2n}} = \frac{9,1}{1,86} = 4,9 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$$

//.

Pentru ambele înfășurări realizate conform fig. 6.3b, se alege conductor de cupru rotund, izolat ZBB, $d=2,5 \cdot 10^{-3}$ m

Calculul capacității condensatorului C_2 de compensare capacitivă longitudinală se efectuează cu formula (3-68)

$$C_2 = \frac{0,148 \cdot 9,1 \cdot 10^6}{50 \cdot 220} = 122 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

Pentru calculul lățimii ferestrei, B_f , calculăm :

$$S_{Cu} = (W_1 q_1 + W_2 q_2) = (226 \cdot 4,9 + 124 \cdot 4,9) \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 = 17,18 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$$

$$S_f = \frac{17,18 \cdot 10^{-4}}{0,169} = 10150 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$$

Se lucrează cu un coeficient de utilizare al ferestrei $K_o = 0,169$, pentru a avea condiții optime de răcire a miezului și înfășurărilor.

Lățimea ferestrei B_f :

$$B_f = \frac{S_f}{h} = \frac{10 \cdot 150 \cdot 10^{-6}}{17,5 \cdot 10^{-2}} = 5,8 \cdot 10^{-2} \text{ m}$$

Verificăm dacă la densitățile de curent alese, fluxul termic specific $q_T \leq 450 \text{ W/m}^2$, cu formula (3-28) :

$$q_T = \frac{1,81 \cdot 3070 \cdot 0,0175}{2 \cdot 1 \cdot 1 \cdot 0,152} = 520 \text{ W/m}^2$$

$$\sum I \cdot w = 8,6 \cdot 226 + 124 \cdot 9,1 = 3070 \text{ A} \cdot \text{sp.}$$

Rezultă că un singur canal de răcire este suficient; S-a prevăzut însă trei canale de răcire, pentru ca indiferent de solicitare să nu existe pericolul unei încălziri ridicate.

5.4.2. Calculul pierderilor, al randamentului și verificarea încălzirii miezului.

Calculăm greutatea înfășurărilor de cupru și ale miezurilor din tablă ARMC0, după care calculăm pierderile în cupru și fier.

$$G_{Cu} = 3 \cdot 8,9 \pi \cdot 14 \cdot 1,5 \cdot 5 \cdot 226 \cdot 10^{-6} = 1$$

//.

$$G_{Cu 2} = 3 \cdot 8,9 \cdot 7,95 \cdot 5 \cdot 124 \cdot 10^{-6} = 5 \text{ Kg.}$$

$$\Delta P_{Cu 1} = 2,4 J_1^2 \cdot G_{Cu 1} = 2,4 \cdot 1,76^2 \cdot 15,5 = 100 \text{ W}$$

$$\Delta P_{Cu 2} = 2,4 J_2^2 \cdot G_{Cu 2} = 2,4 \cdot 1,86^2 \cdot 5 = 41,5 \text{ W}$$

$$\Delta P_{Cu} = 141,5 \text{ W}$$

Greutatea miezului :

$$G_{Fe} = 3G_{Fe \text{ col}_1} + 6G_{Fe \text{ col}_2} + 6G_{Fe \text{ jug}} = 3 \cdot 3,9 + 6 \cdot 3,24 + 6 \cdot 1,58 = 30,6 \text{ Kg}$$

$$G_{Fe \text{ col}_1} = 7,65 \cdot 20,8 (175 + 2,35) \cdot 10^{-4} = 3,9 \text{ Kg.}$$

$$G_{Fe \text{ col}_2} = 7,65 \cdot 17,3 (175 + 2,35) \cdot 10^{-4} = 3,24 \text{ Kg.}$$

$$G_{Fe \text{ jug}} = 7,65 \cdot 17,8 (58 + 58) \cdot 10^{-4} = 1,58 \text{ Kg.}$$

La $B_{1m} = 2T$ și $f = 150 \text{ Hz}$; $P_{Fe} = 4 \text{ W/Kg}$, [7].

$$\Delta P_{Fe} = P_{Fe} \cdot G_{Fe} \cdot \sqrt{t_f} = 4 \cdot 30 \cdot 0,316 = 38 \text{ W}$$

Randamentul triplorului de frecvență se calculează cu formula (3-30), pentru $\cos \varphi_2 = 1$:

$$\eta = \frac{2 \cdot 10^3 \cdot 0,316 \cdot 100}{2 \cdot 10^3 \cdot 0,316 + 38 + 141,5} = \frac{63 \cdot 200}{63 \cdot 379} = 99,5 \%$$

Dimensiunile de gabarit ale unuia din cele trei reactoare saturate, care compun triplorul de frecvență sînt, conform fig.5.2b și 5.3b.

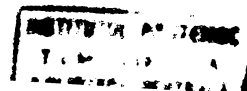
$$H_{total} = 245 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

$$L_{total} = 246 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

$$B_{total} = 161 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

Pentru calculul termic de control al miezului vom utiliza formula (3-31).

//.



Suprafața totală de răcire a miezului este :

$$A_{Fe} = 3 [8.246.35 + 2.246.51 + 2.245.51 + 8.55.175 + 4.60.175 + 4.175.11 + 4.51.58] \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 = 0,2573 \text{ m}^2$$

Suprafața este , relativ mare, deoarece s-a prevăzut canal de răcire în miez.

$$q_{TFe} = \frac{38}{0,2573} = 148 \text{ W/m}^2$$

Acțiunea triplorului de frecvență calculat are fluxul termic specific mai mic decât 450 W/m^2 și se încadrează în norme din acest punct de vedere.

Prin cercetarea de laborator s-au găsit valorile date de aptate ale coeficienților din formulele de calcul indicate în literatură, astfel încât metoda de calcul propusă în acest capitol s-a verificat întocmai.

Fig.5.5 redă un aspect din timpul probelor efectuate . Rezultatele cercetărilor au constituit subiectul unui raport de specialitate, susținut în oct.1975, la Secția a II-a a Conferinței Naționale a Energeticienilor din RSR.

5.5. Considerații asupra optimizării triplorului de frecvență Spinelii, utilizând calculul numeric.

5.5.1 Volumul de lucru efectuat pentru optimizarea triplorului de frecvență.

Studiul optimizării triplorului de frecvență spinelii în gama de puteri $S_2 = 150 \div 300 \text{ kVA}$, nu este practic posibil fără utilizarea calculului numeric, în care scop s-a întocmit programul pentru calculator al cărui mod de lucru s-a expus în subcapitolul 5.3

Se reamintește că programul este astfel conceput încât în gama de puteri amintită , la $U_{1F} = 220 \text{ V}$ și $U_2 = 800 \text{ V}$, poate efectua oricâte variante sînt necesare pentru cercetarea efectuată, livrînd variantele constructive care satisface condițiile de optimizare impuse prin randament, pierderi și încălzire.

LISTING-ul din care s-au extrins valorile pentru G_{Cu} , G_{Fe} , ΔP_{Cu} , ΔP_{Fe} , $\sum \Delta P$ și η , redat în Fig.5-6 și 5-10, poate la dispoziție 160 asemenea variante, care s-au realizat prin rularea programului prezentat.

///.

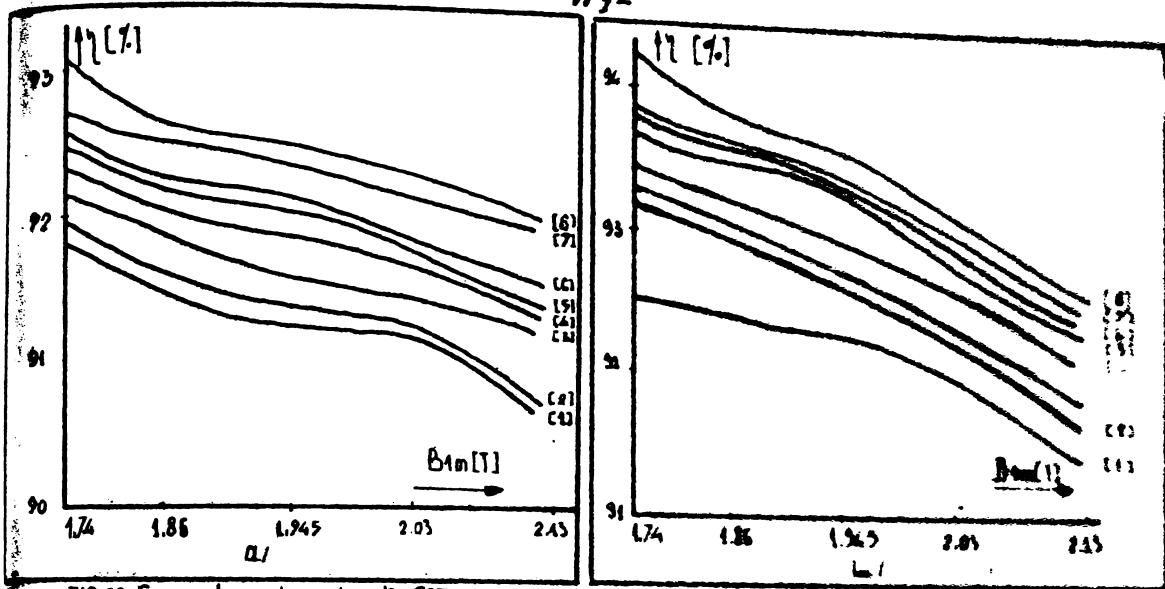


FIG. 96 Caracteristicile $\eta = f(B_{1m})$ ale triplorului de frecvență SPINELLI determinate prin calcul numeric.
 1/ $S_2 = 150 \text{ kVA}$; 2/ $S_2 = 170 \text{ kVA}$; 3/ $S_2 = 190 \text{ kVA}$; 4/ $S_2 = 200 \text{ kVA}$; 5/ $S_2 = 220 \text{ kVA}$; 6/ $S_2 = 240 \text{ kVA}$
 7/ $S_2 = 260 \text{ kVA}$; 8/ $S_2 = 300 \text{ kVA}$
 $\alpha / J_1 = 1.94 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$; $J_2 = 3.62 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$
 $b / J_1 = J_2 = 2 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$

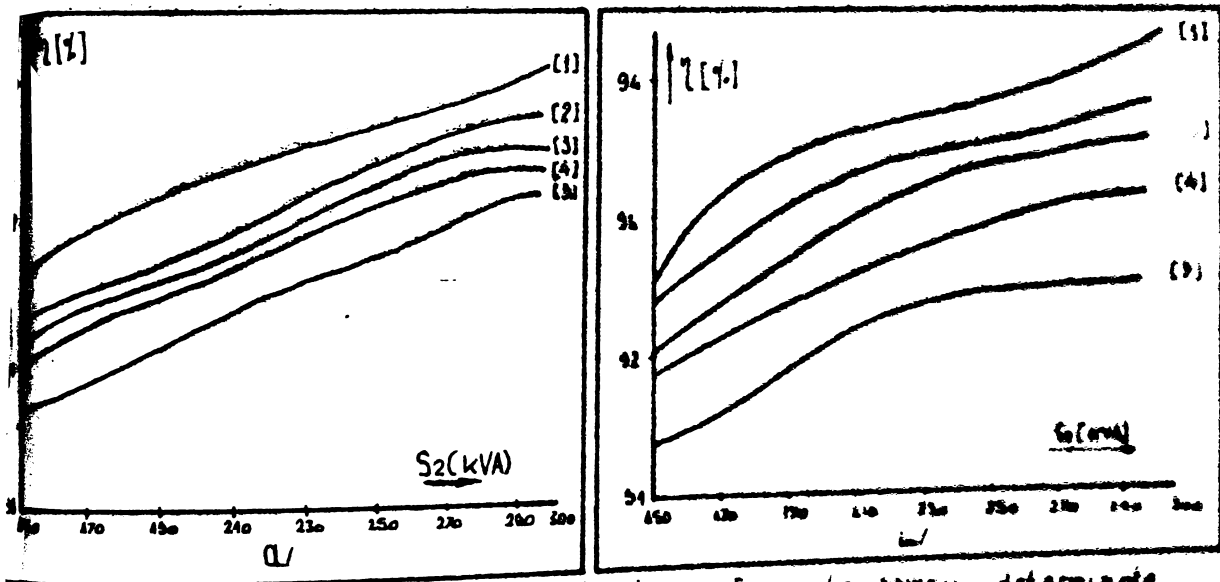


FIG. 97. Caracteristicile $\eta = f(S_2)$ ale triplorului de frecvență SPINELLI, determinate prin calcul numeric.
 1/ $B_{1m} = 1.79 \text{ T}$; 2/ $B_{1m} = 1.86 \text{ T}$; 3/ $B_{1m} = 1.945 \text{ T}$; 4/ $B_{1m} = 2.03 \text{ T}$; 5/ $B_{1m} = 2.13 \text{ T}$
 $\alpha / J_1 = 1.94 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$; $J_2 = 3.62 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$
 $b / J_1 = J_2 = 2 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$

Astfel, la un contor $S_2 = 150000, 300000, 1000000$ rezultă, după cum s-a demonstrat în paragraful 5.5.1, 16 variante.

Dacă se iau la fiecare variantă de putere 5 valori pentru inducția magnetică în miez B_{1m} și 2 seturi de valori inițiale pentru densitățile de curent J_1 și J_2 , rezultă în total :

$$16 \cdot 2 \cdot 5 = 160 \text{ variante,}$$

pentru care LISTING-ul oferă, conform programului, următoarele dimensiuni calculate : $t_e, S_{M1}, G_{tot}, W_1, W_2, H, d_f, I_1, I_2, \eta_1, \eta_2, \Delta_1, B_1, B_2, N_1, N_2, N_{1s}, N_{2s}, I_{1sc}, I_{2sc}, G_{Cu}, G_{Fe}, C_2, \Sigma AP, \Delta I_{Fe}, P_{20}, \gamma, Q_{TFe}, N_B$ și N , rezultate din optimizarea fiecărei variante.

Inducțiile s-au ales, astfel încît atunci cînd se iau în calculul lui W_1 , să se poată obține un număr distinct de spire, pentru ca varianta respectivă, la puterea de 200 kVA, la care s-a realizat modelul, să se cerceteze în laborator, așa cum se va expune în capitolul 6.

După cum reiese din algoritmul după care s-a realizat programul, în cadrul fiecărei variante din cele 160, calculatorul, în cursul executării programului, mai calculează parțial sau total un număr de variante $V = N_1 \cdot N_2 \cdot N_{1s} \cdot N_{2s} \cdot N_B \cdot N$ (de observat că pentru valoarea zero al unuia din cei 6 factori, acesta nu se ia în calcul). În formula de mai sus nu s-au inclus calculele de variantă cînd se execută optimizarea propriu-zisă, prin variarea lui t_e și a densității de curent, care pot fi variate pînă se obține valoarea impusă ca optimă pentru randamentul γ .

În afară de calculele de optimizare pentru cele 160 variante, analiza LISTING-ului a permis autorului să traseze o serie de caracteristici care nu se regăsesc în literatură și care pun la dispoziția cercetătorului și a proiectantului informații suplimentare asupra funcționării triplorului de frecvență Spinelli. Acestea se descriu în cele ce urmează.

5.5.2. Studiul caracteristicilor $J_1 = ct$ și $J_2 = ct$.

Aceste caracteristici sînt redate în fig.5.6 și ele, reliefează faptul că la creșterea inducției în miez, creșterea pierderilor în fier ΔP_{Fe} .

Cu toate că pierderile în cupru ΔP_{Cu} scad la creșterea inducției (datorită scăderii numărului de spire W_1), influența creșterii pierderilor în fier este mai puternică și randamentul η scade.

Din punct de vedere al randamentului se preferă inducțiile mici, dar așa cum se va demonstra în capitolul 6, la un triplor de frecvență trebuie să se țină seama și de caracteristicile sale de funcționare în gol, în scurtcircuit și în sarcină. Toate acestea coroborate, vor conduce la concluzia că inducția de 2,03 T oferind un randament acceptabil, o tensiune de funcționare în sarcină egală cu cea prezumată și o caracteristică exterioară dură, este cea care se impune, pentru tola ARMCO de 0,35 mm, pentru care autorul a propus valori adaptate pentru coeficienții de calcul ai formulărilor, altele decât cele indicate în literatură, demonstrația valabilității lor făcându-se prin calculul comparativ din tabelul 5.1 și prin cercetarea de laborator.

În fig.5.6a s-au redat caracteristicile $\eta = f(B_{1m})$ la $J_1 = 1,94 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$; $J_2 = 3,62 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$, ele nefiind întâlnite în literatură, calculul numeric oferind posibilitatea execuției acestui volum mare de calcule necesare la obținerea datelor redată sub formă de grafice în fig.5.6 și fig.5.10.

În fig.5.6b se trasează aceleași caracteristici $\eta = f(B_{1m})$, dar la $J_1 = J_2 = 2 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$. În acest caz, randamentul η este mai mare decât la primul set de valori J , datorită faptului că au scăzut mult ΔP_{Cu} , așa cum reiese din fig.5.8b, compensând ușoara creștere a pierderilor în fier în acest caz, datorită creșterii dimensiunilor ferestrei la creșterea secțiunii conductoarelor când densitatea de curent J_2 a scăzut de la $3,62 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$ la $2 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$.

5.5.3. Studiul caracteristicilor $\eta = f(B_2)$ și $B_{1m} = \alpha I$

$$J_1 = \alpha I ; J_2 = \alpha I ;$$

Mentținându-se constante inducția B_{1m} și densitățile de curent s-au trasat caracteristicile care recun variația randamentului η funcție de variația puterii de ieșire B_{2m} la $U_1 = \alpha I$ și $U_2 = \alpha I$ (fig.5.7a și fig.5.7b).

Aceste caracteristici arată că la creșterea puterii randamentul crește, lucru care se cunoaște în general din teoria mașinilor electrice.

././.

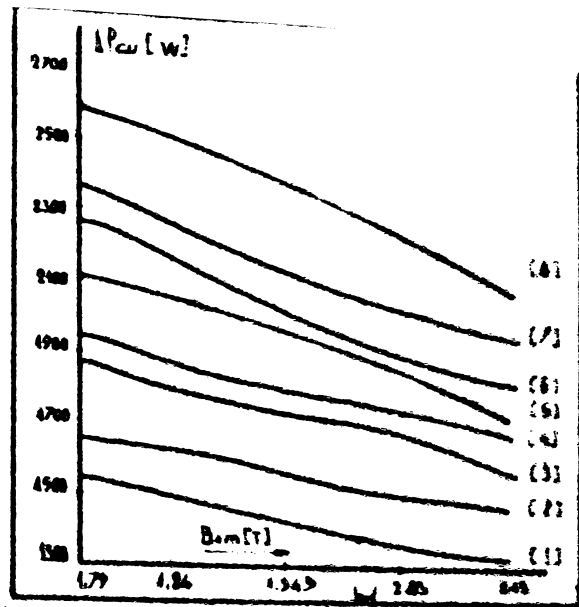
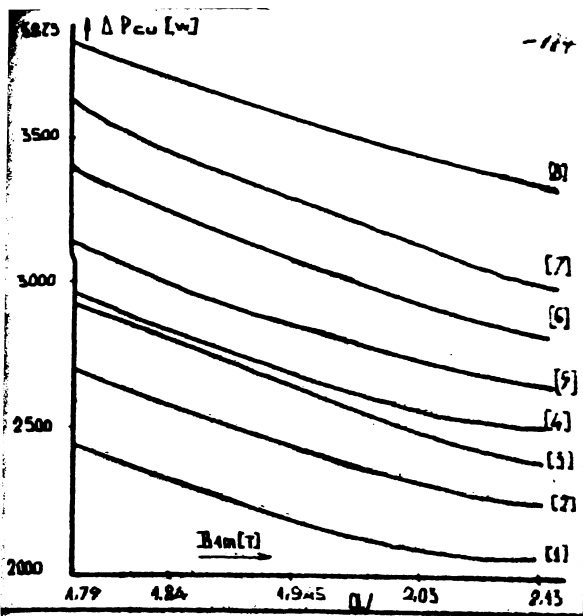


FIG. 58 Caracteristicile $\Delta P_{cu} = f(B_m)$ ale triplorului de frecvență SPINELLI
 $S_{2n} = 150 \div 300$ kVA, determinate prin calcul numeric
 a.b. 1.2.3.4.5.6.7.8 - idem fig. 57

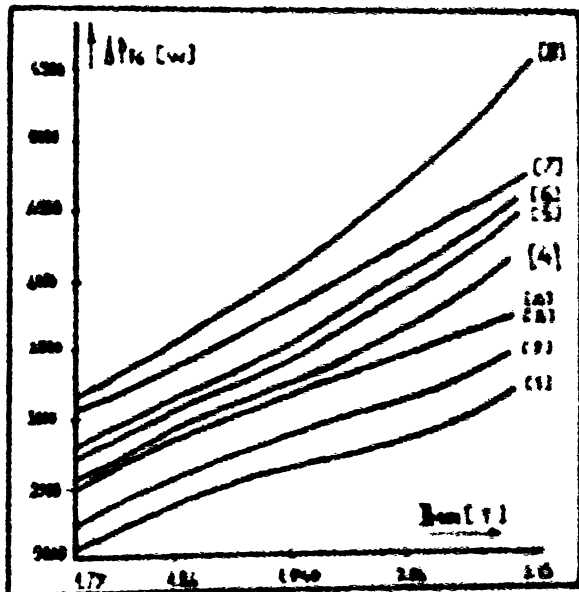
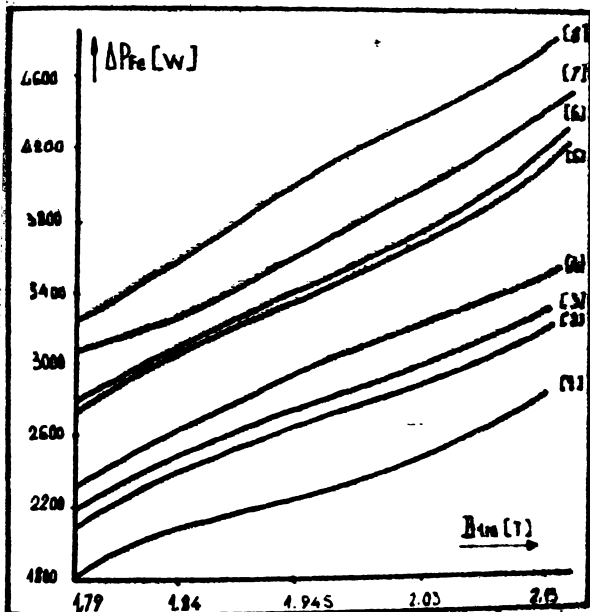


FIG. 59 Caracteristicile $\Delta P_{fe} = f(B_m)$ ale triplorului de frecvență SPINELLI
 $S_{2n} = 150 \div 300$ kVA, determinate prin calcul numeric, a.b. 1.2.3.4.5.6.7.8 - idem fig. 57

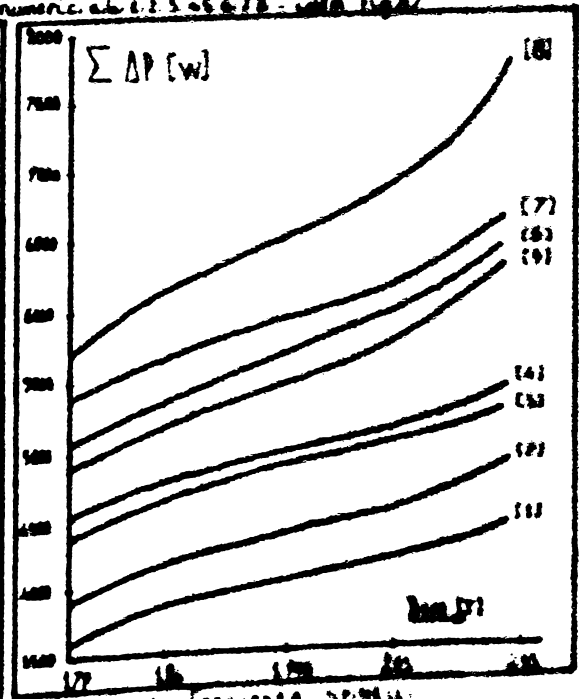
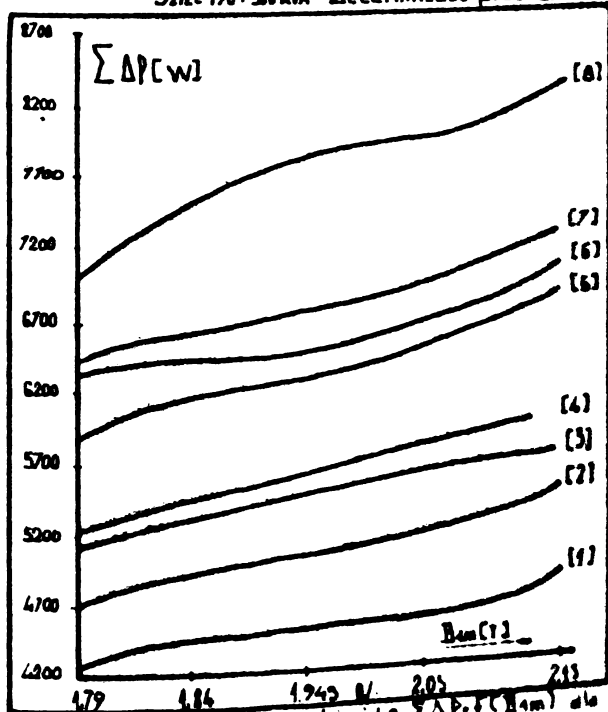


FIG. 60 Caracteristicile $\Sigma \Delta P = f(B_m)$ ale triplorului de frecvență SPINELLI
 $S_{2n} = 150 \div 300$ kVA, determinate prin calcul numeric, a.b. 1.2.3.4.5.6.7.8 - idem fig. 57

Modul concret de variație a randamentului η funcție de puterea de ieșire S_2 , oferă cercetătorului posibilitatea să cunoască, la o anumită inducție B_{1m} și putere S_2 să cunoască randamentul pe care îl poate obține de la un triplor de frecvență spinelli, asemenea caracteristici care solicită un volum mare de calcule pe care nu le poate executa decât calculatorul electronic menționându-se în literatură.

5.5.4. Studiul caracteristicilor $\Delta P_{Cu} = -(\sigma_{1m}) \Delta P_{Fe} = f(\sigma_{1m})$ și $\Sigma \Delta P = f(B_{1m})$ la $S_2 = ct$, $J_1 = ct$ și $J_2 = ct$

Si aceste caracteristici s-au ridicat utilizând calculul numeric și ele arată modul de variație al pierderilor în cupru ΔP_{Cu} , în fier ΔP_{Fe} și totale $\Sigma \Delta P$, funcție de inducția B_{1m} . La $S_2 = ct$ (în gama de puteri $S_2 = 150 + 300 \text{ kVA}$).

Volumul mare de calcule impus de ridicarea unor asemenea caracteristici face indispensabilă utilizarea calculatorului electronic, ceea ce explică faptul că nu se întâlnesc încă în literatura de specialitate consultată de autor.

Caracteristicile din fig.5.8a și fig.5.8b arată că la creșterea inducției în miez B_{1m} are loc o scădere a pierderilor în cupru, datorită scăderii numărului de spire w_1 și w_2 . La densități de curent mai mici pierderile sînt mai mici, lucru evidențiat în figurile respective trasate la două valori ale densităților de curent.

Caracteristicile din fig.5.9 explică prin alura lor cum variază pierderile în fier ΔP_{Fe} , la variația inducției, pentru anumite puteri în gama $150 + 300 \text{ kVA}$.

Caracteristicile din fig.5.10 $\Sigma \Delta P = f(B_{1m})$ explică de ce la creșterea inducției în miez are loc o scădere a randamentului, cu toate că pierderile în cupru au scăzut.

Ca o concluzie finală, se poate afirma că utilizarea calculului numeric pe lângă faptul că oferă posibilitatea practică și rapidă de a obține varianta optimizată de triplor de frecvență spinelli, permite și studiul variației parametrilor acestuia la variația diverselor mărimi electromagnetice principale ale acestuia, ceea ce s-a demonstrat în acest paragraf.

CAPITOLUL VI
=====

CERCETAREA DE LABORATOR A CARACTERISTICILOR DE FUNCȚIONARE
ALE UNOR TIPURI DE DUBLORUL ȘI TRIPLORUL DE FRECVENȚĂ
TA REALIZATE. VERIFICAREA ALGORITMULUI DE OPTIMIZAREA
CALCUL ÎN FUS E.

6.1. Introducere.

Relațiile de dimensionare din literatură, precum și adaptarea coeficienților de calcul ai acestor relații pentru cazul concret de utilizare a tolei AMCC de 0,25 mm, algoritmul și programul unitar de calcul propuse de autor pentru optimizarea cu ajutorul calculatorului electronic numeric a multiplicatoarelor de frecvență statice, în speță dublorul de frecvență Joly-Lapstain și triplorul de frecvență Spinelli și autotransformatoric, se conștientizează a fi valabile numai în măsura în care rezultatele cercetării de laborator asupra caracteristicilor de funcționare ale acestora confirmă parametrii stabiliți prin calcul.

Cercetarea de laborator se impune, de asemenea, pentru a putea stabili influența unor parametrii caracteristici care în datele literatură, sînt greu de prins în mod exact sub formă analitică cum ar fi saturația miezului, compensarea capacitivă longitudinală și influența deformării curenților absorbit de multiplicator asupra formei curbei tensiunii rețelei.

Ținînd seama că în capitolele 4 și 5 s-a demonstrat superioritatea dublorului de frecvență Joly-Lapstain și a triplorului de frecvență ^{Spinelli} în considerație, cercetarea de laborator s-a efectuat numai asupra lor.

În acest sens s-au executat încercări complete privind funcționarea în gol, în scurtcircuit și în sarcină la diferite grade de compensare capacitivă longitudinală și inducția variabilă asupra dublorului de frecvență Joly-Lapstain $S_{2n} = 5,6$ kVA și a triplorului de frecvență Spinelli $S_{2n} = 200$ kVA, realizate pe baza datelor furnizate de calculatorul electronic numeric, care a lucrat conform algoritmului de calcul, a schemei logice și programului FORTRAN prezentate de autor în capitolele 4 și 5 din motive de spațiu rezultatele cercetării de laborator pentru triplorul autotransformatoric $S_{2n} = 80$ kVA și Spinelli $S_{2n} = 200$ kVA, nu se auerun în

//.

prezenta lucrare.

Pentru a confirma susținerile analitice, precum și din necesități strict productive, legate de defectoscopia instalațiilor electroenergetice ale sistemului, în subcapitolul 6.5 se prezintă probele pe viu executate de autor în cadrul IRE Floiești și eficiența tehnico-economică a acestora.

Ampermetrele și voltmetrele utilizate sînt de tip electromagnetic și în conformitate cu literatura [20], nu sînt influențate de regimul deformant, lucru valabil și pentru voltmetrele de tip electrodinamic. Frecvențimetrul utilizat este de tip electronic, iar oscilograful este cu bucle.

6.2. Cercetarea de laborator pentru verificarea algoritmului și programului de calcul pentru dublorul de frecvență Joly- Epstein.

Schema electrică folosită este reprezentată în fig. 4.4. fotografia din fig.4.5 redînd aspectul de montaj în laborator, cu ocazia efectuării măsurătorilor, asupra dublorului Joly-Epstein $S_{2n} = 5,6 \text{ KVA} ; 220/180 \text{ V}$.

6.2.1. Studiul experimental al funcționării în rol a dublorului de frecvență.

Pentru a efectua măsurătorile se utilizează schema din fig. 4.4, bornele a-b la circuitul de ieșire rămînd libere și avînd conectate la ele voltmetrul V_2 , cu care se măsoară tensiunea U_{20} . Cu voltmetrul V_1 și ampermetrul A. se măsoară tensiunea U_1 , respectiv curentul I_{10} .

Deoarece în cazul dublorului de frecvență literatură de specialitate nu indică încă o relație pentru calculul lui I_{10} , măsurarea acestuia și reprezentarea sa grafică prezintă un interes deosebit, deoarece se face după cunoștințe autorului, pentru prima dată.

S-a menținut $I_p = ct$ (la valorile de 20, 15, 10, 5 și 0 A) și s-a variat tensiunea U_1 cu ajutorul unui autotransformatoarele reglabil, care nu este figurat în schemă.

Curbele $U_{20} = f(U_1)$ sînt reprezentate în fig.6.1 în curbele $I_{10} = f(U_1)$ sînt reprezentate în fig.6.2, pentru diferite valori ale numărului de spire al înfășurării primare, n_1 , și a curentului de premagnetizare I_p .

Analizînd curbele $U_{20} = f(U_1)$ la $I_p = 20 \text{ A}$ (la $I_p = 15, 10, 5$ și 0 A s-au trasat curbe numai pentru a studia grafic influența lui I_p , deoarece dublorul funcționează la

././.

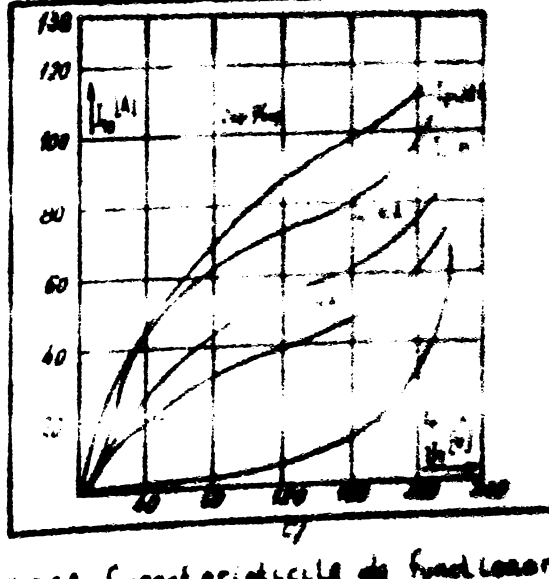
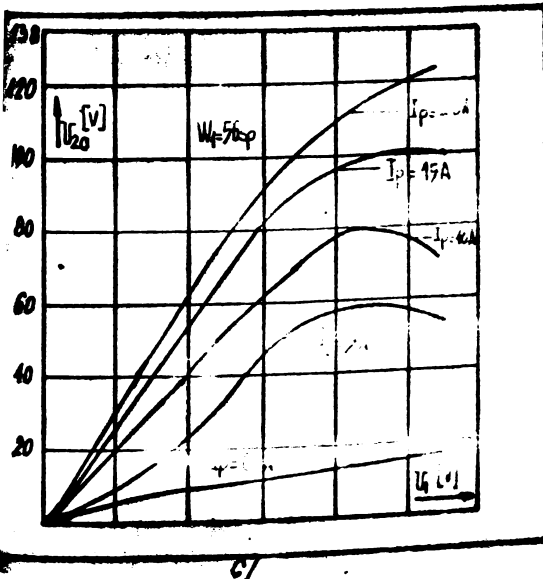
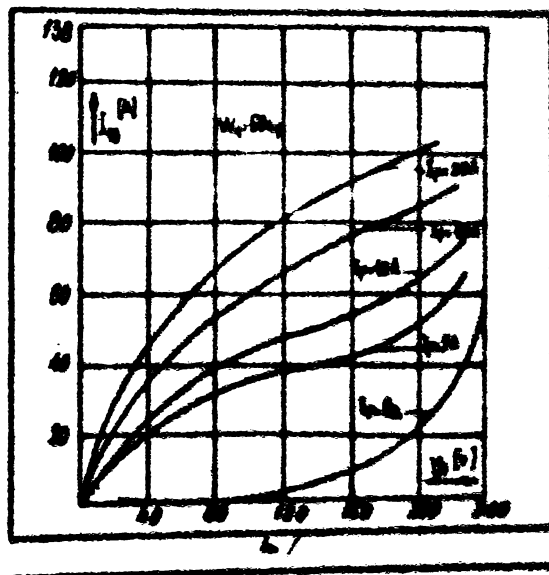
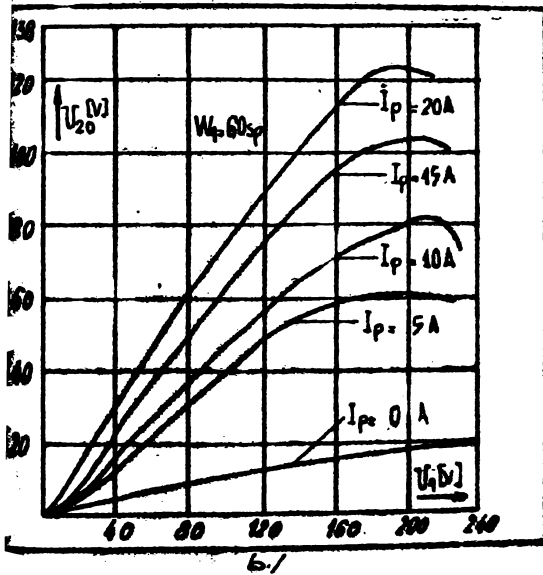
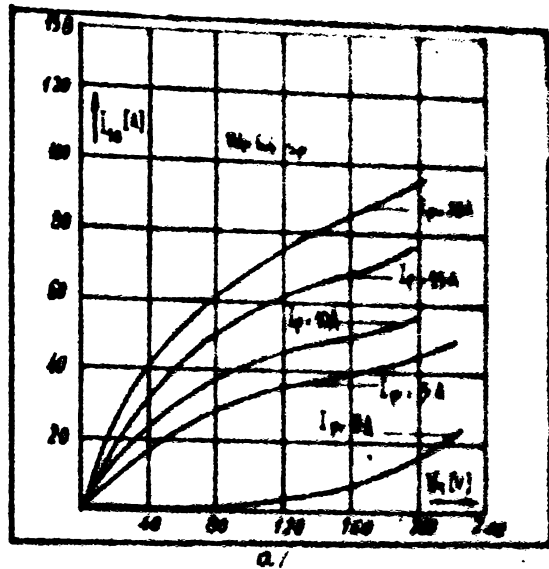
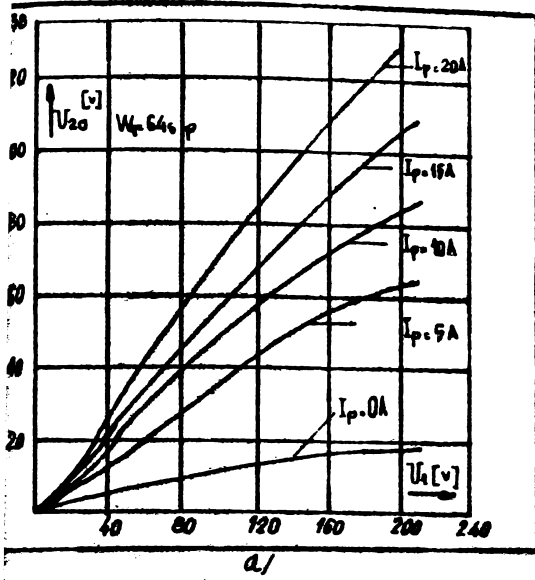


Fig. 61. Caracteristicile de funcționare în qat. $U_{20} = f(U_1)$ având I_p parametru la dublorul de frecvență Sen. 9.6kVA 220/180V.
 a/ $W_p = 64$ spire
 b/ $W_p = 60$ spire
 c/ $W_p = 56$ spire

Fig. 62. Caracteristicile de funcționare. $I_{20} = f(U_1)$ având I_p parametru la dublurul de frecvență Sen. 9.6kVA 220/180V
 a/ 64 spire
 b/ 60 spire
 c/ 56 spire

$I_p = I_p$ calculat = 20 A) se constată următoarele :

1) în absența compensării capacitive la sarcină, tensiunea la mers în gol este mai mică decât tensiunea în sarcină. La $U_1 = 200$ V și $W_1 = 64$ spire $U_{20} = 120$ V (Fig. 6.1 a) pe cînd U_2 sarc = 180 V la $I_2 = 31$ A (Fig. 6.1 b). Acest fapt este explicat teoretic prin aceea că un curent capacitar, care este în desfășurarea secundară a dublorului produce o sarcină echivalentă, care se adună la solenajia principală, astfel încît fluxul total crește, ceea ce conduce la creșterea lui U_2 sarc față de U_{20} .

În cazul unei sarcini inductive, efectul ar fi invers, adică U_2 sarc ar fi mai mic decât U_{20} .

2) se constată că programul propus pentru calculul lui U_{20} satisface, deoarece conforma Fig. 6.1 a, $U_{20} = 120$ V la $U_1 = 220$ V, $W_1 = 64$ spire, ceea ce se vede și din valoarea calculată a lui U_{20} conforma formulei (3-69);

3) caracteristicile $I_{10} = f(U_1)$; $n_1 = ct$; $I_p = ct$, prezentate pentru prima dată într-o lucrare, demonstrează că la dublorul realizat, numărul de spire al înfășurării primare calculat pentru funcționare, $W_1 = 64$ spire, oferă la $U_{1p} = 220$ V, avantajul unui curent I_{10} mai mic cu 20% față de cazul $W_1 = 90$ spire la tensiuni U_{20} aproximativ egale, lucru care se explică prin faptul că la W_1 mai mic saturația nu e mai puternică, deci I_{10} e mai mare iar fluxul principal să crească cu mult.

4) curentul de magnetizare I_m determină valorile tensiunii U_{20} și curentului I_{10} , la anumite tensiuni U_1 și numărul de spire al înfășurării primare W_1 , deoarece creșterea o componentă continuă a fluxului principal în miez.

Valoarea tensiunii de mers în gol U_{20} , calculată cu formula (3-69) conform algoritmului și programului elaborate de autor s-a regăsit prin măsurători directe, ceea ce demonstrează valabilitatea adaptării coeficientului k_{20} la condițiile confecționării miezului magnetic al dublorului de frecvență joasă-pst în $S_{2n} = 5,6$ KVA, din toată ALMCO de 0,25 mm.

6.2.2. Studiul experimental al funcționării în scurtcircuit al dublorului de frecvență.

Se utilizează schema din Fig. 6.4 scurtcircuitul fiind realizat între bornele c și d, astfel încît experimentul să măsoare curentul primar de scurtcircuit I_{1sc} , iar U_2 va măsura curentul secundar de scurtcircuit I_{2sc} .

Curentul I_p s-a reglat cu instalația proprie redresorului, iar inducția magnetică alternativă în miez s-a reglat prin schimbarea numărului de spire W_1 . Tensiunea U_1 s-a variat în același mod ca la funcționarea în gol între $U_1 = 20$ V și $U_1 = 220$ V.

În [5], [7] și [63] se demonstrează că pentru analiza comportării la scurtcircuit a dublorului de frecvență este necesar să se reprezinte grafic:

$$a_{Isc} = \frac{I_{2sc}}{I_{1sc}} = f(U_1); I_p = ct; W_1 = ct \quad \text{și}$$

$$a_{Iscp} = \frac{I_{2sc}}{I_p} = f(U_1); I_p = ct; W_1 = ct;$$

definite în unități relative de ecuațiile (2-29a) și (2-29b) și numite caracteristici de scurtcircuit.

Așa cum se observă, definiția caracteristicilor de scurtcircuit diferă puțin de cea cunoscută din teoria mașinilor electrice, dar este în strinsă legătură cu principiul de funcționare al dublorului de frecvență, la care curentul de scurtcircuit poate varia numai odată cu variația inducției magnetice B_m în miez, care la rândul ei depinde de U_1 și I_p . Din acest punct de vedere se observă că a_{Isc} și a_{Iscp} reprezintă relații de sinteză redând variația curenților de scurtcircuit în înfășurarea primară și secundară I_{1sc} și I_{2sc} , funcție de U_1 și I_p , care din punct de vedere fenomenologic au rolul curenților de excitație I_e din teoria mașinilor electrice.

Reprezentarea grafică a caracteristicilor de scurtcircuit este redată în fig. 6.3 și 6.4 și din analiza acestora reiese că programul de calcul propus de autor în paragraful 4.3. pentru curenții I_{1sc} și I_{2sc} - a se vedea relațiile (7-11) și (7-12) - se verifică experimental. Astfel, din fig. 6.3 a și 6.4 a, de exemplu, la $U_1 = 220$ V; $I_p = 20$ A avem $a_{Isc} = 0,389$ și $a_{Iscp} = 1,65$ ceea ce corespunde la $I_{1sc} = 85$ A și $I_{2sc} = 33$ A, care sînt curenții calculați în paragraful 4.3.2 la $W_1 = 64$ spire.

Calcululele se pot face la oricare număr de spire W_1 și curent de premagnetizare I_p .

Analiza caracteristicilor de scurtcircuit ne conduce la următoarele concluzii :

1) programul de calcul propus se verifică experimental din punct de vedere al calculului analitic al curenților de scurtcircuit I_{1sc} și I_{2sc} , valorile prezumate prin calculul numeric regăsindu-se prin măsurători de laborator;

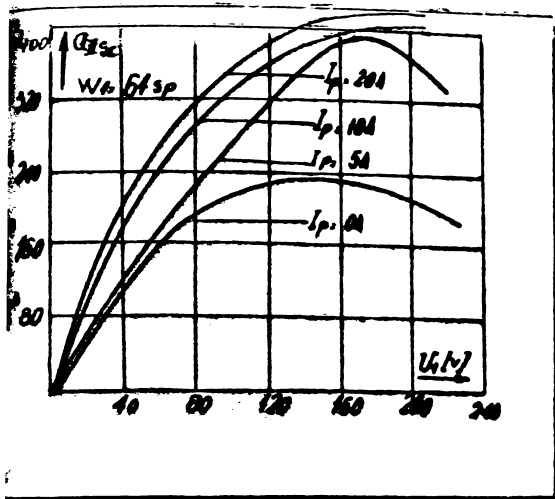
2) deoarece la scurtcircuit lipsește compensarea capacitivă longitudinală ($C_2 = 0$), curenții de scurtcircuit ai dublorului de frecvență la tensiunea nominală U_1 și la numărul de spire respectiv, așa cum reies ei din caracteristicile de scurtcircuit reprezentate în fig. 6.3 și 6.4 nu au valori mari, comparativ cu valorile curenților în sarcină determinați din caracteristicile interioare și exterioare reprezentate în fig. 6.5 și 6.6.

De exemplu, la $W_1 = 64$ spire și $I_p = 20$ A, la $U_1 = 220$ V la mers în sarcină din fig. 6.5 și 6.6 determinăm $I_1 = 90$ A și $I_2 = 31$ A, față de $I_{1sc} = 85$ A și $I_{2sc} = 33$ A, în aceleași condiții, dar la scurtcircuit. Concluzia care se impune este că la scurtcircuit dublorul de frecvență prezintă o reactanță internă mare.

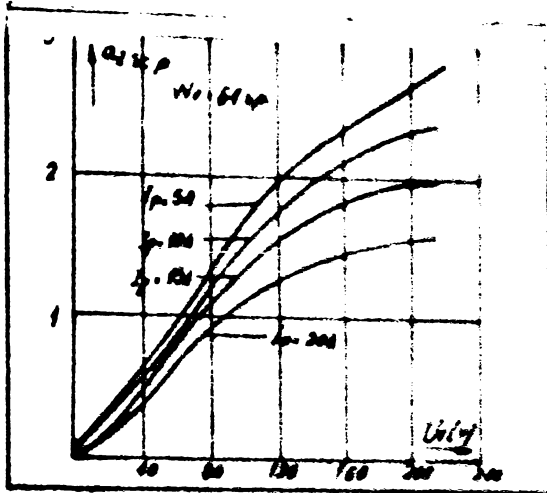
3) inducția magnetică în miezul unui dublor de frecvență fiind rezultanta componentelor alternativă, produsă de U_{1p} și continuă produsă de U_p , are o influență asupra caracteristicilor de scurtcircuit, dar aceasta este greu de evidențiat analitic. Din acest punct de vedere, studiul efectuat lasă pe grafic problema aceasta pentru prima dată. Se observă că la $I_p = ct.$ caracteristica a_{1sc} este superioară altei caracteristici care prezintă W_1 mai mic, deoarece W_1 mai mic înseamnă o componentă alternativă a lui B_{1m} mai mare, o saturație mai puternică și deci I_{1sc} mai mare, fără ca I_{2sc} să crească - deci $a_{1sc} = \frac{I_{2sc}}{I_{1sc}}$ este mai mic la număr de spire W_1 mai mic.

Caracteristica de scurtcircuit $a_{1scp} = \frac{I_{2sc}}{I_p}$, nu depinde practic de W_1 la valori mari ale lui I_p , deoarece în expresia ei analitică nu intră valoarea lui I_{1sc} , care în calitatea lui de curent de magnetizare alternativă e funcție de saturație și deci de W_1 . Acest lucru se observă în fig. 6.4 a, b, c în care numai caracteristicile $a_{1scp} = f(U_1)$,

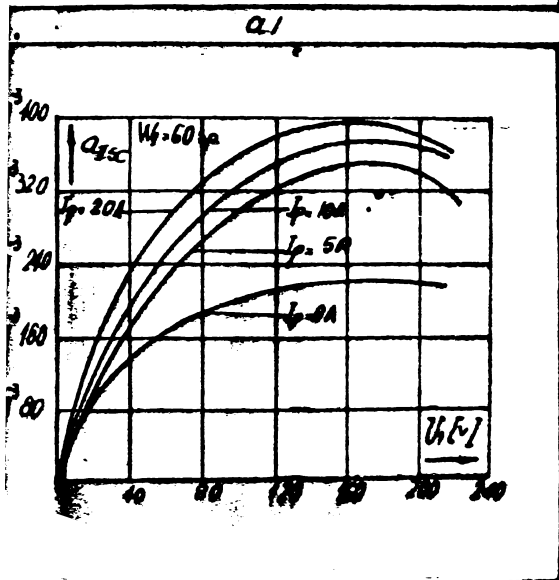
././.



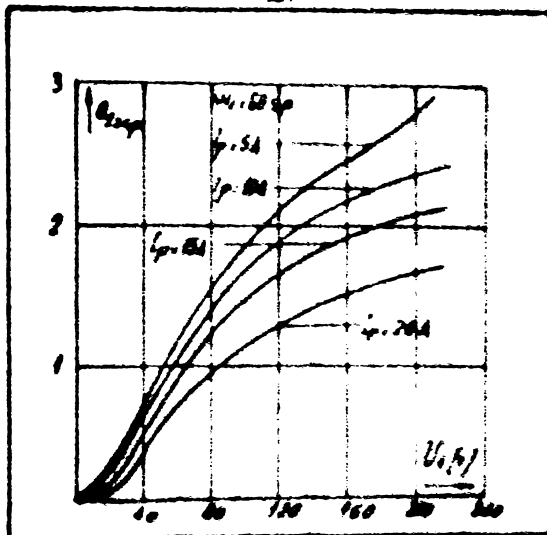
a1



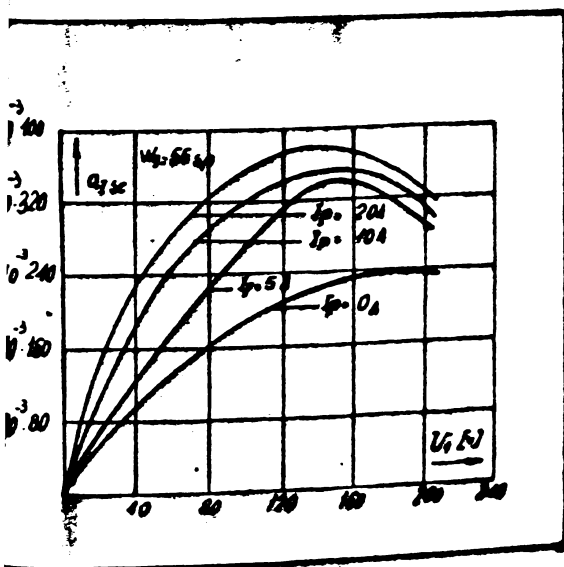
b1



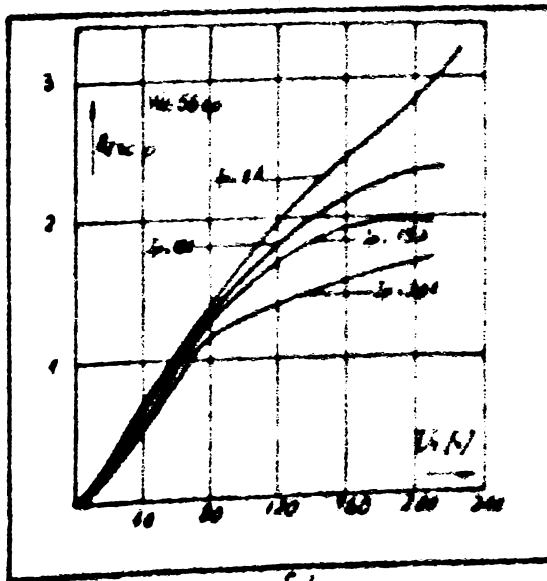
c1



d1



e1



f1

Fig 63 Caracteristicile de functionare in scurtcircuit $Q_{sc} = f(U_1)$ avind I_p parametru ale dublului de frecventa $f = 5.6$ MHz: 320/100V

- a. $W = 64$ spire
- b. $W = 60$ spire
- c. $W = 56$ spire

Fig 64 Caracteristicile de functionare in scurtcircuit $Q_{sc} = f(U_1)$ avind I_p parametru de dublul de frecventa $f = 5$ MHz: 270/150V

- d. $W = 64$ spire
- e. $W = 60$ spire
- f. $W = 56$ spire

la $I_p = 5$ A, sînt influențate sensibil de W_1 ;

4) alura caracteristicilor de scurtcircuit în unități relative $a_{Isc} = f(\bar{U}_1)$ și $a_{Iscp} = f(\bar{U}_1)$ nu diferă de a caracteristicilor de scurtcircuit în unități fizice $a_{Isc} = f(U_1)$ și $a_{Iscp} = f(U_1)$ la $I_p = ct.$ și $W_1 = ct.$, în cele două reprezentări diferind numai scara de reprezentare conform relației: (1-44).

Această constatare ne spune că o comparație cantitativă între dubloarele de frecvență prin intermediul relațiilor (2-29a) și (2-29b) respectiv a fig. 2.10 a și 2.10 b, nu este posibilă, dar o comparație calitativă, fenomenologică, privind alura curbelor este posibilă.

6.2.3. Studiul experimental al funcționării în sarcină capacitiv-inductiv-rezistivă a dublorului de frecvență.

Pentru realizarea studiului comportării în sarcină a dublorului de frecvență analizat se folosește schema din fig. 4.4 așa cum este ea redată.

S-a lucrat la $U_1 = U_{rețea} = 220$ V. Curentul de premagnetizare s-a variat cu ajutorul comutatorului redresorului, care nu este reprezentat în fig. 4.4. Sarcina s-a variat prin modificarea rezistenței redresorului cu cursor R, măsurîndu-se U_1 , I_1 , I_2 și U_2 sarc.

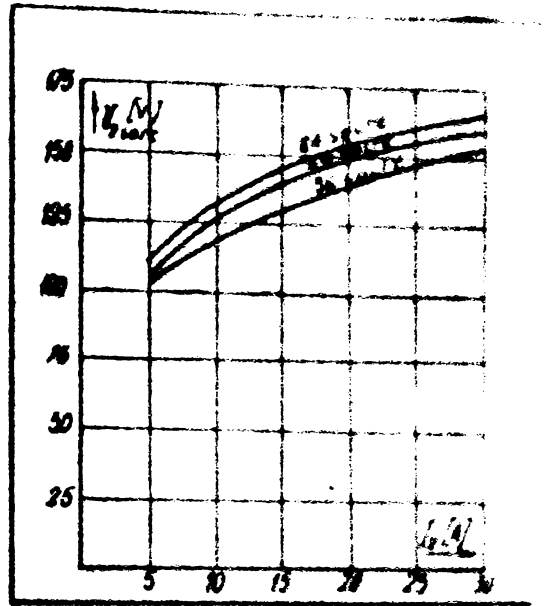
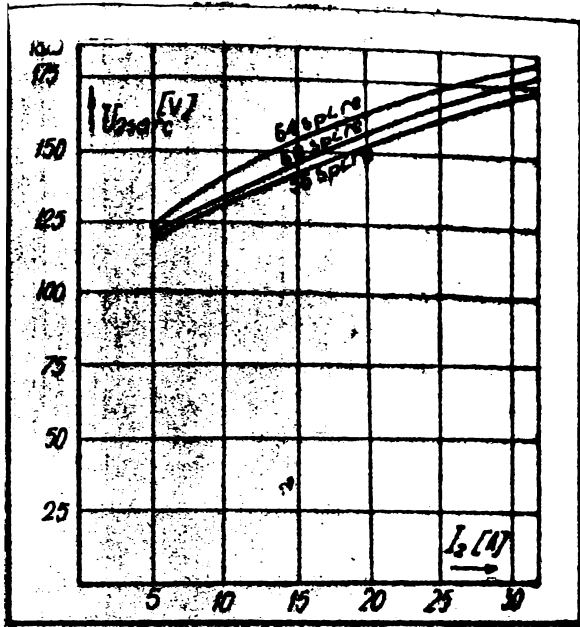
Cu ajutorul rezultatelor obținute, în fig. 6.5 și b s-au reprezentat caracteristicile exterioare $U_{2sarc} = f(I_2)$, iar în fig. 6.6 a și b s-au reprezentat caracteristicile interioare $I_1 = f(I_2)$; la $U_1 = ct$ și $W_1 = ct$.

În [5], [7], [27], [28] și [49] se prezintă numai caracteristicile exterioare ale dubloarelor de frecvență, dar nu se cunosc cele interioare $I_1 = f(I_2)$, care sînt prezentate în fig. 6.6 pentru prima dată, funcție de W_1 și I_p .

Studiind caracteristicile prezentate în fig. 6.5 și fig. 6.6 precum și oscilogramele din fig. 6.7 se stabilesc următoarele concluzii:

1) în conformitate cu subcapitolele 3.3 și 4.31 s-a propus un program FORTRAN de calcul a parametrilor ce caracterizează regimul de sarcină al dublorului de frecvență Joly-Șpeta

././.



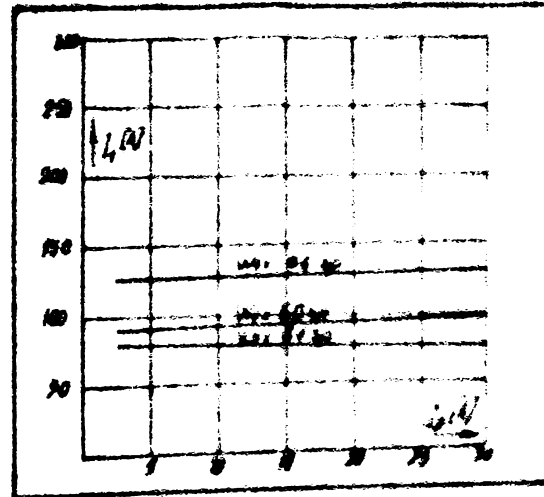
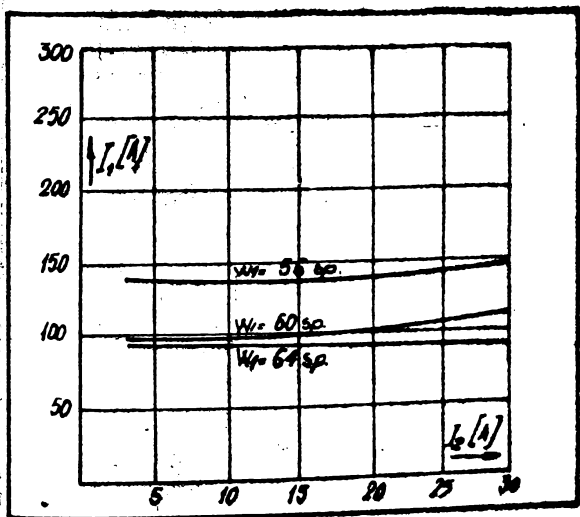
a.

b.

Fig. 65 Caracteristicile exterioare $U_{ase}(I_2)$ ale dublorului de frecventa de 5.6 kVA, 220/180V

a) $I_p = 20A$

b) $I_p = 15A$



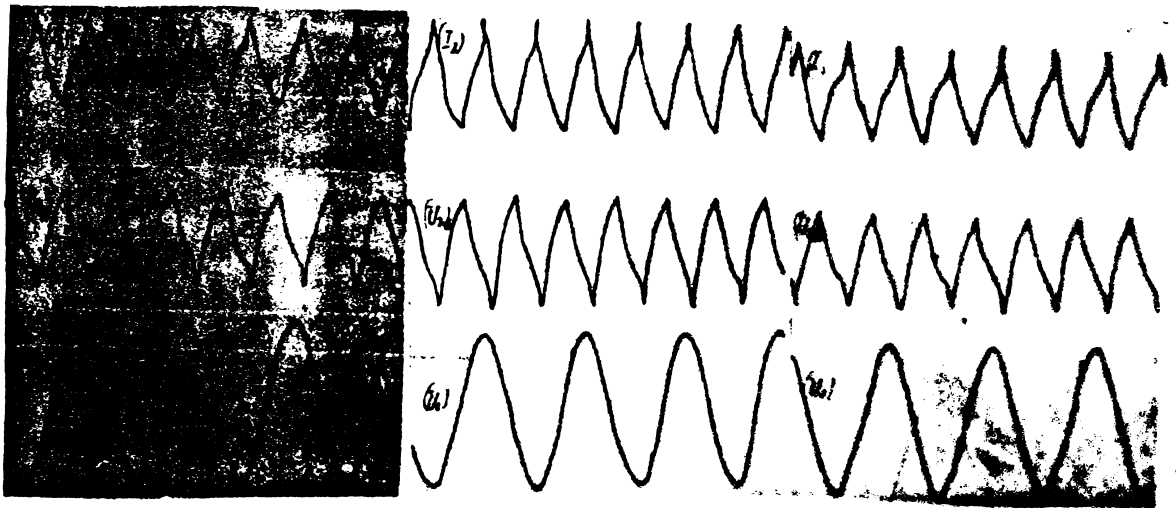
a.

b.

Fig. 66 Caracteristicile interioare $I_1(I_2)$ ale dublorului de frecventa de Sem 5.6 kVA, 220/180V

a) $I_p = 20A$

b) $I_p = 15A$



a) $I_p = 20 \text{ A}$

b) $I_p = 15 \text{ A}$

c) $I_p = 5 \text{ A}$

Fig.6.7 Oscilogrammele tensiunii primare U_1 , a tensiunii secundare U_2 sarcă și a curentului secundar I_2 , la dublarea de frecvență $S_{2n} = 5,6 \text{ KVA}; 220/180 \text{ V}$.

după care a fost efectuată proiectarea acestuia în paragraful 4.3.2. Acum se confirmă, în urma studiului experimental efectuat, că acestea rămân valabile.

Astfel, la $w_1 = 64 \text{ sp}; S_{2n} = 5,6 \text{ KVA}; U_1 = 220 \text{ V}; U_2 = 180 \text{ V}$ și $I_p = 20 \text{ A}$ s-a calculat că $I_2 = 31 \text{ A}$ și $I_1 = 90 \text{ A}$, valori pe care le regăsim în fig.6.5 a, la $w_1 = 64 \text{ spire}$ și $I_p = 20 \text{ A}$, combinat cu fig.6.6 a.

2) caracteristicile exterioare reprezentate în fig.6.5 a și fig.6.5 b au un caracter dur, în sensul că la creșterea curentului I_2 , crește și tensiunea de sarcină, datorită faptului că prin compensare capacitivă longitudinală, curentul I_2 creează o solenație, care se adună cu solenația principală, astfel încât fluxul total crește la creșterea curentului I_2 . Este normal să se întâmple așa deoarece tensiunea U_2 este defazată cu 90° în urma fluxului principal. La un curent capacitiv I_2 , defazat cu 90° înaintea tensiunii U_2 , se înțelege că solenația

././.

acestui și deci fluxul creat de el, este în fază cu fluxul principal, producând creșterea acestuia și deci a tensiunii U_2 , la creșterea lui I_2 .

Dacă I_2 ar fi inductiv ($C_2=0$) deci în absența compensării capacitive longitudinale - atunci fluxul de reacție produs de I_2 , după un raționament similar, ar diminua valoarea fluxului principal și U_2 ar scădea la creșterea lui I_2 ; dublorul ar prezenta o caracteristică exterioară moale, ceea ce nu se recomandă;

3) caracteristicile interioare $I_1 = f(I_2)$, reprezentate în fig.6.6 a și b vin să confirme randamentul energetic ridicat al dublorului de frecvență realizat; se observă că la $W_1=64$ spire, deși avem tensiunea U_2 sarc cea mai mare la $I_2 = I_{2s} = 31$ A, curentul I_1 are cea mai mică valoare $I_1=90$ A, față de $I_1 = 108$ A la $W_1 = 60$ spire și $I_1 = 145$ A la $W_1 = 56$ spire.

Acest lucru se explică prin faptul că la număr mic de spire în primar W_1 , crește saturația magnetică în curent alternativ a miezului și se absoarbe mai mult curent de magnetizare I_1 de la rețea, la $I_2 = eI$;

4) dublorul de frecvență analizat prezintă caracteristica exterioară cea mai bună (are tensiunile U_2 cele mai mari la anumiți I_2), conform fig. 6.5 a, la $W_1=64$ spire, deoarece conform relațiilor (2-30), (2-31) și (2-32) aplicate în cazul nostru, acest lucru a rezultat din calculele efectuate cu ocazia proiectării dublorului de frecvență;

5) deformarea curbilor mărimilor de intrare (U_1 și I_1) și de ieșire (U_2 și I_2) este redusă. Dacă se dorește U_2 cât mai apropiat de o sinusoidă, atunci se folosesc filtre dimensionate corespunzător pentru armonici superioare [7], [27], [28], [43], [49], [51], [62] și [63].

6) o mare influență asupra calității formei curbei tensiunii U_2 o are calitatea tensiunii U_p , care trebuie să prezinte o curbă cât mai apropiată de o paralelă cu axa timpului, adică nu redresor cu slabe calități de redresare ca formă a curbei tensiunii sale de ieșire nu se recomandă, deoarece se deformează curba tensiunii U_2 a dublorului de frecvență alimentat cu I_p ;

7) sistemul constructiv cu înfășurarea de premagnetizare comună ambelor măsuri înlătură apariția tensiunii alternative la bornele acestei înfășurări și experimental s-a

//.

confirmat acest lucru. Altfel ar fi trebuit să construim o bobină de șoc, care să se înscrie cu U_p și înfășurarea w_p spire.

6.3. Cercetarea de laborator pentru verificarea algoritmului și programului de calcul propus pentru triplourile de frecvență spinelli.

Schema electrică utilizată la măsurători este reprezentată în fig.6-8 : pentru măsurătorile la funcționare în gol și în scurtcircuit între rețea și triplorul de frecvență se montează un autotransformator reglabil, care nu este figurat în schemă.

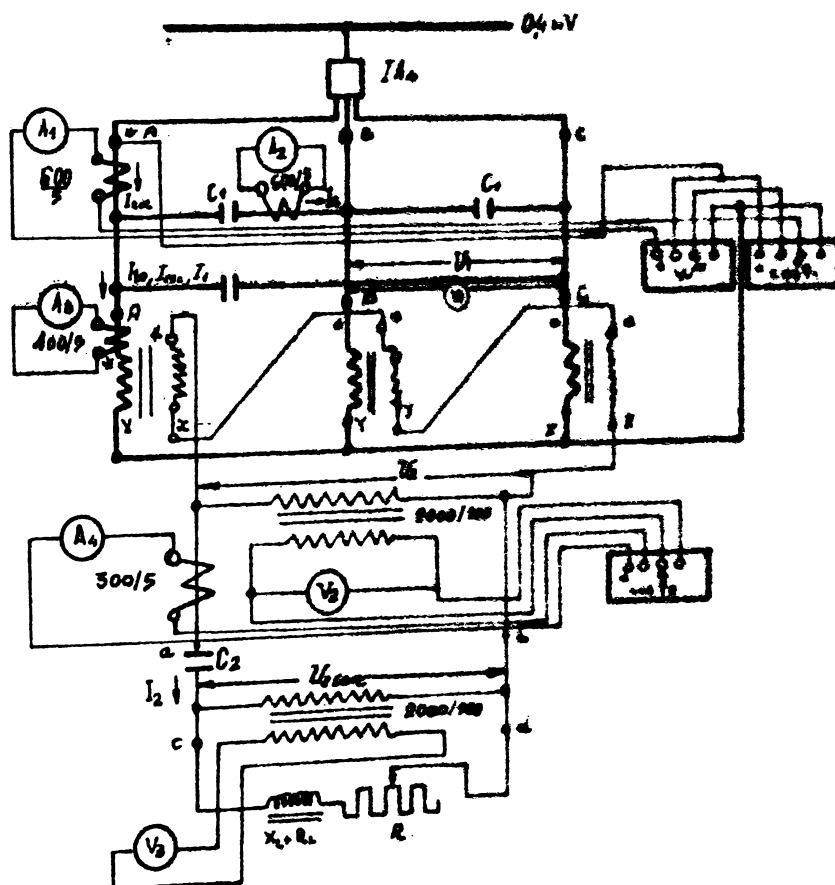


Fig.6.8 Schema electrică folosită la ridicarea caracteristicii în sarcină a triplourilor de frecvență tip spinelli :
 a) la funcționarea în gol bornele a-b sînt libere;
 b) la funcționarea în scurtcircuit bornele a-c sînt scurtcircuitate.

///.

6.3.1. Studiul experimental al funcționării în gol a triplorului de frecvență Spinelli: $S_{2n} = 200 \text{ kVA}$; $3 \times 220/400 \text{ V}$.

Pentru studiul regimului de funcționare în gol s-a executat un montaj în conformitate cu schema din fig. 6.8, bornele a-b fiind libere. Cu ampermetrul A_3 se măsoară curentul de funcționare în gol I_{10} al triplorului, cu voltmetrul V_1 se măsoară tensiunea U_1 , iar cu V_2 se măsoară tensiunea secundară în gol, U_{20} .

Tensiunea U_1 se variază cu un autotransformator trifazat cu ploburi, care nu este figurat în schemă, iar inducția prin modificarea numărului de spire W_1 .

Ca și la dublorul de frecvență, literatura de specialitate nu indică o relație de calcul pentru curentul primar de mers în gol I_{10} , motiv pentru care măsurarea acestuia și reprezentarea sa grafică în fig. 6.10 funcție de inducția magnetică în miez B_{1m} , prezintă interes deosebit, fiind realizată pentru prima dată.

Caracteristicile de funcționare în gol $U_{20} = f(U_1)$ pentru diferite valori ale inducției B_{1m} sînt redată în fig. 6.9 și 6.10. În fig. 6.10, pe lângă caracteristica $I_{10} = f(B_{1m})$ este reprezentată și caracteristica $U_{20} = f(B_{1m})$, de asemenea pentru prima dată.

Studiul caracteristicilor din fig. 6.9 și fig. 6.10, valabile pentru triplorul analizat construit din tablă ARMCO de 0,35 mm grosime, permite să se considere valabile următoarele concluzii :

1) în absența compensării capacitivă longitudinale (al cărui efect se explică similar celor menționate la dublerul de frecvență, prin creșterea fluxului total în miez la creșterea curentului I_2 capacitiv) tensiunea la funcționarea în gol este mai mică decît la funcționarea în sarcină. Astfel, pentru $B_{1m} = 2,03 \text{ T}$ și $U_{1f} = 220 \text{ V}$, din curba 6.9 rezultă $U_{20} = 590 \text{ V}$, care este mai mică decît $U_{2 \text{ sarc}} = 800 \text{ V}$ la $I_2 = 250 \text{ A}$, care rezultă din fig. 6.25 la $B_{1m} = 2,03 \text{ T}$.

2) deoarece la $B_{1m} = 2,03 \text{ T}$ adică $W_1 = 22$ spire a rezultat $U_{20} = 590 \text{ V}$, înseamnă că formula (3-69) pentru calculul tensiunii secundare de funcționare în gol, propusă în Algoritmul de calcul cu valori adaptate pentru coeficientul K_{u2} se verifică și prin măsurători de laborator și deci poate fi folosită.

//.

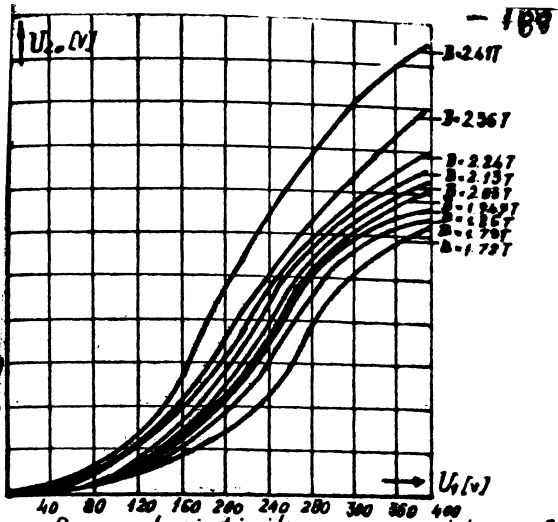


Fig. 6.11 Caracteristicile experimentale la funcționarea în gol a triplorului de frecvență tip Spincelli
 $B_{2n} = 200 \mu\text{W}$; $U_{2n} = 800 \text{V}$; $I_{2n} = 250 \text{A}$; $U_{1n} = 400 \text{V}$.

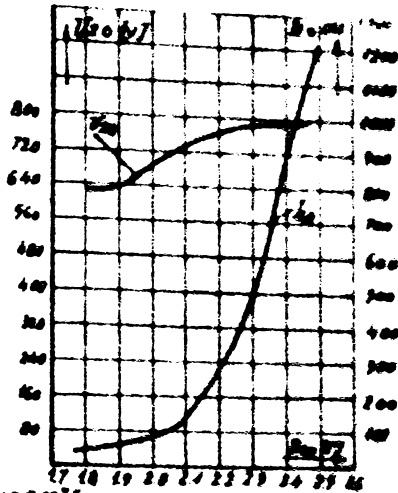


Fig. 6.12 Variația timpului de întârziere față de curentul prin înfășurarea primară la o funcționare în gol a triplorului Spincelli
 $B_{2n} = 200 \mu\text{W}$; $I_{2n} = 250 \text{A}$; $U_{2n} = 800 \text{V}$; $U_{1n} = 400 \text{V}$.

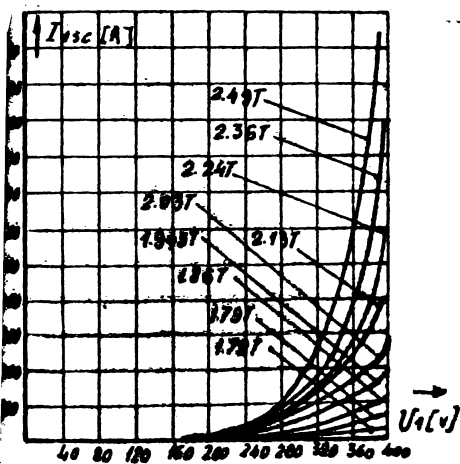


Fig. 6.13 Caracteristicile de scurtcircuit, $I_{psc} = f(U_1)$, la diferite valori ale inducției magnetice în miez pentru triplorul tip Spincelli
 $B_{2n} = 200 \mu\text{W}$; $I_{2n} = 250 \text{A}$; $U_{2n} = 800 \text{V}$; $U_{1n} = 400 \text{V}$.

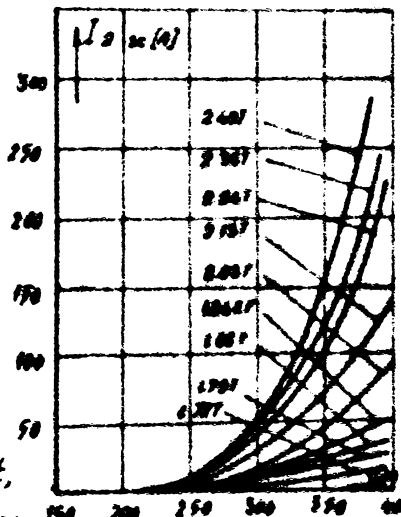


Fig. 6.14 Caracteristicile de scurtcircuit: $I_{psc} = f(U_1)$, la diferite valori ale inducției magnetice în miez pentru triplorul tip Spincelli
 $B_{2n} = 200 \mu\text{W}$; $U_{2n} = 800 \text{V}$; $I_{2n} = 250 \text{A}$; $U_{1n} = 400 \text{V}$.

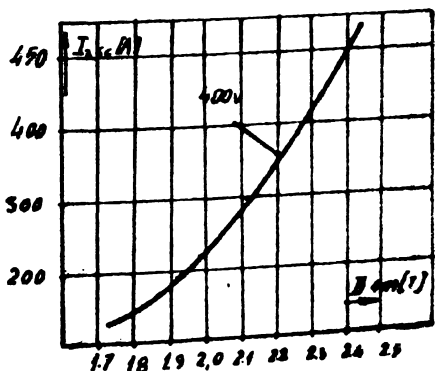


Fig. 6.15 Caracteristica de scurtcircuit $I_{psc} = f(U_1)$ a triplorului de frecvență tip Spincelli
 $B_{2n} = 200 \mu\text{W}$; $U_{2n} = 800 \text{V}$; $I_{2n} = 250 \text{A}$; $U_{1n} = 400 \text{V}$.

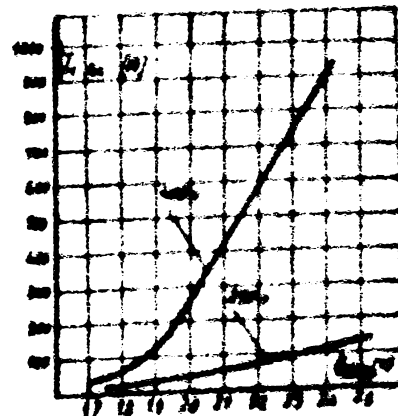


Fig. 6.16 Caracteristica de scurtcircuit $I_{psc} = f(U_1)$ la $U_2 = 400 \text{V}$ și $U_1 = 200 \text{V}$.

3) curentul de funcționare în gol I_{10} , conform fig. 6.10 crește de patru ori, atunci când inducția magnetică în miez B_{1m} crește de la 1,72 T la 2,49 T, în condițiile în care tensiunea la funcționare în gol U_{20} , conform aceleiași figuri, crește de la 640 V la 800 V;

4) deformarea curbei curentului absorbit de la rețea I_{tot} (măsurat în schema 6.8 cu ampermetrul A_1) este foarte pronunțată la inducții în miez $B_{1m} > 2,03$ T și ca urmare a faptului că acest curent are o pondere apreciabilă în curentul total al rețelei de 400 V și curba tensiunii acesteia U_1 este puternic deformată, pentru inducții în miez $B_{1m} > 2,03$ T, așa cum reiese din studiul oscilogramelor prezentate în fig. 6.15 a ;

5) s-a constatat la măsurători că datorită deformării curbei tensiunii U_1 conținutul de armonici superioare ale acesteia crește și drept urmare curentul I_0 prin condensatoarele de compensare a factorului de putere C_1 , măsurat în fig. 6.8 cu ampermetrul A_2 , crește de 2 ori, dacă inducția crește de la $B_{1m} = 1,72$ T (când $I_0 = 400$ A) la $B_{1m} = 2,49$ T (când $I_0 = 810$ A), în condițiile în care $U_1 = ct$;

6) compensarea capacitivă a factorului de putere, realizată cu condensatoarele C_1 face ca valoarea curentului total, I_{tot} , absorbit de la rețea, să fie mai mică decât valoarea curentului I_{10} care circulă prin înfășurările primare ale triplorului de frecvență, ceea ce face ca rețeaua să fie mai puțin solicitată.

Se poate spune că studiul experimental al funcționării în gol a triplorului de frecvență Spinelli $S_{2n} = 200$ KVA scoate în evidență valabilitatea propoziției propuse, deoarece mărimile care caracterizează funcționarea în gol, U_{20} și I_{10} , la $B_{1m} = 2,03$ sînt corespunzătoare cantitativ (ca valoare efectivă) și calitativ (ca formă a curbei lui U_{20} și a lui U_1) și egale cu cele precalculate.

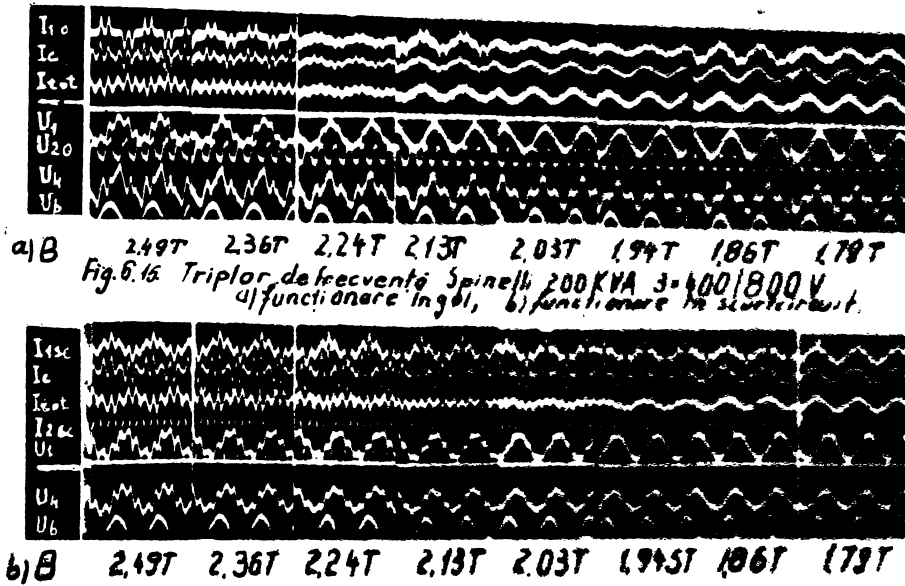
6.3.2. Studiul experimental al funcționării în scurtcircuit a triplorului de frecvență Spinelli $S_{2n} = 200$ KVA $3 \times 220/800$ V.

Studiul regimului de funcționare în scurtcircuit a fost efectuat folosind fig. 6.8 cu bobinele a-b în scurtcircuit. Tensiunea U_1 și inducția în miez B_{1m} se variază cu

///.

aceleași mijloace ca la studiul funcționării în gol.

Rezultatele măsurătorilor lui I_{1sc} , I_{2sc} și U_1 , folosind aceleași aparate ca la paragraful 6.3.1.



sînt redade sub forma următoare :

- 1) în fig.6.11 sînt reprezentate caracteristicile $I_{1sc} = f(U_1)$; la $B_{1m} = ct.$
- 2) în fig.6.12 sînt reprezentate caracteristicile $I_{2sc} = f(U_1)$ la $B_{1m} = ct.$;
- 3) în fig.6.13 este reprezentată curba $I_{2sc} = f(B_{1m})$, la $U_1 = 400 V$;
- 4) în fig.6.14 este reprezentată curba $I_{1sc} = f(B_{1m})$, la $U_1 = 400 V$;

Deasemenea, în fig. 6.15 b sînt redade oscilogrammele principalelor mărimi electrice, care caracterizează funcționarea la scurtcircuit, pentru diferite valori ale inducției în miez, B_{1m} .

Analizînd caracteristicile de scurtcircuit și oscilogrammele în acest regim putem să stabilim următoarele :

1) algoritmul și programul de calcul propus în subparagraful 3.3. și 5.3.1., unde pentru calculul curenților de scurtcircuit I_{1sc} și I_{2sc} s-a menționat formulele (6-7) și (7-7), sînt valabile, deoarece folosind această formulă în subparagraful 5.3.1. am calculat folosind și relațiile (1-7) și (1-4), $I_{1sc} = 280 A$ și $I_{2sc} = 96 A$, la $U_{1f} = 220 V$, $W_1 = 22$ spire ($B_{1m} = 2,05T$). Aceste valori au

//.

fost găsite și prin măsurători directe, reieșind din analiza fig.6.11 și fig.6.12.

2) la scurtcircuit, triplorul de frecvență prezintă o reactanță internă mare, motiv pentru care curentul I_{2sc} la $B_{1m} = 2,03$ T și $U_1 = 400$ V are valoarea $I_{2sc} = 96$ A, mult mai mică decât curentul nominal $I_{2n} = 250$ A. Acest lucru se explică prin absența compensării capacitive longitudinale, cind curentul I_2 are un caracter inductiv, ceea ce face ca tensiunea electromotoare la bornele triplorului să scadă mult și implicit curentul de scurtcircuit, ceea ce echivalează cu o reactanță internă mare;

3) curentul în înfășurările primare I_{1sc} crește de circa 30 ori, cind inducția variază de la $B_{1m} = 1,72$ T la $B_{1m} = 2,49$ T;

4) deformarea curbei curentului absorbit de la rețea notat I_{total} și măsurat cu ampermetrul A_1 în schema 6.8, este puternică la $B_{1m} > 2,03$ T, așa cum reiese din fig.6.15 b. Datorită faptului că I_{total} reprezintă un procent important al curentului total al rețelei de alimentare, deformarea lui conduce la deformarea curbei tensiunii rețelei U_1 , fenomen evidențiat de oscilogramele din fig.6.15 b;

5) deformarea curbei tensiunii U_1 face ca la tensiuni $U_1 = \text{constante}$, dar la valori diferite ale lui B_{1m} să se constate valori diferite ale curentului I_c prin condensatoarele de compensare capacitivă a factorului de putere $\cos \varphi_1$. fenomen constatat prin măsurări cu ampermetrul A_2 din schema 6.8.

În concluzie, studiul experimental al regimului de scurtcircuit confirmă considerațiile teoretice prezentate în literatură și programul FOMTRAN propus de autor, stabilindu-se în plus, pe cale graphică, influența inducției magnetice din miez asupra curenților I_{1sc} și I_{2sc} .

6.3.5. Studiul experimental al funcționării în sarcină a triplorului de frecvență 0,1mHz

$S_{2n} = 200$ KVA; $3 \times 220/690$ V.

La funcționarea în sarcină a triplorului de frecvență se utilizează schema din fig.6.8, așa cum este ea redată, deoarece nu mai sînt necesare elementele de variație a tensiunii primare U_1 .

Deoarece literatura tehnică de specialitate o consideră inefficientă, nu s-au efectuat studii privind

//.

compensarea capacitivă transversală [5], [7], [27], [28], [43], [49] și [63].

În literatură, [5], se afirmă că prin compensare capacitivă transversală nu se obțin caracteristicile exterioare dure și în același timp pot apărea fenomene tranzitorii nedorite, precum și autooscilația.

Se studiază comportarea triplorului de frecvență în regim de sarcină rezistivă, fără compensare capacitivă longitudinală ($C_2 = 0$) și în regim de sarcină capacitiv-inductiv - rezistivă cu compensare capacitivă longitudinală ($C_2 = 131 \cdot 10^{-6} \text{ F}$).

Condensatoarele C_2 sînt de fabricație F.C.M.E. București, cu următoarele caracteristici :

$$C = 210 \cdot 10^{-6} \text{ F};$$

$$Q = 16,5 \text{ KVAR};$$

$$U_n = 0,5 \text{ kV};$$

Sarcina variabilă se realizează cu ajutorul unui rezistor special, construit din sîrmă de constantan, cu posibilitate de reglaj a rezistenței de la 1,25 ohmi la 100 ohmi, iar sarcina inductivă este constituită de o bobină de inducție cu miez de fier, cu următoarele caracteristici :

$$R_L = 92 \cdot 10^{-2} \text{ ohmi};$$

$$L = 955 \cdot 10^{-4} \text{ H};$$

S-au studiat caracteristicile interioare și exterioare, pentru $B_{1m} = ct.$, la diverse valori ale lui W_1 , realizare prezentată pentru prima dată în literatură.

S-a considerat util să se studieze influența inducției în miez B_{1m} asupra curentului I_1 și asupra tensiunii în sarcină $U_2 \text{ sarc}$ (în fig. 8.8. se evidențiază diferența între U_2 și $U_2 \text{ sarc}$) și să se traseze curbile $I_1 = f(B_{1m})$ și $U_2 \text{ sarc} = f(B_{1m})$ la $H = ct.$, lucru care de asemenea se prezintă pentru prima dată în literatură.

6.3.3.1. Sarcina triplorului de frecvență este rezistivă, fără compensare longitudinală ($C_2 = 0$).

Pentru măsurători se poate folosi schema din fig. 6.8, adaptată în mod corespunzător, la care se suntează condensatorul C_2 .

Variind rezistența rezistorului R se urmăresc la aparatele de măsură valorile mărimilor electrice următoare: I_1 (se măsoară cu A_3), I_2 (se măsoară cu A_4), U_1 (se măsoară cu V_1) și U_2 sarc (se măsoară cu V_3).

Tensiunea de fază a rețelei în timpul măsurătorilor se menține constantă $U_{1f} = 220$ V.

Rezultatele obținute în urma măsurătorilor se utilizează la reprezentarea următoarelor caracteristici:

- 1) caracteristicile interioare $I_1 = f(I_2)$;
 $U_1 = c\tau$; în fig. 6.16;
- 2) caracteristicile exterioare $U_2 \text{ sarc} = f(I_2)$;
 $U_1 = c\tau$; fig. 6.18;
- 3) caracteristicile $I_1 = f(B_{1m})$; $R = c\tau$; fig. 6.17;
- 4) caracteristicile $U_2 \text{ sarc} = f(B_{1m})$; $R = c\tau$; fig. 6.19.

În fig. 6.20, 6.21 și 6.22 sînt redate oscilogrammele principalelor mărimi electrice la $B_{1m} = 2,49$ T respectiv la $B_{1m} = 2,03$ T și $B_{1m} = 1,72$ T.

Din analiza caracteristicilor de funcționare și a oscilogramelor se pot stabili unele concluzii privind funcționarea triplorului de frecvență în regimul studiat:

- 1) analizînd caracteristicile exterioare $U_2 \text{ sarc} = f(I_2)$ se observă că sînt moi și la inducția de 2,03 T curentul $I_2 \text{ max} = 60$ A, pentru care $U_2 = 50$ V.

Se pot obține tensiuni $U_2 = 500$ V la $I_2 = 162$ A, dar numai cînd $B_{1m} = 2,49$ T, cu observația că și acești parametri diferă mult de cei nominali ($U_{2n} = 800$ V și $I_{2n} = 250$ A);

- 2) studiînd forma curbelor I_1 , U_1 , $U_2 \text{ sarc}$ și I_2 la $B_{1m} = 2,49$ T, în oscilogrammele din fig. 6.20 se constată că ele prezintă deformări puternice, deci și din acest punct de vedere regimul fără compensare capacitivă longitudinală nu permite

//.

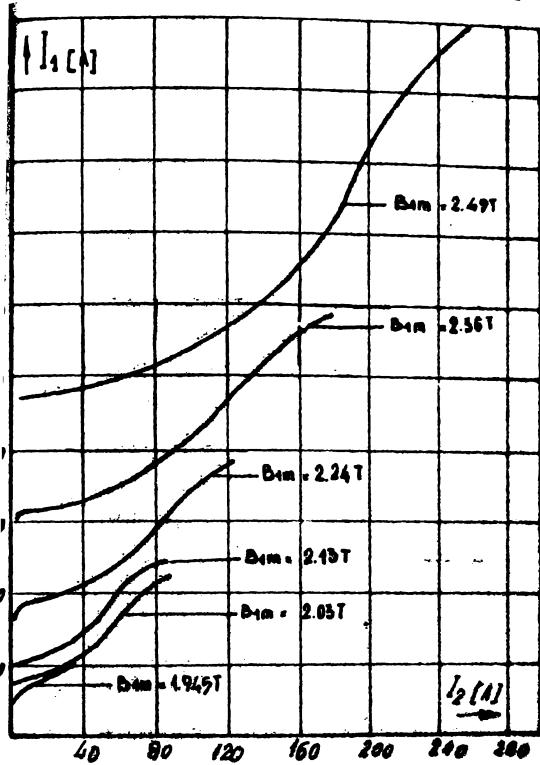


FIG 16.16 Caracteristicile interioare, $I_1 = f(I_2)$ ale transformatorului de frecvență tip Spinelli: $S_{tr} = 200 \text{ cm}^2$; $I_{n1} = 250 \text{ A}$; $U_{n1} = 400 \text{ V}$. În regim de sarcină rezistivă fără compensare longitudinală ($C_2 = 0$) având inducția magnetică B_m drept parametru.

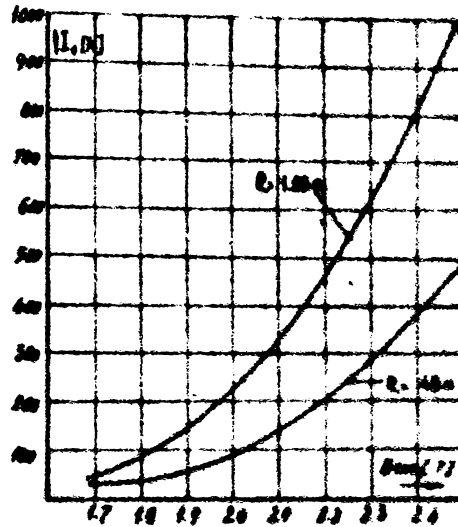


FIG 16.17 Caracteristicile $U_1 = f(I_2)$ ale transformatorului de frecvență tip Spinelli: $S_{tr} = 200 \text{ cm}^2$; $I_{n1} = 250 \text{ A}$; $U_{n1} = 400 \text{ V}$. În sarcină rezistivă fără compensare longitudinală ($C_2 = 0$), $R = 100$ și $R = 1000$.

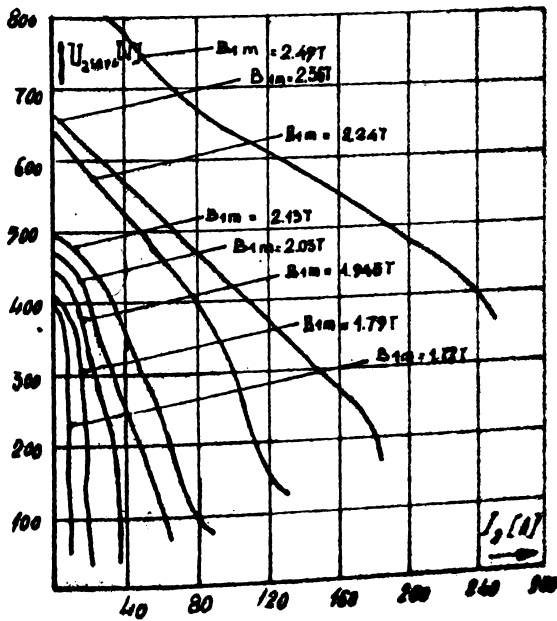


FIG 16.18 Caracteristicile externe, $U_2 = f(I_2)$ ale transformatorului de frecvență tip Spinelli: $S_{tr} = 200 \text{ cm}^2$; $I_{n1} = 250 \text{ A}$; $U_{n1} = 400 \text{ V}$. În sarcină rezistivă fără compensare longitudinală ($C_2 = 0$) având inducția magnetică B_m drept parametru.

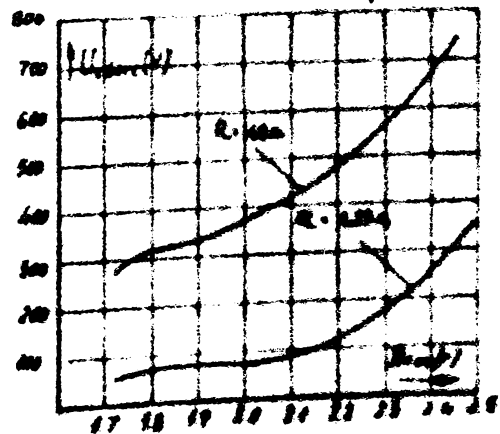


FIG 16.19 Caracteristicile $U_2 = f(I_2)$ ale transformatorului de frecvență tip Spinelli: $S_{tr} = 200 \text{ cm}^2$; $I_{n1} = 250 \text{ A}$; $U_{n1} = 400 \text{ V}$. În sarcină rezistivă fără compensare longitudinală ($C_2 = 0$), $R = 100$ și $R = 1000$.

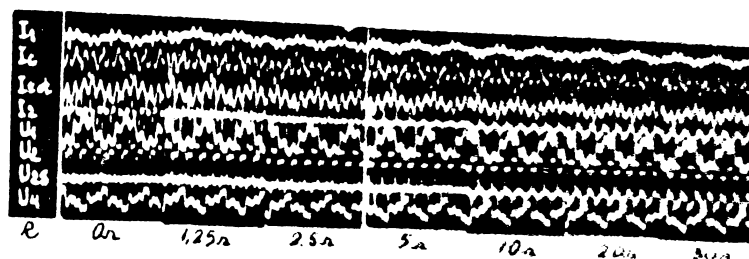


FIG 6.20 Funcționarea în sarcină fără compensare cure
 Ludonola 10 (C₂=0.1μF), B₁=2.1k, L₁=1mH, R₁=2k
 Triplor Spicne II 200xU₁, 3x 400/600V

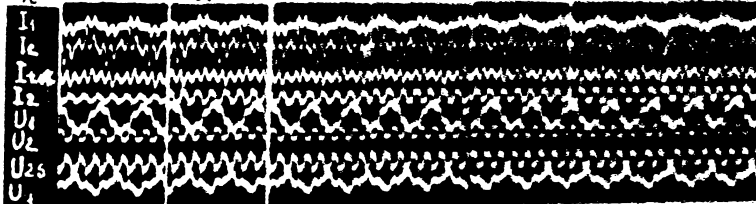
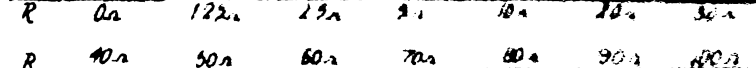
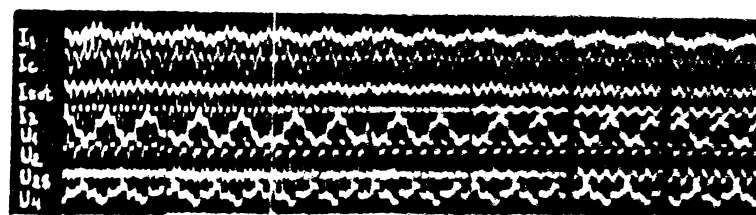


FIG 6.21 Triplor de frecvență spicne II U₁ 3x 400/600V
 Funcționare în sarcină rezistivă fără compensare
 longitudinale (C₂=0μF) B₁=2.03k, L₁=1.15mH, R₁=2k

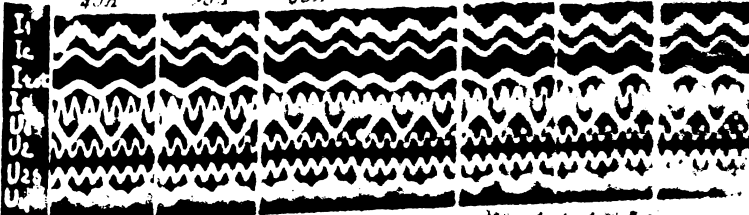
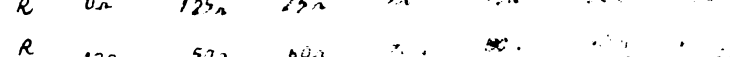
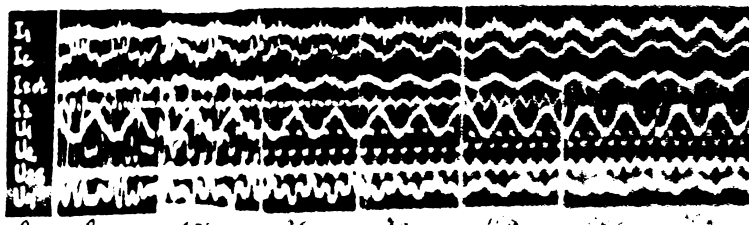


FIG 6.22 Triplor de frecvență spicne II U₁ 3x 400/600V
 Funcționare în sarcină rezistivă fără compensare
 longitudinale (C₂=0μF) B₁=2.03k, L₁=1.15mH, R₁=2k

obținerea parametrilor proiectați;

3) regimul $B_{1m} = 2,49 T$, singurul care asigură $U_2 = 500 V$, nu poate fi folosit și din alt punct de vedere, la $I_2 = 182 A$ curentul primar $I_1 = 730 A > I_{1n} = 300 A$, deci s-ar produce încălzirea excesivă a înfășurării primare. Acest lucru se poate observa în fig. 6.16.

În concluzie, regimul de funcționare în sarcină, fără compensare capacitivă longitudinală ($C_2 = 0$) este un regim care nu asigură parametrii proiectați: $U_2 \text{ sarc} = 500 V$ la $I_2 = 250 A$ și $U_{1f} = 220 V$, fiind din această cauză prohibit, studiul său efectuându-se numai pentru a scoate în relief influența compensării capacitivă longitudinale în funcționarea triplorului de frecvență.

6.3.3.2. Sarcina triplorului de frecvență este capacitiv - inductiv - rezistivă ($C_2 = 131.10^{-6} F$).

Se folosește o schemă similară celei din fig. 6.8, sarcina triplorului de frecvență în acest regim fiind un circuit serie RLC la care R este variabil; $L = 955.10^{-4} H$; $R_L = 92.10^{-4} \text{ ohmi}$; $C_2 = 131.10^{-6} F$.

Menținând constantă tensiunea de alimentare $U_{1f} = 220 V$ și variind curentul I_2 în circuitul de ieșire al triplorului de frecvență, se pot determina caracteristicile de funcționare în sarcină ale acestuia.

Tensiunea U_1 se măsoară cu voltmetrul V_1 ; curentul în înfășurarea primară a triplorului de frecvență I_1 se măsoară cu ampermetrul A_3 ; tensiunea $U_2 \text{ sarc}$ se măsoară cu voltmetrul V_3 ; curentul de sarcină I_2 se măsoară cu ampermetrul A_2 .

Acolo unde curenții și tensiunile depășesc scalele aparatelor și la triplorul de frecvență $S_{2n} = 200 KVA$ acest lucru se întâmplă cu I_1 , I_2 și $U_2 \text{ sarc}$, se folosesc transformatoare de intensitate respectiv de tensiune, având rapoarte de transformare corespunzătoare.

Dacă pe ordonată se transpun valorile găsite pentru curentul I_1 , iar în abscisă pentru curentul I_2 , se obțin caracteristicile interioare $I_1 = f(I_2)$; $U_1 = cf$, reprezentate în fig. 6.23.

Pentru prima dată într-o lucrare se prezintă în fig. 6.24, caracteristicile $I_1 = f(B_{1m})$ la $R = cf$, care au o
//.

ură asemănătoare cu a caracteristicilor interioare, prezintă un minim care ne arată că pentru anumite inducții, pentru o anumită sarcină R avem un curent minim I_1 în funcție de frecvența triplorului de frecvență.

Caracteristicile exterioare $I_1 = f(B_{1m})$ sunt prezentate în fig.6.25, pentru ca în fig.6.26 să se prezinte $I_2 \text{ sarc} = f(B_{1m})$, caracteristici de asemenea prezentate în literatură.

În fig.6.27, 6.28 și 6.29 sunt prezentate caracteristicile pentru mărimile electrice, care caracterizează sarcina a triplorului de frecvență analizat: I_1 , I_2 , $U_2 \text{ sarc}$ și U_2 sarc a căror semnificație este conform tabelului următor.

În fig.6.28 oscilogramele au fost realizate pentru $B_{1m} = 2,03 \text{ T}$, adică la inducția de regiune estică, unde s-a efectuat toate calculele de proiectare folosind metodele propuse anterior.

Analizând toate aceste date, în strânsă legătură cu celelalte, se pot stabili concluziile care s-au prezentat în proiectarea eficientă a triplorilor de frecvență triplorului.

1) caracteristica interioară $I_1 = f(B_{1m})$, prezentată în fig.6.23 arată că la $I_{2n} = 250 \text{ A}$ corespunde $I_{1n} = 200 \text{ A}$, fiindu-se astfel valabilitatea valorilor adaptate ale coeficientului k din formula (3-37) propuse pentru calculul lui I_1 . După cum s-a arătat în paragraful 5.3.2. s-au calculat $I_{2n} = 250$ și $I_{1n} = 200$ și acestea confirmă valoarea pentru I_{1n} și I_{2n} confirmă valabilitatea metodei prezentate anterior întocmit.

2) Forma caracteristicilor interioare $I_1 = f(B_{1m})$ și $I_2 = f(B_{1m})$ din formula (2-80) din care se observă că I_1 din această formulă depinde de I_2 prin intermediul unei serii de alte mărimi electrice: caracteristicile ale triplorului de frecvență cum ar fi: inducția B_{1m} , tensiunea $U_2 \text{ sarc}$, defazajul φ_2 și defazajul φ_1 .

Datorită acestor dependențe caracteristicile interioare a unui triplor de frecvență funcționează în regiune capacitiv - inductiv - rezistivă, are caracterul unei rezistențe și prezintă un minim la o anumită valoare I_2 .

3) studiind caracteristica interioară $I_1 = f(B_{1m})$ se observă că pentru $B_{1m} = 2,03 \text{ T}$ la $I_{2n} = 250 \text{ A}$ corespunde $U_2 \text{ sarc} = 800 \text{ V}$. Se cunoaște faptul că în condițiile de proiectare

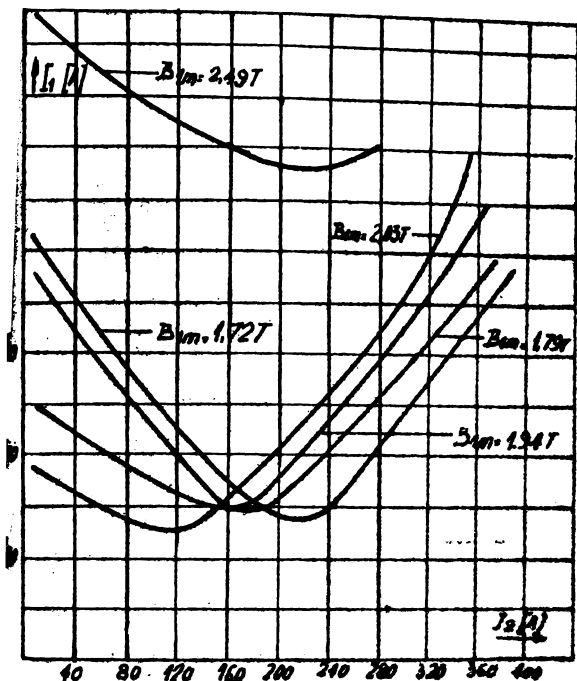


Fig. 6.23. Caracteristicile interioare $P_L = f(I_2)$ ale triplului de frec. ventă tip Spinelli idem fig. 6.19 $C_2 = 131.10^6$

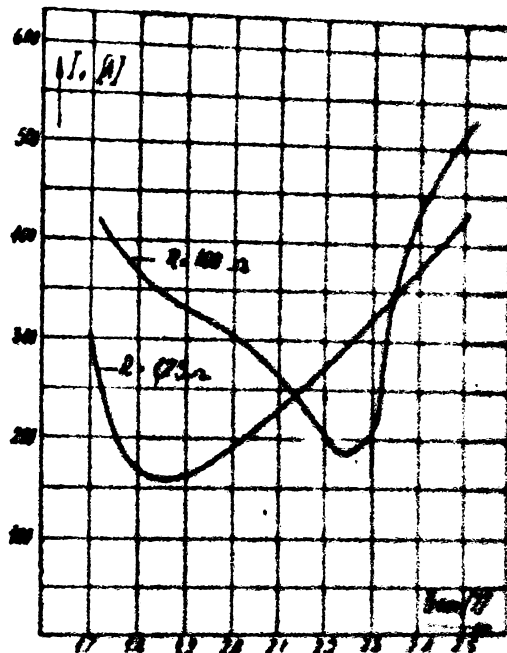


Fig. 6.24 Caracteristicile $T = f(s)$ Idem fig. 6.19 $C_2 = 131.10^6$

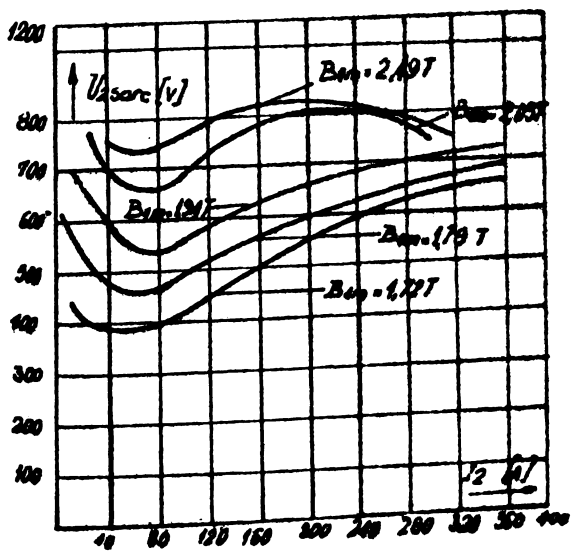


Fig. 6.25 Caracteristicile exterioare $U_{2\text{sursă}} = f(I_2)$ idem fig. 6.19 $C_2 = 131.10^6$

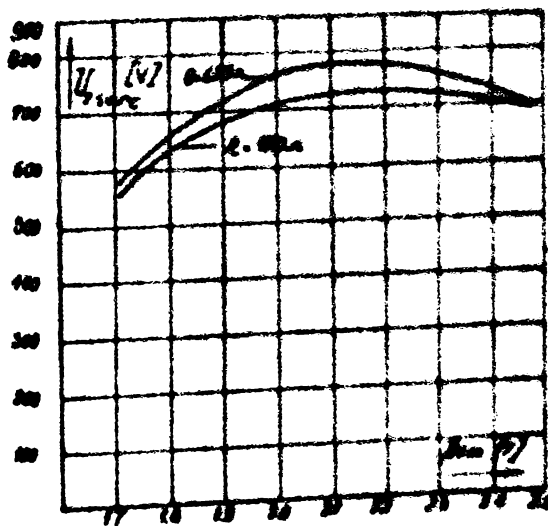


Fig. 6.26 Caracteristicile $U_{2\text{sursă}} = f(s)$ Idem fig. 6.19 $C_2 = 131.10^6$

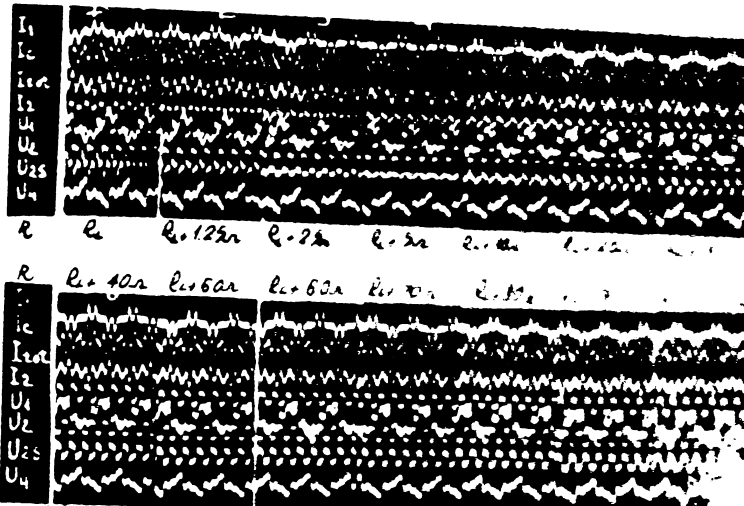


FIG 6 27 Triplet de frecventa $\omega = 2\pi \cdot 10^6$ Hz
 in sarcina capacitivă. Lungimea longitudinală $R = 0,0050$, $C_1 = 31,0$, $C_2 = 31,0$

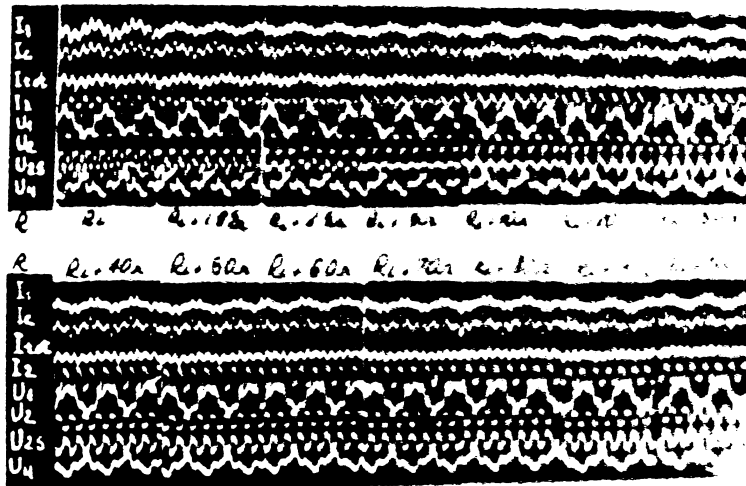


FIG 6 28 Triplet de frecventa $\omega = 2\pi \cdot 10^6$ Hz
 in sarcina capacitiv-inductivă. Lungimea longitudinală $R = 0,0050$, $C_1 = 31,0$, $C_2 = 31,0$, $L = 0,001$

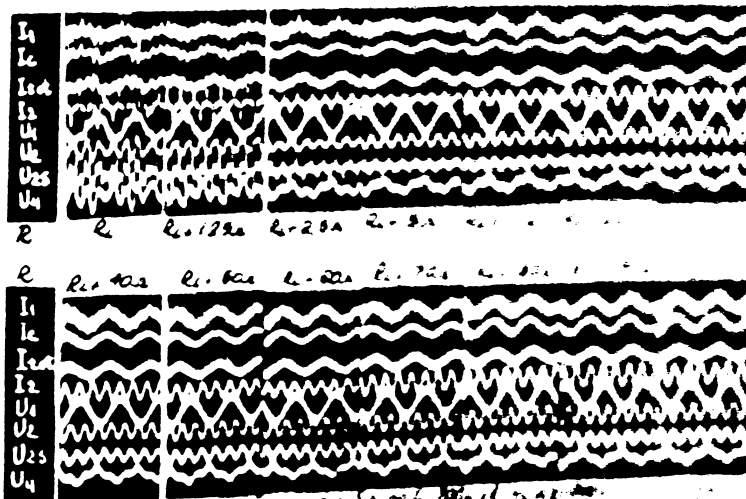


FIG 6 29 Triplet de frecventa $\omega = 2\pi \cdot 10^6$ Hz
 in sarcina capacitivă. Lungimea longitudinală $R = 0,0050$, $C_1 = 31,0$, $C_2 = 31,0$

de calcul propus, calculul din paragraful 5.3.2. are la bază aceste valori ale curentului și tensiunii nominale secundare ale triplorului de frecvență.

Faptul că aceste valori se regăsesc prin studii experimentale confirmă valabilitatea considerațiilor teoretice care au stat la baza algoritmului și programului propuse de autor.

4) studiul caracteristicilor exterioare din fig.6.25 ne arată că prin mărirea inducției ar fi posibil să obținem tensiuni U_2 sarcă mai mari la același curent I_2 , dar acest lucru nu este permis din două puncte de vedere :

a) la creșterea inducției, curentul primar I_1 crește foarte mult. Astfel din fig.6.23 se observă că la $B_{1m} = 2,49$ T în condițiile în care $I_2 = 250$ A, tensiunea U_2 sarcă = 810 V, curentul $I_1 = 490$ A, depășind $I_{1n} = 300$ A, ceea ce ar conduce la încălzirea triplorului de frecvență;

b) mărimile electrice caracteristice : I_1 , U_1 , U_2 sarcă și I_2 sînt mult mai deformate la inducții mari, așa cum se observă prin comparația oscilogramelor din fig.6.27 și fig.6.28.

Se consideră și din acest punct de vedere că inducția $B_{1m} = 2,03$ T asigură funcționarea optimă a triplorului Spinelli realizat din toată ALICO cu 0,35 mm, deoarece studiul caracteristicilor interioare și exterioare ne arată că la inducții mai mici de $B_{1m} = 2,03$ T, la curenți I_1 comparabili se obțin tensiuni U_2 sarcă mai mici, la $I_2 = I_n$;

5) nu trebuie neglijat faptul că obținerea acestor performanțe a fost posibilă datorită folosirii compensării capacitivă longitudinale, pentru că în lipsa compensării s-a văzut în subparagraful 6.3.3.1 că este imposibil să realizăm parametrii proiectați ai triplorului studiat.

În [63] se demonstrează analitic și experimental că nu orice grad de compensare satisface condițiile de funcționare în regim optim a triplorului de frecvență Spinelli. Valoarea acceptată a coeficienților din formula (3-68) propuși în metoda pentru calculul condensatorului C_2 asigură compensarea capacitivă longitudinală optimă.

6) dacă se impune o calitate decroșată a formei curbelor tensiunii U_2 sarcă și a curentului I_2 , atunci proiectarea triplorului Spinelli se realizează la inducții mai mici, fiind

tensiunile secundare U_2 sarc au valori mai mici, la același curent I_2 .

Dacă acest lucru nu este posibil, se ia în considerație utilizarea filtrelor de frecvență, [7], [26], [27], [28], [44], [49], [62] și [63].

Se desprinde deci concluzia că rezultatele obținute ^{cu ajutorul calculatoarei numerice} sînt confirmate de studiul experimental și conduc la rezultate care, după cunoștința autorului, nu au fost obținute cu nici una din metodele de calcul cunoscute din literatură.

6.4. Triplorul $S_{2n} = 2$ KVA; $3 \times 220/220$ V.

Condițiile de exploatare tehnică a transformatoarelor de tensiune cu izolație degresivă impun încercarea cu tensiune mărită indusă a cărei frecvență conform EE-116/73 poate fi și $f = 150$ Hz.

Din aceste considerații, folosind formulele propuse în 5.4.2. s-a realizat un triplor de frecvență $S_{2n} = 2$ KVA; $3 \times 220/220$ V, ale cărui dimensiuni principale sînt redată în fig. 5-1b, fig. 5-3b.

S-a procedat la studiul experimental al acestuia, după metoda folosită la triplorul de frecvență $S_{2n} = 200$ KVA, însă din motive de spațiu nu este redat acest studiu.

Și în acest caz s-a confirmat că relațiile de proiectare propuse pentru funcționarea în gol, în scurtcircuit și în sarcină sînt valabile, iar deformarea curbilor mărimilor electrice principale U_1, I_1, U_2, I_2 nu este apreciabilă.

6.5. Probe pe viu efectuate în instalații cu triploarele de frecvență $S_{2n} = 200$ KVA. Sarcitiv $S_{2n} = 2$ KVA, realizate de autor.

6.5.1. Probele efectuate cu triplorul de frecvență de $S_{2n} = 200$ KVA; $I_{2n} = 250$ A; $U_{2n} = 600$ V;

6.5.1.1. Încercarea transformatorului de 3150 KVA 15/6 KV din Stația Buzău Nord.

Aceste probe au fost efectuate asupra unui transformator de 3150 KVA din Stația Buzău Nord, montat în 1961, conform schemei de încercare din fig. 5.30 b. Datorită faptului că serviciile interne ale stației nu puteau alimenta

triplorul de frecvență, s-a folosit un transformator de 1000 KVA 15/04 kV. alimentat prin cablul de 15 kV. al transformatorului încercat, de la bara de 15 kV. a stației.

Rezultatele măsurătorilor sînt redată în tabelul care urmează :

Mărimi măsurate Faza pe care se aplică tensiunea	I_1 [A]	I_2 [A]	U_1 [V]	U_2 [V]	U_3 [V]
A - B	1536	15	980	395	31500
A - C	1536	15	980	395	31500
B - C	1536	15	980	395	31500

S-a lucrat cu $W_1 = 18$ spire. În acea perioadă Secția FRAM nu dispunea de condensatoare statice, astfel că nu s-a compensat $\cos \varphi_1$ și nu s-a realizat nici compensarea capacitivă longitudinală. Deoarece sarcina era mică față de $S_{2n} = 200$ KVA proba s-a efectuat în bune condițiuni, obținind $U_{încercare} = 31500$ V $> 2 U_n (2 \times 15000 = 30000$ V). S-au încercat două transformatoare de 3150 KVA.

6.5.1.2. Inercarea transformatorului de 5,6 MVA 25/6 kV.

Acest transformator a fost reparat în cadrul Atelierului de mașini electrice Cimpina și trebuia încercat cu tensiune mărită indusă între spire, probă care nu se poate executa la frecvență industrială. S-a recurs la triplorul de frecvență $S_{2n} = 200$ KVA aflat în funcție în acea perioadă, mai 1974. Incercarea a avut loc în conformitate cu fig. 6.30 a. Alimentarea schemei s-a făcut de la rețeaua de 400 V. Tensiunea de ieșire a triplorului de frecvență, înainte de a se aplica transformatorului ridicător de $S_{2n} = 100$ KVA și 0,4/25 kV, s-a reglat cu ajutorul autotransformatorului reglabil de 200 KVA, 0 ÷ 1000 V.

Cu voltmetrul V_3 s-a măsurat tensiunea U_3 în secundarul transformatorului încercat prin intermediul TU_3 , pentru a constata dacă s-a obținut o tensiune $U_3 > 2 U_n = 2 \times 15000 = 30000$ V. //.

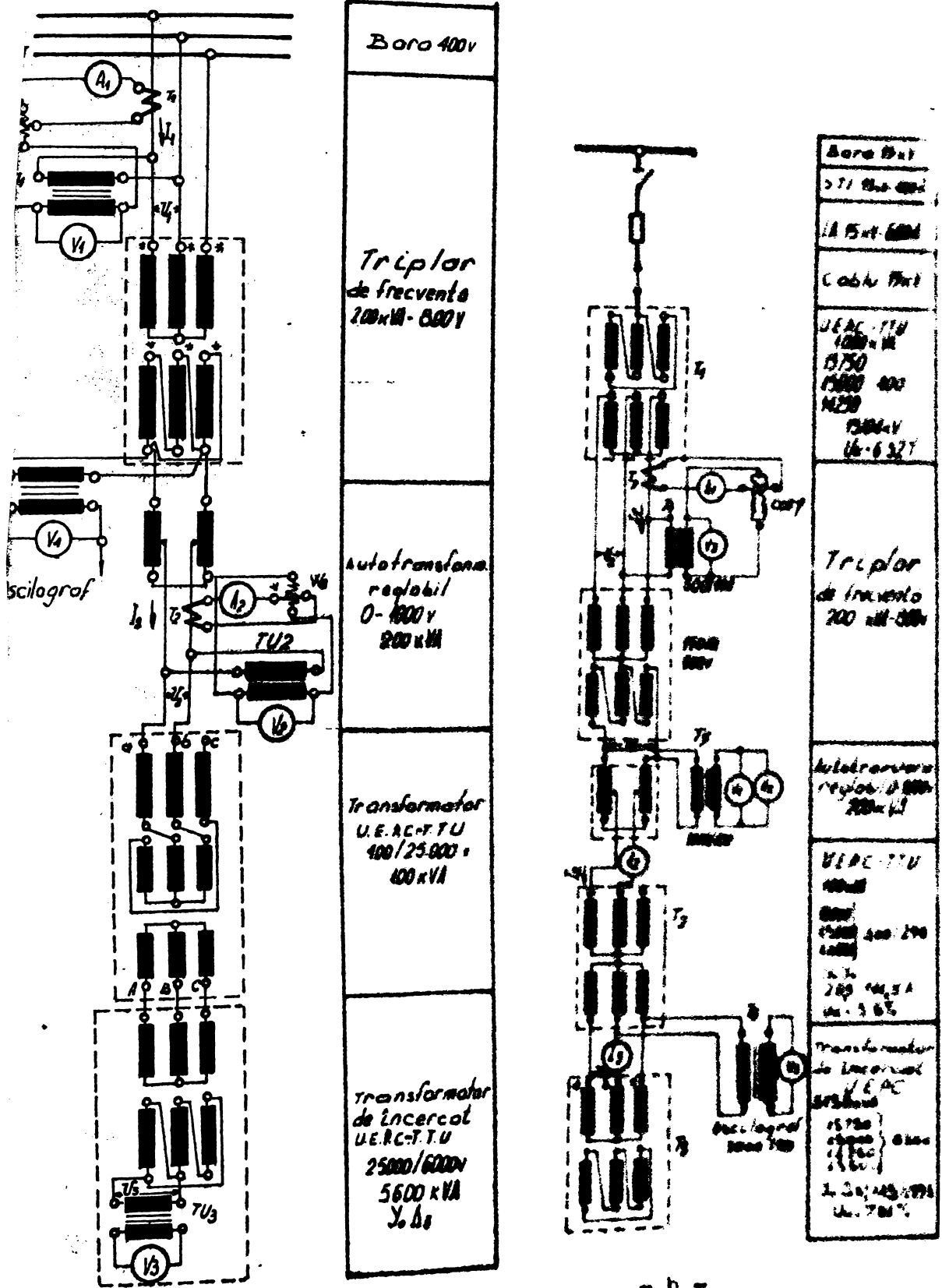


Fig.6.30 Schema electrică de încercare cu tensiune mărită induc
 între spire $f = 150$ Hz, a transformatorului de jute
 a) transf. de 5,6 MVA încercat la Standul Ateia alui
 b) transf. de 3150 KVA încercat în stația busu ordi

Din tabelul de mai jos se constată că s-a obținut valoarea necesară, adică $U_3 = 12.100 \text{ V} > 2U_{2n}$

Fig. 5.4 din prezenta lucrare reprezintă un aspect din timpul acestor probe.

Mărimi măsurate Faza pe care se aplică tensiunea	I_1 [A]	U_1 [V]	I_2 [A]	U_2 [V]	U_3 [V]	U_4 [V]
A - B	640	375	18	830	12100	560
A - C	640	375	18	830	12100	560
B - C	640	375	18	830	12100	560

Triplorul de frecvență s-a dovedit util pentru încercarea întregii game de transformare de putere din Laboratorul de înaltă tensiune Cimpina al IRE Ploiești, de la 25 KVA la 5600 KVA, fiind utilizat din anul 1968. Atunci sînd a fost necesar și au existat condiții (sursă de alimentare) s-au efectuat și probe pe teren, cum au fost ele descrise la 7.5.1.1.

Trebuie arătat că instalația s-a dovedit utilă la acea dată, 1968-1969; pe piața externă (Vest și Est), la import, nu se oferea o asemenea instalație, așa cum a confirmat firma Tehnoimport București, cu adresa nr. 03049/18.I.1969 trimisă la IRE Ploiești, cu ocazia cercetării acestui aspect pentru a se constata caracterul de nouitate.

Eficacitatea economică a utilizării instalației de încercare, calculată la prețuri 1968, a fost de 179.000 lei pe bucată și un an.

Sursele de economii au constat în principal din următoarele :

- preț de cost scăzut față de un generator relativ similar;
- instalația nu necesită construcții speciale pentru montare, neavînd părți în mișcare;
- se elimină cheltuielile suplimentare ocazionale

g/.

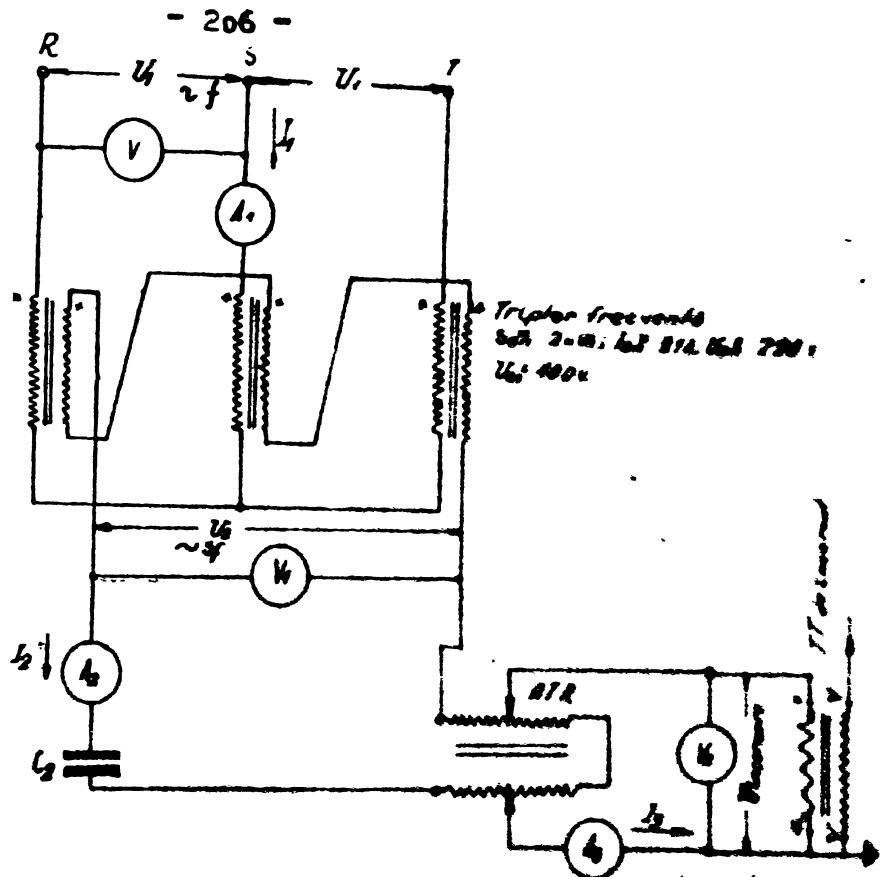


FIG 6.31 Schema electrică de încercare cu tensiune înaltă aplicată între cele două circ. de tensiune 6.30V, folosind trifazul de frecvență 50 Hz.

TABEL NR 61 Rezultatele încercărilor conform schemei fig 6.31

	TEMU $\frac{110}{\sqrt{3}} / \frac{01}{\sqrt{3}} / 01$ KV	TEMU $\frac{75}{\sqrt{3}} / \frac{01}{\sqrt{3}} / \frac{01}{\sqrt{3}}$ KV	TEBU 25/01
	100/√3 V	100V	100 V
J_{100}	6,4	4,6	3,5
I_{200}	4,6	4,7	1,8
$I_2(A)$	17	9,2	12
$U_{200}(V)$	119	200	276
$U_{200}(V)$	240	260	252

de încercarea cu alte mijloace din afara întreprinderii.

6.5.2. Probe efectuate cu triplorul de frecvență

$S_{2n} = 2 \text{ KVA}; I_{2n} = 9,1 \text{ A}; U_{2n} = 220 \text{ V.}$

După cum s-a arătat acest triplor de frecvență a fost conceput pentru a fi folosit la încercarea cu tensiune indusă între spire a transformatoarelor de tensiune în gama 6 - 110 kV.

Schema folosită pentru încercare este reprezentată în fig. 5.31. Se alimentează triplorul de la rețeaua de 3x400/220 V, iar circuitul său de ieșire este cuplat la un autotransformator reglabil, $C_2 = 100 \cdot 10^{-6} \text{ F}$. Fig. 5.5 redă un aspect din timpul acestor probe.

S-au efectuat măsurători pentru trei tipuri de transformatoare de tensiune, aplicându-se tensiunea de încercare în conformitate cu PE-116/73 elaborat și aprobat de MLH. Rezultatele măsurătorilor sînt redată în tabelul 6.1.

După cum se observă, triplorul este corect punzător pentru întreaga gamă de transformatoare, curentul i_2 la 150 Hz. nedepășind 4,7 A la TMCU - 110, deși triplorul are $I_{2n} = 9,1 \text{ A}$.

Datorită greutateii sale reduse, un reactor saturat cîntărește sub 25 kg., triplorul este util echipelor PRAM, care îl pot ușor manevra la încercările din stațiile de transformare, ocazionate de punerile în funcție sau la încercările din Laborator.

CAPITOLUL VII
CONCLUZII FINALE

Teza abordează problema teoriei, construcției și optimizării multiplicatoarelor de frecvență statice de tip electrostatic, prin utilizarea calculatoarelor numerice.

Se tratează cele mai răspândite dintre acestea, dubloarele și triploarele de frecvență.

Deoarece fiecare capitol are în introducere prezentarea principalelor probleme pe care le tratează, în cele ce urmează se insistă numai asupra acelor aspecte care constituie contribuții în rezolvarea problemelor mai importante ce s-au evidențiat pe parcursul tezei :

7.1. Prin întrebuintarea formulilor din literatură ai căror coeficienți variabili au fost adaptați pentru cazul special de confecționare a miezului magnetic din tola ARMCO de 0,35 mm, autorul a realizat în scopuri industriale, pentru prima dată în R.S.R., un triplor de frecvență Spinelli $S_{2n} = 200 \text{ KVA}$; $U_{1f} = 220 \text{ V}$; $U_2 = 800 \text{ V}$, prezentat în societate lucrare, la a cărui proiectare optimă se propune utilizarea calculatorului electronic numeric.

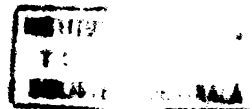
S-au realizat de asemenea : triplorul de frecvență autotransformatoric de 80 KVA, triplorul de frecvență $S_{2n} = 2 \text{ KVA}$ și dublorul de frecvență Joly-Stepstein $S_{2n} = 5,6 \text{ KVA}$, pentru care s-a propus, de asemenea, utilizarea calculatorului electronic numeric în vederea optimizării ;

7.2 Utilizând relațiile de calcul indicate în literatură autorul a elaborat algoritmul de calcul pentru întocmirea ecuației logice și a programului de optimizare a multiplicatoarelor de frecvență, în speță a dubloarelor de frecvență Joly-Stepstein în gama de puteri $S_{2n} = 4 + 20 \text{ KVA}$; $U_1 = 220 \text{ V}$. și $U_2 = 180 \text{ V}$, precum și a triploarelor de frecvență Spinelli $S_{2n} = 150 + 300 \text{ KVA}$

$U_1 = 220 \text{ V}$; $U_2 = 800 \text{ V}$;

7.3. Plecând de la algoritmul elaborat, în capitolul 3 se expune programul principal de calcul, segmentul 3, prezentat în detaliu în paragraful 3.4.1, care permite ca problemele multiplicatoarelor de frecvență să se trateze unitar;

///.



7.4. În capitolul patru autorul, utilizând calculul numeric, realizează un calcul de optimizare a dublerului de frecvență Joly-Epstein. Se calculează 110 variante de dubler de frecvență, după cum reiese din program - segmentul B - și din schema logică, optimizate din punct de vedere al pierderilor și randamentului, la o încălzire a înfășurărilor și a miezului, care se încadrează în norme ;

7.5. În capitolul IV se demonstrează prin calculul comparativ că datorită realizării miezului dublerului de frecvență Joly-Epstein din tola AMCO de 0,35 mm, valorile coeficienților, din formulele de calcul indicate în literatură trebuie adaptate în mod corespunzător.

Rezultatele cercetării caracteristicilor de funcționare în gol, în scurtcircuit și în sarcină vin să confirme valabilitatea acestei adaptări, așa cum se demonstrează în capitolul 5;

7.6. Utilizarea calculului numeric permite obținerea unei multitudini de variante de dublare de frecvență Joly-Epstein, ceea ce face posibil să se traseze pentru prize dată, ce o contribuție, caracteristicile :

$Z = f(B_{1m})$; $Z = f(S_2)$; $\Delta P_{Cu} = f(B_{1m})$; $\Delta P_{Fe} = f(B_{1m})$ și $\sum \Delta P_{af}(B_{1m})$, care dau o imagine mai cuprinzătoare asupra performanțelor acestora, într-o anumită gamă de inducție și de puteri de ieșire, la densități de curent variabile, putând fi utilizate în cercetare și proiectare ;

7.7. În capitolul cinci prin utilizarea calculului numeric s-au calculat 150 variante de triplere de frecvență Spinelli, optimizate din punct de vedere al pierderilor și randamentului.

Prin schema logică și programul de calcul propriu de autor - segmentul C - se permite realizarea optimizării cerite

7.8. În paragraful 5.3.2. se demonstrează de către autor necesitatea adaptării valorii coeficienților formulelor din literatură, atunci când miezul triplerului de frecvență *Spinelli* se realizează din tola AMCO de 0,35 mm.

Cercetarea de laborator efectuată de autor și prezentată în subcapitolul 6.3. confirmă necesitatea adoptării valorii coeficienților formulelor indicate în literatură, expusă în paragraful 5.3.2.

7.9. Ca și la dublorul de frecvență Joly-dystein, prin contribuția autorului se prezintă și pentru triplorul de frecvență ^{Spinelli, Sava, Sava} caracteristicile :

$\lambda = f(B_{1m})$; $\lambda = f(S_2)$; $\Delta P_{Cu} = f(B_{1m})$; $\Delta P_{Fe} = f(B_{1m})$ și $\sum \Delta P = f(B_{1m})$ care de asemenea pot fi utilizate în cercetare și proiectare.

7.10. Rezultatele cercetărilor de laborator efectuate de autor și prezentate în capitolul 6, pe lângă faptul că au confirmat justetea adaptării valorii coeficienților formulelor de calcul din literatură în cazul realizării multiplicatoarelor respective din toată AEMCO de 0,35 mm, reprezintă un suport pentru o serie întreagă de alte susțineri din cadrul tezei : alegerea valorii inducției optime B_{1m} , alegerea valorii optime a capacității condensatorului C_2 .

Cercetarea de laborator a permis de asemenea să se prezinte caracteristicile :

$I_{10} = f(B_{1m})$; $I_1 = f(B_{1m})$; $U_{20} = f(B_{1m})$; $I_1 = f(L_2)$, $U_2 = f(L_2)$ și altele, studiindu-se influența gradului de compensare și natura sarcinii secundare asupra funcționării dublețelor și triplorilor de frecvență.

Studiul efectuat în prezenta lucrare asupra folosirii ^{unei} armoniei a transformatorului în scopul transferului de putere, cu aplicații importante la dublețele și triplorile de frecvență, cercetate de autor prin metode calculului numeric și studiul pe modele, atestă eficiența investigației în continuarea problemei, pentru introducerea pe scară largă a acestora în procesele industriale din țara noastră, folosind posibilitățile pe care le va oferi producția națională de table electro-tehnice laminete la rece.

B I B L I O G R A F I E

1. Andronescu Pl. Bazele electrotehnicii. Ed. Didactică și Pedagogică. București - 1974.
2. Abraham L. și Neuman K. Kompensations wandler zur Präzisionsmessung hoher Gleichstroms BTZ, vol. 80, part. Anr. 18 sept. 1959 pag. 629 - 632.
3. Angot A. Compléments de mathématiques pour l'ingénieur en électrotechnique et en télécommunication. Ed. Tehnică - 1965.
4. Antoniu I.S. Chestiuni speciale de electrotehnică. Ed. Academiei RPR, București - 1956.
5. Bamdas A.M. Statische elektromagnetische Übertragungsfunktionen 1. cila faz. Gosudarstvennoe izdatelstvo - Moscovia - 1961.
6. Bamdas AM, Sapiro VS și Blinov I. Мошцины саттисескй утрэйтелй сйстем дль аваркй. "Електротехнісескй" ТИИ електротех - 1965, 10.
7. Bamdas AM, colectiv Feromagnetische unipolige Leistung. Energia Moskva - 1968.
8. Beji Bzabo Derso Sovremennoe sostoyaniye proislozhenogo ispolizovaniya indukcionnogo nagreva. Electrowarm - 1963, 21 nr. 5.
9. Bessonov L.A. 10 Analiz tiggernogo efekta utroitelie ciastot Electromechanica - 1959 - nr. 1.
10. Bessonov L.A. Avtokolebaniya v elektricheskikh teplyakh so staliu. Gosenergozdat - 1958.
11. Biringer P.P. The Triductor. Communication and electronics November 1956. pag. 590 - 594.
12. Biringer P.P. The voltage stability of the synchronous generator with a harmonic type voltage regulator. Department Electrical Engineering University of Toronto Canada.
13. Biringer P.P. The triductor. Trans. American Institut Electrical Engineering, 1956, v 75 pt. I.
14. Blake L.R. The Double 3 phase Rectifier with Interphase Reactor excited form a Frequency Tripler. Proc. IEE - 1959 v. 100 pt. II.
15. Blake L.R. The Frequency Tripler. Proc. Inst. of El. Eng London 1953 v. 100 pt. II.
16. Von Bronk O 17. Bruderlink M US Patent No 1678.695. Modelversuche an statische Frequenzverdrehfachern mit verschiedenen Kernbauarten. BTZ - A, 1962 nr. 1 Bd. 83.

18. Bruderlink M
Experimentelle und theoretische Untersuchung der statischen Frequenztransformation von 50 auf 150 Hz Forschungsber. Zander Wordrhein-Westfalen, 1962 nr.1e95.
19. Builder G.
Rosental H.S.
Astatic 150 Cycle Generator. Inst. Eng. Australia, 1957 nr.3 29.
20. Comşa D.
Contribuții teoretice și experimentale la multiplicarea statică a frecvenței. Teză doctorat I.P.Timișoara - 1972 .
21. Dhalgren F.,
colectiv.
Static Frequency Transformers for Small Electric Motors Stockholm 1951. Tehnika Hogscolars Handlingar nr.47.
22. Dordea Toma
Mașini electrice vol.I. I.P.Timișoara-1967.
23. Galocikin N.A.
Haracter kolebanii v feromagnetnos utroitel ciastoti s emkostiu i maloi aktivnoi nagruzkoi vo vtoricinoi tpepi. Sb. trudov IBI imeni V.I.Lenin 1959 vip.9.
24. Galocikin N.A.
Necotorie sposobi ulucisenia vnesnih haracteristic feromagnetnih usnojitelci ciastoti. IBI Lenin - 1962 vip.10.
25. Gisel H.
Statische Frequenzverdrehfaher und ihre Anwendung fur das induktive Erwärmen, Electrowarme - 1962 2 nr.12
26. Geiger A.A.
Sheaf magnitnih usilitelia. Gosenergoizdat 1954.
27. Geiger V.A.
Dispozitive magnetice nelineare. Ed.Tehnică București - 1968.
28. Gheorghiu I.S.
Fransua A.
Tratat de mașini electrice-transformatoare. Vol.III Ed.Academiei - 1970.
29. Gerber N.W
Verfahren und Einrichtung zur Beeinflussung eines magnetischen Fusses. Brevet elvetian emis la 1 dec.1950 (inregistrat la 10.11.1959)
30. Jezierschi E,
colectiv
Transformatoare electrice. Ed.Tehnică - București - 1966.
31. Kalbscopf W
Patent german nr.916781.
32. Kliukin A.F.
Staticeskie utroiteli ciastoti toka dlia pitania obmotok elektromagnitna betratona. Electromehnica 1959 nr.7
33. Kolbe E.Riss J
Razvitie induktionogo i dielectricskogo nagreva, Tehnik 1963 18 nr.2.
34. Kornei O
Multi-channel, Flux Responsive Magnetic Reproducer Head Unit. Brevet SUA 2704789 22 martie 1955.
35. Kramer W.
Frequency Multiplier. Brevet SUA 266178 emis la 12.1.1954 (inregistrat la 7.X.1950)
36. Kramer W
Prufung des Gleichstromwandlers und seine Fehlerkompensation. AEG Mitteilungen nr.5 1939 pag.265-276.
37. Lethen R
Die Bedeutung der Statischen Frequenzumformung fur die induktive Erwärmung. Electrowarme 1961 19 nr.1.

39. Manikin E.A. Utroitelii ciastoti dlia kompensacii pika venešnei haracteriski v rutno-vipriamitel-nih ustanovkah "Vestnik elektropromišle-nosti" 1948 nr.2.
39. Marks W.E. Static Generator of Tripled Frequency. El Times 1961, 1940 nr.5.
40. Martens P. Statische Verdreifacher zur Umformung von 50 Hz. Dreistrom in 150 Hz. Zweiphasstrom ETZ - 1965 A 86 nr.15.
41. Martens P. Statische Frequenzumformung von 50 Hz. Drehstrom auf 150 Hz. ETZ A 83 nr.16 pag.523-527.
42. Mihailov- Mikulinski M.S. Tihomirov P.M. Utroitelii ciastoti dlia pitania electrodvigateli, Elektropromišlenosti , 1958.
43. Mitrea S. Contribuții la sinteza multiplicatoarelor de frecvență magnetice statice. Rezumat teză doctorat. Iași 1971.
44. Mitrea S. Contribuții la sinteza multiplicatoarelor de frecvență magnetice statice. Teză doctorat - Iași 1971.
45. Mc.Murray William Magnetic Frequency Multipliers and Their Rating. Communication and electronics Septembr 1956 pag.384-390.
46. Novac Ion Mașini electrice. Institutul Politehnic Timișoara 1969.
47. Petrov I.V. K voprosu pitania electrodvigateli ot staticeskogo utroitelii ciastoti. Izvestia Tonskogo Politehniceskogo instituta iasni S.M.Kirov tom 115, 1960.
48. Petrov I.V. Zaițev A.I. Samovozbuzdenie asinhronoi dvigateli pitaiuscihsia ot staticeskogo utroitelii ciastoti. Izvestia Tonskogo Politehniceskogo Instituta, Tom 117 - 1963.
49. Rojankil L. Staticeskie electromagnitnie preobazovatel ciastoti. Gosenergoizdat - 1959.
50. Rudnev V. Probleme de matematici speciale. Ed. Didac-tică și pedagogică - București 1970.
51. Savin Ghe. Rosman H. Circuite electrice neliniare și parametri Ed. Tehnică - 1973.
52. Schroeder J. Drehstrom Triductor zur Speisung von Asynchromaschinen. ETZ A 1962 83 nr.15.
53. Schroede New Improved 180 Cycl Induction Power Source Developed. Austr. Machinery and Product Engineering 1963 16 174.
54. Screenivason T.V. Astatic Magnetic Triple Frequency Convert El Times vol.129 May 1956 p. 373.
55. Smirnov V.I. Curs de matematici superioare. Vol. III partea II-a Ed. Tehnică-București - 1955.

56. Soloviev V.V. Primenenie elektromagnitnih utroiteliei
ciastoti dlia indukcionogo nagreva,
TITELN teza 7 nr.61-133/8 vip.8 1961.
57. Schurch G.E.
Gchlei R.F. Magnetic Tape Oscillographer Power
System Analysis. Electrical Engineering
vol.70 nr.11, noembrie 1951.
58. Tir L.L. Transformatori dlia ustanovek indukciono-
nogo nagreva promislennoi ciastoti.
Gosenergoizdat 1961.
59. Tudorache N. Sursa statica de frecventa marita. Inova-
tie IRB Floiesti. Certificat de inovatie
nr.001/1.07.1969.
60. Tudorache N. O utilizare a armonicilor de ordin trei
din transformatoare. Lucrare pentru
sesiunea ICRB - 1970.
61. Tudorache N. Armonica de ordin trei in transforma-
toare. Lucrare prezentata la sesiunea
tehnico-stiintifica a IRB Floiesti -
oct.1973.
62. Tudorache N. Teoria functionarii triplezorelor si
dublezorelor de frecventa statica, de tip
electromagnetic. Referat doctorantura.
I.P. Timisoara - Catedra utilizari si
masini electrice. Timisoara dec.1973.
63. Tudorache N. Analiza proiectarii optinale a triple-
rului de frecventa statica de tip elec-
tromagnetic. Referat doctorantura
IP Timisoara - Catedra utilizari si
masini electrice. Timisoara - dec.1974.
64. Tudorache N. Instalati mobilă pentru incalzirea cu
tensiune marita inductiv intre spirele
transformatoarelor de tensiune inductiv
in zona 0 - 110 KV. "Probleme actuale
ale energiei romanești" (Conferinta
- Energeticianilor din Romania) seria II.
Echipamente si utilaje energetice.
Lucrari 17 - 18 oct. 1975.

C U P R I N S U L

INTRODUCERE

CAPITOLUL I. - STUDIUL ANALITIC AL POSIBILITATILOR DE MULTIPLICARE PE CALE STATICA A FRECVENȚII PRIN FOLOSIREA MIZURILOR SATURATE

1.1. Introducere

1.2. Folosirea posibilităților pe care le oferă dublarea și triploarea de frecvență statică, de tip electro-magnetic pentru transferul de putere de la frecvență f la frecvență $2f$, respectiv $3f$ 9

1.3. Studiul posibilităților de obținere a unor funcții de ieșire sinusoidale la dublarea și triploarea statică de frecvență 18

1.4. Sistemul mărialor relative 28

1.5. Tendințe în tehnica mondială și în R.S.R. privind multiplicatoarele de frecvență statică 30

CAPITOLUL II.- TIPURI DE DUBLARE ȘI TRIPLOARE STATICE DE FRECVENȚA. 33

2.1. Introducere 33

2.2. Dublorul static de frecvență cu ieșire monofazată 34

2.3. Regimurile de funcționare ale dublurului de frecvență Joly-Epstein 45

2.4. Triploare statică de frecvență cu ieșire monofazată 51

2.5. Regimurile de funcționare ale triplerului de frecvență cu intrare trifazată 55

CAPITOLUL III.- UTILIZAREA CALCULATORULUI NUMERIC LA PROIECTAREA OPTIMĂ A MULTIPLICATOARELOR ELECTROMAGNETICE STATICE DE FRECVENȚA 73

3.1. Introducere 73

3.2. Relații pentru calculul optim al multiplicatoarelor de frecvență la densitatea curentului cunoscută 74

3.3. Algoritmii de calcul al multiplicatoarelor de frecvență în vederea optimizării pierderilor în cupru și în fier, care să conducă la randament și la încălzirea optimă 83

3.4. Programul unitar de calcul al unui multiplicator de frecvență în vederea optimizării pierderilor în cupru și în fier, care să conducă la randament și la încălzirea optimă 97

././.

CAPITOLUL IV.- PROIECTAREA OPTIMALA A DUBLOARELOR STATICE DE FRECVENȚA PRIN UTILIZAREA CALCULATORULUI NUMERIC 104

4.1. Introducere 104

4.2. Sinteza recomandărilor din literatură privind dimensionarea dubloarelor statice de frecvență 106

4.3. Proiectarea optimă și comparativă a dubloarelor de frecvență utilizând calculatorul numeric pentru dublorul de frecvență Joly-İpstein 110

4.4. Considerații asupra optimizării dubloarelor de frecvență Joly-İpstein utilizând calculul numeric 131

CAPITOLUL V.- PROIECTAREA OPTIMALA A TRIPOARELOR STATICE DE FRECVENȚA PRIN UTILIZAREA CALCULATORULUI NUMERIC 137

5.1. Introducere 137

5.2. Sinteza recomandărilor din literatură privind dimensionarea triploarelor statice de frecvență 138

5.3. Proiectarea optimă și comparativă a triploarelor de frecvență, utilizând calculatorul numeric pentru triplorul de frecvență tip Spinelli 141

5.4. Proiectarea triplorului de frecvență tip Spinelli $S_{2n} = 2 \text{ KVA} ; 3 \times 220/230 \text{ V}$ 164

5.5. Considerații asupra optimizării triploarelor de frecvență Spinelli utilizând calculul numeric 170

CAPITOLUL VI.- CERCETAREA DE LABORATOR A CARACTERISTICILOR DE FUNCȚIONARE ALE UNOR TIPURI DE DUBLOARE ȘI TRIPOARE STATICE DE FRECVENȚA. VERIFICAREA ALEI ÎNREGISTRĂRI ȘI PROGRAMULUI DE CALCUL PROBUS 176

6.1. Introducere 176

6.2. Cercetarea de laborator pentru verificarea algoritmului și programului de calcul propuse pentru dubloarele de frecvență Joly-İpstein 177

6.3. Cercetarea de laborator pentru verificarea algoritmului și programului de calcul propuse, pentru triplorale de frecvență Spinelli 187

6.4. Triplorul $S_{2n} = 2 \text{ KVA} ; 3 \times 220/230 \text{ V}$ 202

6.5. Proba pe viu efectuată în instalații cu triploarele de frecvență $S_{2n} = 200 \text{ KVA}$, respectiv $s_{2n} = 2 \text{ KVA}$ 202

CAPITOLUL VII.- CONCLUZII FINALE 211

BIBLIOGRAFIE 215

CUPRINSUL 215

