

INSTITUTUL POLITEHNIC TRAIAN VUIA TIMISOARA
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICA

ing. DOINA IRHAȘIU

METODA DE CALCUL OPTIMAL AL MASINII SINCRONE CU
POLI APARENTI

CONDUCATOR ȘTIINTIFIC:
Prof.dr.ing. TOMA DORDEA

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

464/86
340 E
D. Irhașiu

In memoria mamei mele

Cuprins

	Pag.
Introducere	
1.METODE DE PROIECTARE A MASINII SINCRONE CU POLI APARENTI	4
1.1.Metoda clasică de proiectare a mașinii sincrone cu poli aparenti .	4
1.2.Proiectarea mașinii sincrone cu poli <u>aparenti</u> cu ajutorul ordinatorului electronic	8
2.DETERMINAREA PARAMETRILOR DIN DATELE DE PROIECTARE	18
2.1.Prezentarea metodei de proiectare	18
2.2.Datele de proiectare	18
2.3.Pierderile din mașină	19
2.4.Parametrii mașinii	20
2.5.Determinarea valorilor aproximative ale para- metrilor	21
2.6.Determinarea valorilor exacte ale parametri- lor	28
3.STABILIREA RELATIILOR DE DIMENSIONARE CIND SE CUNOSC PARAMETRII MASINII SINCRONE	35
3.1.Elemente de bază	35
3.2.Stabilirea ecuațiilor	37
4.REZOLVAREA ECUATIILOR	62
4.1.Precizări preliminare	62
4.2.Condiții de compatibilitate	65
4.3.Algoritmul de calcul	68
4.4.Organigrama metodei de proiectare	72
5.UTILIZAREA PROGRAMULUI SI INTERPRETAREA REZULTATELOR	76
5.1.Introducerea datelor	76
5.2.Stabilirea valorilor numerice ale m ^ă rimilor de intrare	78
5.3.Interpretarea rezultatelor	86
5.4.Optimizări parțiale	93
6.CONSIDERATII FINALE	109
Semnificația notațiilor utilizate	112
Schema logică a programului de calcul	118
Bibliografie	152

Programul de calcul (anexat la exemplarul I al tezei)

.

Introducere

Pătrunderea ordinaoarelor electronice în toate domeniile de activitate oferă omului un mijloc de investigație cu perspective nebănuite.

Pe baza unui chestionar privind utilizarea ordinaoarelor electronice în proiectarea mașinilor electrice, din răspunsurile a 24 de producători de mașini electrice din toată lumea [59], rezultă că mașinile electrice se calculează pentru a răspunde unor cerințe impuse prin datele de proiectare, inclusiv minimul costului sau greutateii mașinii. Metoda uzuală de calcul constă în a stabili dimensiunile geometrice și solicitările electrice și magnetice prin comparație cu mașini executate (sinteză) și a evalua în ce măsură mașina corespunde condițiilor impuse (analiză). Mașinile astfel calculate nu corespund decât parțial datelor de proiectare iar optimizarea nu se poate face decât parțial.

Economia de materii prime și de energie, corelată cu posibilitatea de a adapta rapid dimensiunile mașinilor electrice și performanțele lor la necesitățile practice (masă redusă, cost redus, randament mare) impune elaborarea unei metode mai precise de calcul, prin care să se poată stabili dimensiunile geometrice, solicitările electrice și magnetice, realizându-se totodată un extremum pentru o mărime criterială.

La Institutul politehnic din Timișoara s-a elaborat o metodă de calcul optimal al mașinii de inducție, prin care, pe baza unui program de calcul pe ordinatorul electronic, se poate determina, la o tehnică de execuție dată, cea mai bună mașină electrică (prin prisma criteriului pus la bază) rec -

pectînd cu mare precizie datele de proiectare, [19] - [21] .
In lucrarea de față s-a urmărit stabilirea unei metode de calcul optimel al hidrogenatoarelor, bazată pe ideea: din datele de proiectare se determină parametrii electrici ai mașinii, cu aceștia se calculează dimensiunile geometrice iar din mulțimea de mașini care îndeplinesc condițiile impuse, se alege mașina care are fie costul materialelor active minim, fie greutatea minimă a acestora.

Lucrarea este împărțită în șase capitole.

Capitolul 1 cuprinde sinteza metodelor utilizate în proiectarea mașinii sincrone cu poli aparenti.

In capitolul 2 se deduc relații inedite care permit ca din datele de proiectare să se determine parametrii mașinii sincrone corespunzători regimului staționar.

In capitolul 3 se stabilesc relațiile de calcul a dimensiunilor geometrice ale hidrogenatorului cînd se cunosc parametrii electrici (corespunzători regimului staționar); o serie de mărimi, considerate variabile, sînt supuse optimizării.

Capitolul 4 cuprinde organigrama pe baza căreia s-a organizat calculul dimensiunilor geometrice din datele de proiectare; este prezentată și schema logică a programului de calcul pe ordinatorul numeric. Programul de calcul, scris în limbaj FORTRAN, este anexat.

Capitolul 5 cuprinde interpretarea rezultatelor iar capitolul 6 - concluziile lucrării.

Partea originală a lucrării, cuprinsă în capitolele 2, 3 și 4, constă în stabilirea unor relații care permit ca din datele de proiectare să se determine parametrii electrici și cu aceștia dimensiunile geometrice; în acest mod, pentru

o serie de mărimi considerate variabile, se calculează mașina optimă din punct de vedere al minimumului costului sau greutatei materialelor active. S-a elaborat un program de calcul al mașinii sincrone pe ordinatorul electronic.

Cu deosebită recunoștință mulțumesc prof.dr.ing. Dordea Toma pentru sprijinul și îndrumarea acordată pe toată durata elaborării lucrării. Domniei sale îi datorez formarea mea profesională.

Pentru sprijinul competent și binevoitor aduc sincere mulțumiri conf.dr.ing. Atanasiu Gheorghe.

Aduc pe această cale mulțumirile mele șef de lucrări ing.Dorina Petriu pentru prețiosul ajutor acordat în dialogul dificil pe care l-am avut cu ordinatorul.

Mulțumesc colectivului Centrului de calcul al IPT pentru sprijinul primit în rularea programelor.

Timișoara, mai 1982

1. METODE DE PROIECTARE A MASINII SINCRONE CU POLI APARENTI

1.1. Metoda clasică de proiectare a mașinii sincrone cu poli aparenti

Un element de bază în proiectarea mașinii sincrone este efortul tangențial aparent, definit prin relația:

$$\sigma_s = \frac{S_1}{\pi^2 D^2 n l_1} \quad (1.1)$$

sau, o mărime proporțională cu acesta, constanta mașinii:

$$C = \pi^2 \sigma_s = \frac{S_1}{D^2 n l_1} \quad (1.2)$$

Prin intermediul lui S_1 , efortul tangențial aparent depinde de valoarea efectivă a păturii de curent A , respectiv de amplitudinea inducției în întrefier, $B \delta_1$ sub forma:

$$\sigma_s = \frac{1}{\sqrt{2}} k_b A \cdot B \delta_1 \quad (1.3)$$

Relațiile (1.1) și (1.3) ilustrează rolul determinant al lui σ_s în stabilirea dimensiunilor principale ale mașinii sincrone, respectiv în aprecierea solicitărilor electromagnetice, pe baza mașinilor executate, bine-utilizate.

Se introduce raportul:

$$\lambda = \frac{l_1}{\tau} \quad (1.4)$$

care împreună cu relațiile (1.1) sau (1.2) permit stabilirea dimensiunilor principale D și l_1 , dacă se cunosc valorile lui

σ_s (sau C) și λ care se pot alege pe baza mașinilor executate; Liwschitz [39] și Klamt [37] le prezintă sub formă de diagrame

iar Richter [52.II] și Schuiskey [54] sub formă de relații.

În [39] sînt reprezentate grafic funcțiile $C=f(\tau)$ pentru diferite valori ale lui p , $\lambda=f(p)$ și $\tau=f(S_1/pf\lambda)$; din ultimele două rezultă D și l_1 cînd se cunosc S_1 , p și frecvența f . În mod analog, după [37], din curbele $C=f(S_1/p)$ (unde p este și parametru), $\tau=f(S_1/p)$ și $l_1/\tau=f(S_1/p)$ rezultă dimensiunile principale ale mașinii.

În [52.II] și [54] se prezintă relații empirice pentru $\lambda=f(p)$ și $D=f(\sqrt{\frac{S_1 p}{n}})$ cu care, ținînd seama de (1.1) și (1.4), se obține expresia lui $\sigma_g=f(D)$; în [52.II] se stabilește și $\tau=f(\sqrt[3]{\frac{S_1}{fp\lambda}})$ și astfel se transpune sub formă analitică metoda de dimensionare prezentată de [39] sub formă de diagrame.

Pentru stabilirea solicitărilor electromagnetice, produsul $AB \delta_1$ din relația (1.3) trebuie descompus în factori. În [52.II] se analizează condițiile care limitează aceste solicitări (economie de cupru, pierderi în înfășurări, variație de tensiune admisibilă, încălzire, saturație, dispersie) și se stabilesc relații de calcul pentru A și $B \delta_1$ din condiția limitării curentului de scurtcircuit brusc prin valoarea reactanței de dispersie. În [54] se demonstrează că:

- produsul dintre pătura de curent A și densitatea de curent J este un criteriu de apreciere a încălzirii înfășurării;

- raportul $B \delta_1/A$ determină curentul relativ de magnetizare dacă raportul dintre întrefierul δ și pasul polar este constant; același raport determină și valoarea curentului de scurtcircuit brusc;

- secțiunea utilă a crestăturii este proporțională cu cuplul motor pentru un diametru D și număr de crestături N_o ,
date.

Pe baza mașinilor executate, se indică valorile admisibile ale solicitărilor magnetice în diferitele părți ale circuitului magnetic al mașinii, respectiv solicitările electrice admisibile, evînd în vedere condițiile care limitează aceste valori, [52.II] .

Dimensionarea indusului, cînd se cunosc dimensiunile principale și solicitările electromagnetice, se reduce la stabilirea înălțimii jugului și la dimensionarea creștăturii. Înălțimea jugului se determină din expresia fluxului prin jug.

Numărul de creștături pe pol și fază, q , este, în general, mic, din cauza numărului mare de poli ai mașinii sincrone cu poli aparenti. Dacă $q < 4$ se utilizează înfășurări fracționare pentru a reduce importanța armonicilor de dinți din curba tensiunii induse; în [39] se fac recomandări pentru stabilirea lui q fracționar care să îndeplinească condițiile de simetrie pentru execuția înfășurării.

Lățimea creștăturii e determinată de inducția maximă ideală din dinte, B'_z . Înălțimea creștăturii rezultă din secțiunea creștăturii determinată de secțiunea necesară de cupru. În [54] se stabilește raportul dintre înălțimea și lățimea creștăturii din condiția tensiunii magnetice minime în dinte, respectiv pierderi în fier minime în dinte.

Intrefierul δ se stabilește pe baza a două condiții contradictorii: să se reducă valoarea cîmpului de reacție a indusului și solenația de excitație să fie cît mai mică. După

[52.II] :

$$\frac{\delta}{\tau} \approx k \frac{A}{B_{\delta}} \cdot 10^{-6} \quad (1.5)$$

unde coeficientul k ține seama de faptul că întrefierul este constant sau variabil sub talpa polară iar B_{δ} este inducția maximă în întrefier.

La mașinile multipolare, în special, din motive mecanice, trebuie ca $\delta \geq 0,001 D$.

Pentru dimensionarea inductorului, se apreciază, inițial, fluxul de dispersie a polilor prin comparație cu mașini executate și se calculează fluxul polar ϕ_p . Se alege lungimea axială a inductorului și se determină lățimea corpului polului pentru a asigura suprafața necesară pentru ϕ_p când se cunoaște inducția în corpul polului B_p . Lățimea tălpii polare, b_p , depinde de τ prin intermediul factorului de acoperire al pasului polar, [52.II]

$$\alpha = \frac{b_p}{\tau} \quad (1.6)$$

Înălțimea tălpii polare se alege ținând seama de prezența sau absența înfășurării de amortizare și se definitivează prin calcul de rezistență.

Pentru calculul înfășurării de excitație se determină solenația de excitație din caracteristica de mers în gol. Tensiunea de excitație U_E se alege, pe cât posibil, astfel încât înfășurarea de excitație să poată fi executată într-un singur strat. Cu aceasta se calculează secțiunea conductorului iar dimensiunile lui se definitivează pentru a realiza o înfășurare într-un singur strat.

Dacă nu se impun condiții speciale înfășurării de amortizare, calculul coliviei de amortizare constă în a determina suma suprafețelor secțiunilor barelor de pe un pol, [46]

$$\sum q_{co} = (0,15 \sim 0,3) \frac{A\tau}{J} \quad (1.7)$$

Se alege pasul crestăturilor înfășurării de amortizare (apropiat de cel al crestăturilor statorului) și se calculează numărul de bare pe pol, secțiunea unei bare și diametrul corespunzător. Secțiunea inelului de scurtcircuitare se ia $0,4 \sim 0,5$

din suma suprafețelor secțiunilor barelor unui pol.

Din cele prezentate rezultă că metoda clasică de proiectare a mașinii sincrone (ca și a celorlalte mașini electrice) [19], are la bază principiul alegerii dimensiunilor principale și a solicitărilor electrice și magnetice prin comparație cu mașini executate; în acest scop se utilizează curbe care indică valori medii ale mărimilor ce urmează a fi alese sau limite inferioare și superioare, stabilite în cea mai mare măsură pe cale experimentală. Din acest motiv, mașinile calculate pe baza acestei metode nu corespund decât parțial datelor de proiectare și se impune elaborarea unor metode mai precise prin care să se poată stabili dimensiunile geometrice, solicitările electrice și magnetice, realizându-se totodată un extremum pentru o mărime criterială.

1.2. Proiectarea mașinii sincrone cu poli aparenti cu ajutorul ordinatorului electronic

În general, în proiectarea mașinilor electrice se aleg materialele, solicitările electrice și magnetice și dimensiunile pentru a îndeplini condițiile impuse. Stabilirea unei dimensiuni depinde de un ansamblu de condiții ce caracterizează funcționarea mașinii, fapt ce se reflectă în proiectare prin încercare și recalculare (alegere și verificare) în prezența permanentă a factorului empiric (mașini executate). Aceste considerații stau la baza introducerii ordinatorului electronic în proiectarea mașinilor electrice, [28] , [43] .

Numărul mare al mărimilor ce trebuie determinate și complexitatea relațiilor care există între ele au făcut ca, în primă etapă, ordinatoarele să fie utilizate doar ca instrumente perfecționate de calcul: se admit dimensiunile mașinii (un proiect inițial) iar pe baza unui "program de analiză" ordinatorul determină parametrii mașinii și verifică modul în care sînt rez-

pectate condițiile impuse (calculul performanțelor), [53]. În acest mod, în [27] este prezentat calculul unui turbogenerator iar în [38] al unui hidrogenerator : pe baza unui proiect preliminar (datele de intrare) ordinatorul determină parametrii mașinii, pierderile, curbele caracteristice, încălzirea; dispunând de aceste rezultate, proiectantul modifică datele de intrare astfel, încît, după cît mai puține recalculări, să se determine mașina optimă din punct de vedere al costului minim sau al greutateii minime.

Prin urmare, prin utilizarea programelor de analiză în proiectarea mașinii sincrone se elimină calculul manual de tatonare, se pot calcula multe variante ale unui proiect din care proiectantul selecționează mașina optimă; pe ordinator proiectul poate fi calculat mult mai detaliat și cu precizie ridicată, [28], [40], [58].

Pentru a proiecta în întregime pe ordinator o mașină sincronă, s-a întocmit un "program de sinteză bazat pe iterație" care transpune pe ordinator metoda de proiectare clasică.

În [58] se arată că, datorită faptului că relațiile dintre dimensiunile mașinii, parametrii și datele de proiectare sînt nelineare, că există mărimi care se modifică în trepte, proiectarea mașinilor electrice nu este cuprinsă într-o formă matematică care să permită ordinatorului să determine dimensiunile mașinii ca soluții ale unui sistem de ecuații, cînd se impun anumite date de proiectare; din acest motiv se utilizează metoda iterației.

În scopul reducerii numărului de necunoscute și prin aceasta a timpului de calcul, se proiectează cu ordinatorul părți din mașină, prin programe de sinteză parțiale. În proiectarea mașinii sincrone cu poli aparenti s-au utilizat asemenea programe: calculul unei înfășurări fracționare, [57]; cal-

culul înfășurării de excitație care utilizează cel mai bine spațiul disponibil, pentru o roată polară dată [5], [56]; determinarea jugului rotoric optim din punct de vedere al costului de fabricație, [6].

În [28] se proiectează un motor sincron printr-un sir de programe de sinteză parțiale, prin metoda iterației, pe baza unui proiect inițial. Proiectantul analizează rezultatele intermediare pentru a face legătura între programe. În acest mod, se pot calcula, rapid și cu precizie ridicată, multe variante pentru a selecta proiectul optim.

În [1] se prezintă schema logică a unui program de sinteză bazat pe iterație, pentru calculul electromagnetic al mașinii sincrone cu poli aparenti: se admite un proiect preliminar, ordinatorul verifică respectarea datelor de proiectare și modifică corespunzător dimensiunile mașinii, fără intervenția proiectantului.

În [53] se descrie un program pentru calculul complet al hidrogenatoarelor; s-a transpus metoda de proiectare manuală într-un program de sinteză pentru calculul electric, respectiv într-un program de analiză pentru calculul mecanic și deviz. Prin metoda iterației, ordinatorul asigură respectarea datelor de proiectare.

Pentru reducerea timpului de calcul prin micșorarea numărului de iterații, în [24] se stabilesc nomograme care facilitează alegerea valorilor mărimilor de intrare. Se demonstrează că, la dimensiuni principale date (alese prin comparație cu mașini executate), geometria transversală a statorului unei mașini de curent alternativ determină mărimile caracteristice pentru funcționarea mașinii. Se determină secțiunea relativă a creștăturii și înălțimea relativă a dintelui (reportate

la $\pi D^2/4$ respectiv $D/2$) pentru care suma pierderilor în fier și în cupru este minimă și tensiunea magnetică este minimă. Pe baza celor de mai sus se reprezintă variația lungimii relative a dintelui, a pierderilor în fier relative; a solenației necesare, a inducției în jug și în dinți în funcție de inducția în întrefier considerând secțiunea relativă a crestăturii drept parametru.

În [26], pe baza unor programe de sinteză parțiale se determină "diagrama performanțelor", o familie de curbe care limitează aria proiectelor satisfăcătoare (de exemplu: variația inducției în întrefier în funcție de lungimea miezului feromagnetic pentru o încălzire dată); în interiorul domeniului determinat mai sus se fac optimizări parțiale.

Pentru a reduce numărul mărimilor de intrare, a căror valoare se alege arbitrar și se corectează prin metoda iterației, în [55] se stabilesc relații care determină dimensiunile și parametrii unei mașini de curent alternativ în funcție de lățimea dintelui. Se admit cunoscute următoarele mărimi statorice: diametrul interior și exterior, numărul de crestături, valoarea maximă a inducției în dinți și în jug, produsul dintre pătura de curent și densitatea de curent și factorul de umplere a crestăturii. Cu acestea se determină adâncimea, lățimea și secțiunea utilă a crestăturii, lungimea axială a fierului statoric, pierderile în fier și în cupru, curentul de magnetizare și reactanțele, în funcție de lățimea dintelui.

Pe baza celor de mai sus rezultă că, prin intermediul programelor de sinteză, ordinatorul determină cea mai bună geometrie care trebuie să îndeplinească performanțele impuse prin datele de proiectare.

Din analiza utilizării ordinatoarelor în proiectarea

mașinilor electrice, [56], rezultă că în majoritatea cazurilor se utilizează programe de analiză combinate cu cele de sinteză; tendința este de a dezvolta și îmbunătăți programele de sinteză prin transpunerea matematică cât mai corectă a teoriei mașinilor electrice.

Metodele numerice facilitează din punct de vedere matematic formularea problemei de optimizare, pentru ordinator. Cu ajutorul lor, se rezolvă sistemul de ecuații care exprimă condițiile ce se impun mașinii care urmează a fi proiectată, condiții care cuprind nelinearități și discontinuități.

Prin utilizarea metodei gradientului, în [2] se optimizează inductorul mașinii sincrone cu poli aparenti. La un volum dat și o încălzire dată a inductorului, se determină înălțimea și lățimea corpului polului pentru care tensiunea magnetică de trecere e maximă (tensiunea magnetică a inductorului e minimă); se consideră cunoscute: pasul polar, numărul perechilor de poli, inducția în întrefier, valoarea întrefierului, factorul de acoperire polară, raportul dintre diametrul arborelui și diametrul inductorului, factorul de umplere a ferestrei înfășurării de excitație și materialul inductorului.

În [3] și [4], prin metoda programării dinamice, se optimizează un generator sincron cu poli aparenti, din punctul de vedere al: maximului raportului dintre puterea nominală și volumul activ al mașinii (volum determinat de diametrul exterior al statorului și lungimea ideală). Se impune încălzirea statorului și rotorului și capacitatea de supraîncărcare și se stabilesc valorile optime pentru: dimensiunile principale, întrefier, lățimea creștăturii și dimensiunile corpului polului.

Calculul optimal al unei mașini electrice fiind o problemă de optimizare nelineară, cu condiții restrictive nelinea-

re , din multitudinea metodelor numerice existente, s-ar putea utiliza metodele Complex și SUMT, [15] , [22'] .

Metoda_complex [22' p.97-98] se pretează la optimizarea unei funcții f de n variabile x_i care satisfac n condiții explicite și m restricții implicite (date sub formă de inegalități).

Intr-o primă etapă se calculează valoarea funcției în $N=2n$ puncte, fiecare definit prin n coordonate x_i (N vîrfuri în spațiul n -dimensional definesc figura denumită complex). Se cunoaște un punct x_1 care satisface toate restricțiile (proiect inițial). Celelalte puncte ale complexului inițial sînt generate pe rînd: coordonata de ordinul i , a punctului x_k are expresia:

$$x_{ki} = g_i + r_{ki}(h_i - g_i) \quad \begin{matrix} i = 1, 2, \dots, n \\ k = 2, 3, \dots, N \end{matrix} \quad (1.8)$$

unde: g_i și h_i sînt restricțiile explicite (limita inferioară, respectiv superioară a variabilei x_i); r_{ki} sînt numere pseudo-aleatoare rectangular distribuite în intervalul $[0,1]$. Evident, punctul x_k satisface condițiile explicite. Dacă el nu satisface restricțiile implicite, este "contractat" cu $\beta = \frac{1}{2}$, la jumătatea distanței dintre el și centroidul x_{k0} al celor $k-1$ puncte care deja satisfac restricțiile; coordonata de ordinul i , a centroidului x_{k0} se definește:

$$x_{k0i} = \frac{\sum_{l=1}^{k-1} x_{kli}}{k-1} \quad (1.9)$$

Operația de contracție se repetă pînă cînd punctul obținut satisface toate restricțiile, generînd în acest mod toate vîrfurile complexului inițial. Se calculează valoarea funcției de optimizat în fiecare vîrf.

In etapa următoare, punctul x_h în care funcția e maxi-

mă este "superreflectat", în sensul că este înlocuit cu punctul x_r ,

$$x_{ri} = x_{oi} + \alpha(x_{oi} - x_{hi}), \quad \alpha \gg 1 \quad (1.10)$$

Indicele i se referă la coordonata de ordinul i a punctului respectiv; x_o este centroidul tuturor celorlalte puncte în afară de x_h

$$x_{oi} = \frac{\sum_{l=1}^{N-1} x_{li} - x_{hi}}{N - 2} \quad (1.11)$$

Dacă x_{ri} nu satisface o restricție explicită, i se atribuie o viteză înăuntru limitei violete, diferită de aceasta cu $\pm 10^{-5}$. Dacă punctul x_r nu îndeplinește restricțiile implicite, sau dacă $f(x_r) > f(x_g)$ unde x_g este punctul de maxim, abstracție făcînd de x_h , se înlocuiește x_r cu un punct situat la jumătatea distanței dintre el și centroid și procedeul se repetă pînă cînd x_r satisface toate restricțiile, respectiv $f(x_r) \leq f(x_g)$.

Etapa a doua se repetă pînă cînd se obțin cinci valori consecutive ale funcției care diferă cu o precizie dată.

În concluzie, metoda complex de rezolvare a problemelor de optimizare neliniară, datorită faptului că, în prima etapă, calculează funcția de optimizat într-un număr de puncte egal cu dublul numărului de variabile, ar avea șansa de a găsi un optim global dar probabilitatea de a-l găsi este redusă, deoarece optimul găsit depinde de proiectul inițial.

Metoda SUMT [22' p.100-106], rezolvă problema minimizării funcției $f(x)$ de n variabile (coordonatele lui x în spațiul n -dimensional), cu restricțiile:

$$\begin{aligned} g_i(x) &\geq 0, & i &= 1, \dots, n \\ h_j(x) &= 0, & j &= 1, \dots, m \end{aligned} \quad (1.12)$$

transformînd-o într-o succesiune de minimizări fără restricții, prin intermediul funcției auxiliare

$$F(x, r_k) = f(x) + r_k \sum_{i=1}^n \frac{1}{g_i(x)} + \frac{1}{\sqrt{r_k}} \sum_{j=1}^m h_j^2(x) \quad (1.13)$$

unde $\{r_k\}$ este un șir pozitiv descrescător spre zero când $k = 1, 2, \dots$. Pentru fiecare k se determină valorile variabilelor corespunzătoare minimului lui $F(x, r_k)$; acestea definesc pe $x(r_k)$.

Se demonstrează că dacă f, g_i, h_j sînt funcții continue, $f, \frac{1}{g_i}$ și h_j^2 sînt convexe, f și g_i admit derivate parțiale de ordinul al doilea continue iar mulțimea punctelor admisibile (definite prin valorile admisibile ale variabilelor) este compactă și nevidă, atunci

$$\begin{aligned} \lim_{r_k \rightarrow 0} \min_x F(x, r_k) &= \min f(x) \\ \lim_{r_k \rightarrow 0} x(r_k) &= x_{\text{optim}} \end{aligned} \quad (1.14)$$

Observație: În relația (1.13) termenul $r_k \sum_{i=1}^n \frac{1}{g_i(x)}$

asigură păstrarea optimului în domeniul valorilor admisibile iar

termenul $\frac{1}{\sqrt{r_k}} \sum_{j=1}^m h_j^2(x)$ forțează funcțiile h_j spre zero, când $r_k \rightarrow 0$.

Minimizarea fără restricții a funcției auxiliare $F(x)$ se poate face prin metodele numerice adecvate acestei categorii de optimizări. În [22' p.106] se arată că nu se cunosc cercetări sistematice asupra eficienței diferiților algoritmi fără restricții în metoda SUMT, dar logic este, ca cei mai eficienți algoritmi de optimizare fără restricții să-și mențină această calitate și în metoda analizată. (Criteriul de apreciere al eficienței este numărul de iterații necesar).

Condițiile pe care trebuie să le îndeplinească funcția de optimizat și restricțiile limitează posibilitățile de utili-

zare ale metodei SUMT; din acest motiv se pot realiza doar optimizări parțiale de mașini electrice; de exemplu, datorită faptului că numărul de spire și numărul de creștături variază în trepte, metoda SUMT nu poate fi aplicată la optimizarea totală a unei mașini electrice, criteriul de optimizare fiind minimul greutatei materialelor active.

Algoritmii de optimizare fără restricții, la care se reduce metoda SUMT, necesită un proiect inițial; în consecință se obține un optim local, dependent de proiectul inițial.

Din cele prezentate rezultă că prin utilizarea ordinatoului electronic se poate efectua un calcul detaliat al mașinii sincrone, cu precizie ridicată; calculând mai multe variante ale proiectului se poate determina mașina optimă.

Se constată următoarele deficiențe ale metodelor prezentate de literatură:

Toate metodele analizate necesită un proiect preliminar; în consecință, optimul nu poate fi decât parțial, funcție de proiectul inițial.

Programul de analiză oferă doar calculul performanțelor, pe baza cărui proiectantul modifică dimensiunile geometrice pentru a determina mașina optimă.

Programele de sinteză parțială optimizează anumite părți din mașină, lăsând la latitudinea proiectantului legătura între programe, pentru obținerea unui optim parțial.

Programele de sinteză bazate pe iterație transpun pe calculator metoda clasică de proiectare, cu toate deficiențele semnalate la sfârșitul paragrafului precedent.

Metoda complex necesită un timp de calcul exagerat de mare dacă se impune o precizie ridicată. Această deficiență o face inaplicabilă la optimizarea unor probleme de dimensiuni mari, cum este calculul optimal al mașinilor electrice; datorită numărului mare de variabile și de condiții restrictive, timpul de calcul necesar pentru stabilirea vîrfurilor complexului crește exagerat de mult. Spre exemplu, pentru minimizarea unei funcții de gradul doi, de trei variabile, cu 4 condiții restrictive, prin metoda Complex, după [22', p.115], se calculează funcția în 684 puncte, pentru o eroare de 10^{-3} ; dacă în metoda de calcul optimal al mașinii sincrone, propusă în prezenta lucrare se consideră 11 variabile și 36 restricții, este evident că utilizare

metodei Complex în acest caz necesită un timp de calcul exagerat de mare. La aceasta contribuie și volumul mare de timp necesar pentru a calcula mărimea criterială - greutatea sau costul materialelor active - în toate aceste puncte.

Referitor la metoda SUMT, trebuie verificate, în primul rând, condițiile în care poate fi aplicată. În al doilea rând, în cazul optimizării sincrone, amintit mai sus, înseamnă, din nou, risipă de timp de calcul, având în vedere complexitatea relațiilor prin care se exprimă dependența mărimii criteriale în funcție de mărimile variabile precum și numărul ridicat de restricții. Problemele de optimizare rezolvate prin metoda SUMT, prezentate în literatură, nu au amplasarea celei care fac obiectul lucrării de față.

În contextul celor de mai sus, se propune o metodă originală de calcul optimal al mașinii sincrone cu poli aparenti. Principiul de calcul este următorul: din datele de proiectare, pe baza ecuațiilor mașinii se stabilesc parametrii electrici iar cu aceștia se calculează dimensiunile geometrice și solicitările electrice și magnetice. Pentru o serie de mărimi considerate variabile, supuse optimizării, rezultă o mulțime de mașini care îndeplinesc condițiile impuse. Cu ajutorul dimensiunilor geometrice și a constantelor de material, se determină mărimea criterială - greutatea sau costul materialelor active - care definește mașina optimă. Toate relațiile de calcul, utilizate în programul de calcul pe ordinatorul electronic, sînt stabilite pe baze teoretice. Prin urmare, mașinile astfel calculate corespund cu mare precizie datelor de proiectare iar optimul este general.

464 186
840 E

2. DETERMINAREA PARAMETRILOR DIN DATELE DE PROIECTARE

2.1. Prezentarea metodei de proiectare

Se propune o metodă de calcul optimal al mașinii sincrone cu poli aparenti; se optimizează miezul feromagnetic și înfășurările mașinii, părțile principale de care depind performanțele mașinii. Drept criteriu de optimizare se consideră costul sau greutatea materialelor active (sau o funcție oarecare de aceste două mărimi).

Etapale de calcul sînt următoarele, [19] :

I. Din datele de proiectare se determină parametrii electrice corespunzător regimului staționar;

II. Se determină dimensiunile geometrice și sollicitările electromagnetice cînd se cunosc parametrii mașinii;

III. Se determină mașina optimă; această etapă nu apare distinct în calcule deoarece, pentru o serie de mărimi considerate variabile, se calculează toate mașinile posibile, conform primelor două etape și se alege mașina cea mai ieftină sau cea mai ușoară.

2.2. Datele de proiectare

Prin prisma celor de mai sus, se admit ca date următoarele mărimi:

S - puterea aparentă;

U^* - tensiunea la borne, pe fază;

f - frecvența;

$\cos \varphi$ - factorul de putere ;

η - randamentul;

m - numărul de faze;

p - numărul perechilor de poli;

Δu - variația tensiunii la borne;

R_s - coeficient de supraîncărcare statică;

Se calculează cu aceste mărimi:

$P = S \cos \varphi$ - putere activă, nominală;

$I = \frac{S}{mU}$ - curentul nominal;

$n = \frac{f}{p}$ - turația sincronă;

$p_t = \frac{1-\eta}{\eta} P$ - pierderile totale.

Se consideră ca date, de asemenea, materialele din care se construiește mașina, prin urmare se cunosc constantele de material.

2.3. Pierderile din mașină

Intr-o mașină sincronă cu poli aparenti au loc următoarele pierderi, [22] :

- pierderi mecanice p_m , prin ventilație și frecări în lagăre;

- pierderi principale în fier p_{Fe} , prin histereză și curenți turbionari;

- pierderi principale în înfășurări p_c , corespunzătoare rezistențelor electrice în curent continuu ale înfășurărilor statorice și de excitație;

- pierderi suplimentare în fier: de suprafață și prin pulsație în dinți. Deoarece aceste pierderi se datoresc mișcării rotorului, ele nu sînt acoperite direct de puterea electromagnetică ci prin intermediul puterii mecanice; din acest punct de vedere aceste pierderi pot fi considerate ca pierderi mecanice, [22] și înglobate în p_m ;

- pierderi suplimentare în înfășurări, prin efect pelicular.

In cazul generatorului sincron autonom toate pierderile în fier sînt acoperite de rotor prin puterea stereomecanică.

Pierderile principale în fier se consideră ca fiind

concentrate numai în miezul feromagnetic statoric, [15] .

Se introduc următorii coeficienți de pierderi, [21] :

C_{cf} - coeficientul de pierderi în fier și cupru din pierderile totale;

C_f - coeficientul de pierderi în fier din pierderile totale;

C_{cl} - coeficientul de pierderi în înfășurarea indusă din pierderile în cupru.

Pe această bază, se poate scrie:

$$\begin{aligned} P_{cf} &= C_{cf} \cdot P_t \\ p_m &= (1 - C_{cf}) p_t \\ P_{Fe} &= C_f \cdot P_t \\ p_c &= (C_{cf} - C_f) p_t \\ P_{cl} &= C_{cl} \cdot p_c \\ p_E &= (1 - C_{cl}) p_c \end{aligned} \quad (2.1)$$

unde p_E - pierderile în înfășurarea de excitație.

Prin varierea coeficienților de pierderi pot fi considerate toate cazurile posibile de repartiție a pierderilor în mașină.

2.4. Parametrii mașinii

În regim staționar, sinusoidal, din punct de vedere energetic, mașina sincronă cu poli aparenti este caracterizată prin 8 parametri, ai fazei statorice, [16 p.331]:

R, X - rezistența, reactanța de dispersie ;

R_{dm}, X_{dm} - rezistența, reactanța de reacție longitudinală;

R_{qm}, X_{qm} - rezistența, reactanța de reacție transversală;

R_{Em}, X_{Em} - rezistența, reactanța de excitație.

Ținând seama de relațiile:

$$\frac{R_{qm}}{R_{dm}} = \frac{X_{qm}}{X_{dm}} = k_q$$

$$\frac{R_{Em}}{R_{dm}} = \frac{X_{Em}}{X_{dm}} = k_E \quad (2.2)$$

rezultă că pentru a determina parametrii mașinii este suficient să calculăm mărimile: R , X , R_{dm} , X_{dm} , k_q și k_E , pe baza datelor de proiectare.

2.5. Determinarea valorilor aproximative ale parametrilor

Pentru a determina parametrii mașinii sincrone cu poli aparenti, corespunzători regimului sinusoidal, fiind se cunosc: S , U , f , $\cos \varphi$, η , m , p , Δu și R_s , utilizăm ecuațiile mașinii sincrone, scrise în mărimi complexe, sub forma, [16 p.330]:

$$\underline{U} = -\underline{Z} \underline{I} + \underline{U}_{eE} + \underline{U}_{ead} + \underline{U}_{eaq} \quad (2.3)$$

unde:

$$\begin{aligned} \underline{U}_{eE} &= -\underline{Z}_{Em} \underline{I}_E \\ \underline{U}_{ead} &= -\underline{Z}_{dm} \underline{I}_d \end{aligned} \quad (2.4)$$

$$\begin{aligned} \underline{U}_{eaq} &= -\underline{Z}_{qm} \underline{I}_q \\ \underline{Z} &= R + jX \\ \underline{Z}_{dm} &= R_{dm} + jX_{dm} \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{Em} &= k_E \underline{Z}_{dm} \\ \underline{Z}_{qm} &= k_q \underline{Z}_{dm} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \underline{I}_E &= j \frac{I_E}{U} \underline{U} \cdot e^{j\theta} \\ \underline{I}_d &= - \frac{I \sin \psi}{I_E} \underline{I}_E \\ \underline{I}_q &= - j \frac{I \cos \psi}{I_E} \underline{I}_E \end{aligned} \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} \underline{I} &= \underline{I}_d + \underline{I}_q \\ \psi &= \theta + \varphi \end{aligned}$$

$I_E \sqrt{2}$ - curentul continuu din înfășurarea de excitație, constant în timp, notat astfel pentru simetria scrierii ecuațiilor:

δ_0 - unghiul format de axa longitudinală a rotorului cu axa
cîmpului rezultat din mașină (unghiul de sarcină)

Calculul parametrilor se simplifică dacă într-o primă etapă se determină parametrii în ipoteze neglijării pierderilor în fier și în cupru; soluțiile astfel obținute constituie valori inițiale pentru determinarea valorilor exacte ale parametrilor (cînd se ține seama de pierderi).

Prin urmare, cu:

$$R = R_{dm} = 0 \quad (2.7)$$

ecuația (2.3) se mai poate scrie:

$$\begin{aligned} U \sin \delta_0 &= X_q I \cos(\delta_0 + \varphi) \\ U \cos \delta_0 &= -X_d I \sin(\delta_0 + \varphi) + U_{eB} \end{aligned} \quad (2.8)$$

unde:

$X_d = X + X_{dm}$ - reactanța sincronă longitudinală;

$X_q = X + X_{qm}$ - reactanța sincronă transversală.

Considerăm că mașina funcționează în regim nominal, prin urmare, în ecuațiile (2.8), mărimile U , I și $\cos \varphi$ au valori cunoscute iar U_{eB} rezultă din:

$$U_{eB} = U \left(1 + \frac{\Delta u}{100} \right) \quad (2.9)$$

Pentru determinarea necunoscutelor X_d , X_q și δ_0 utilizăm și relația de definiție a coeficientului de supraîncărcare critică, [16 p.343]:

$$R_s = \frac{M_{max}}{M_n} \quad (2.10)$$

în care, cuplul electromagnetic maxim (critic) este:

$$M_{max} = \frac{mp}{\omega} \frac{U U_{eB}}{X_d} \sin \delta_{ok} + \frac{mp}{\omega} U^2 \frac{X_d - X_q}{2X_d X_q} \sin 2\delta_{ok} \quad (2.11)$$

unde:

$$\cos \delta_{ok} = -\frac{U_{eB}}{4U} \frac{X_q}{X_d - X_q} + \sqrt{\left(\frac{U_{eB}}{4U} \right)^2 \left(\frac{X_q}{X_d - X_q} \right)^2 + \frac{1}{2}} \quad (2.12)$$

$$\omega = 2\pi f$$

iar cuplul nominal:

$$M_n = \frac{P}{\Omega} \quad (2.13)$$

unde $\Omega = \frac{\omega}{p}$,

Cu acestea, relația (2.1c) devine:

$$R_s \cdot P = \frac{mU U_{eE}}{X_d} \sin \delta_{ok} + mU^2 \frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \sin \delta_{ok} \cos \delta_{ok} \quad (2.14)$$

Sistemul format din ecuațiile (2.8), (2.14) și (2.12) se mai poate scrie:

$$\operatorname{tg} \delta_o = \frac{X_q I \cos \varphi}{U + X_q I \sin \varphi} \quad (2.15)$$

$$X_d = \frac{U_{eE} \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_o} - U}{I(\cos \varphi \operatorname{tg} \delta_o + \sin \varphi)} \quad (2.16)$$

$$\frac{1}{X_q} = \frac{R_s \cdot P}{mU^2 Y \sqrt{1 - Y^2}} - \frac{1}{X_d} \left(\frac{U_{eE}}{U} \frac{1}{Y} - 1 \right) \quad (2.17)$$

unde

$$Y = \cos \delta_{ok} = -\frac{1}{4} \frac{U_{eE}}{U} \frac{X_q}{X_d - X_q} + \sqrt{\left(\frac{U_{eE}}{4U} \right)^2 \left(\frac{X_q}{X_d - X_q} \right)^2 + \frac{1}{2}} \quad (2.12)$$

Din ultimele patru ecuații se determină $X_d, X_q, \operatorname{tg} \delta_o$ și $\cos \delta_{ok}$, prin metoda iterației, deoarece eliminarea succesivă a necunoscutelor conduce la o ecuație irațională.

Condiții de compatibilitate. Parametrii mașinii nu pot avea orice valori. Reactanțele trebuie să îndeplinească condițiile:

$$X_d > 0 \quad (2.18)$$

$$X_q > 0$$

$$X_q < X_d \quad \# \quad (2.19)$$

Aceste condiții limitează valorile pe care le pot lua mărimile Δu și R_s pentru ca soluțiile sistemului format din ecuațiile (2.15) - (2.17) și (2.12) să aibă sens fizic.

Pe baza celor de mai sus se pot determina parametrii mașinii sincrone cu poli aparenti, în ipoteza neglijării pierderilor în fier și în cupru, când se dau: S , U , $\cos \varphi$, m , p , Δu și R_g , rezolvînd sistemul format din ecuațiile (2.15) - (2.17) și (2.12) în condițiile (2.18) și (2.19).

Algoritmul de calcul este următorul:

- mărimile Δu și R_g se consideră variabile și se testează între două valori extreme, între care se găsesc valorile posibile;

- se admite o valoare pentru X_q și se calculează $\operatorname{tg} \alpha_0$ din (2.15) și X_d din (2.16);

- dacă $X_d < X_q$ se modifică R_g și Δu și se repetă calculele pînă cînd $X_d > X_q$;

- se calculează Y cu (2.12) și X_{qf} din (2.17);

- dacă $X_{qf} < 0$ se modifică R_g și Δu și se reiau calculele pînă cînd $X_{qf} > 0$;

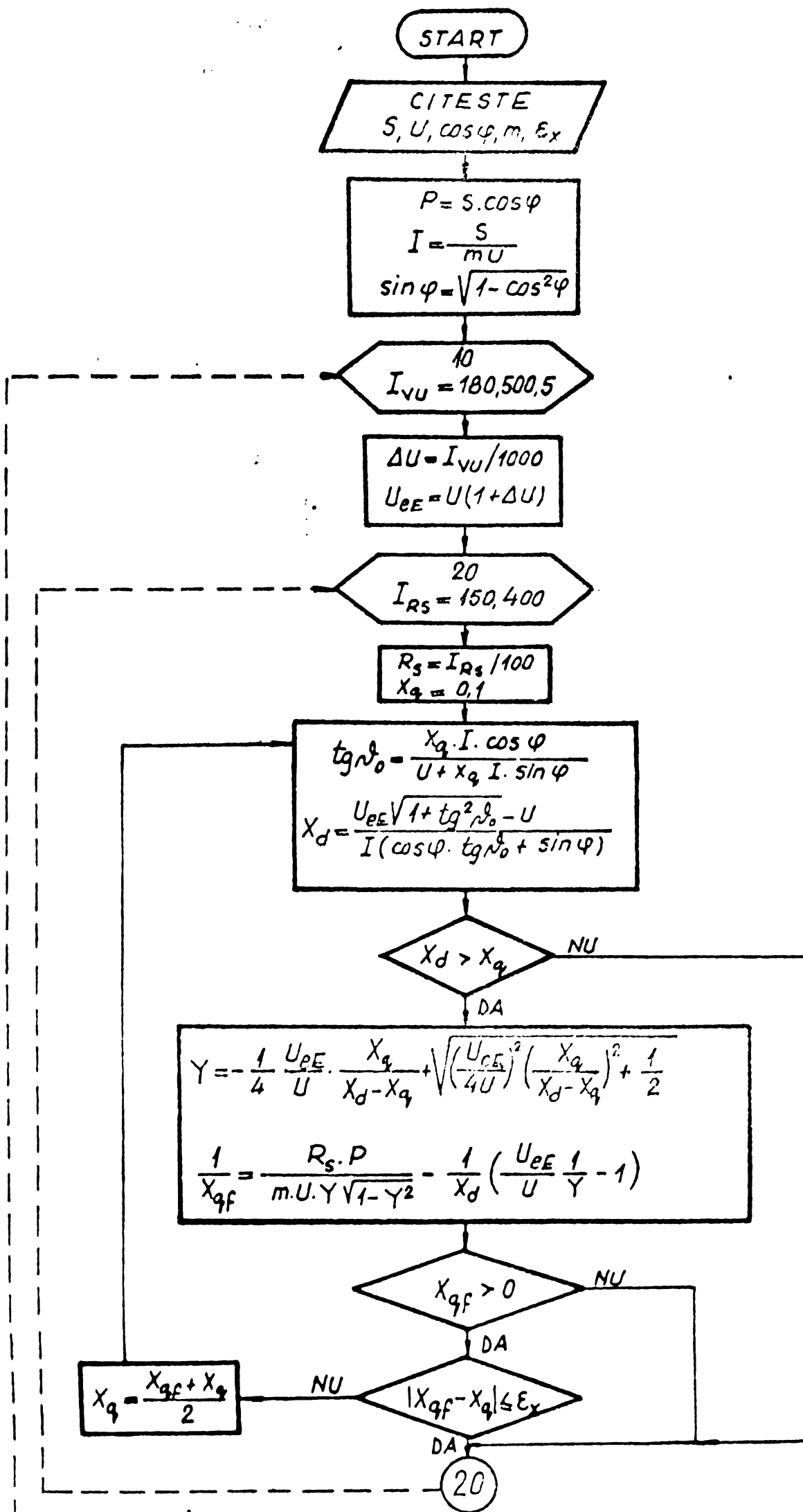
- dacă $|X_{qf} - X_q| \leq \varepsilon_x$ (ε_x este eroarea admisă), valorile obținute pentru X_d , X_q , $\operatorname{tg} \alpha_0$ și Y sînt soluțiile sistemului de ecuații;

- dacă $|X_{qf} - X_q| > \varepsilon_x$ se reiau calculele, considerînd pentru X_q valoarea $(X_q + X_{qf})/2$, pînă cînd $|X_{qf} - X_q| \leq \varepsilon_x$;

- se modifică R_g și Δu și se repetă calculele începînd cu inițializarea lui X_q în (2.15);

- se rețin valorile lui R_g , Δu pentru care sistemul de ecuații este compatibil, precum și soluțiile respective.

În fig.2.1 este prezentată schema logică pentru determinarea valorilor aproximative ale parametrilor precum și a domeniului de valori ale mărimilor Δu și R_g pentru care soluțiile obținute au sens fizic.



Pe baza celor de mai sus, în domeniul $\Delta u = 18 + 50\%$ $R_g = 1,5 + 4 s$ -a determinat curba $R_g=f(\Delta u)$ care limitează inferior domeniul valorilor lui Δu și R_g , pentru care sistemul de ecuații este compatibil. Curba limită $R_g=f(\Delta u)$ este independentă de putere și tensiune; micșorarea lui $\cos \varphi$ restrânge domeniul considerat. Rezultatele calculelor efectuate pe ordinator sînt prezentate în tabelul 2.1 și fig.2.2

TABELUL 2.1

Δu [%]	R_g		
	$\cos \varphi = 0,8$	$\cos \varphi = 0,9$	$\cos \varphi = 1$
18		4	1,89
18,5		3,94	1,87
19		3,86	1,85
19,5		3,8	1,83
20		3,73	1,81
20,5		3,67	1,8
21		3,61	1,78
21,5		3,55	1,77
22		3,5	1,75
22,5		3,45	1,74
23		3,4	1,72
23,5		3,35	1,71
24		3,31	1,7
24,5		3,26	1,68
25		3,22	1,67
25,5		3,18	1,66
26		3,14	1,65
26,5		3,11	1,64
27		3,07	1,63
27,5		3,04	1,62
28	4	3	1,61
28,5	3,97	2,97	1,6
29	3,92	2,94	1,59
29,5	3,87	2,91	1,58
30	3,83	2,88	1,57
30,5	3,79	2,85	1,56

TABELUL 2.1 (continuare)

Δu [%]	R_s		
	$\cos \varphi = 0,8$	$\cos \varphi = 0,9$	$\cos \varphi = 1$
31	3,75	2,83	1,55
31,5	3,71	2,8	1,54
32	3,67	2,77	1,54
32,5	3,64	2,75	1,53
33	3,6	2,72	1,52
33,5	3,57	2,7	1,51
34	3,53	2,68	1,51
34,5	3,5	2,66	1,5
35	3,47	2,64	
35,5	3,44	2,61	
36	3,41	2,59	
36,5	3,38	2,57	
37	3,35	2,55	
37,5	3,32	2,54	
38	3,29	2,52	
38,5	3,27	2,5	
39	3,24	2,48	
39,5	3,22	2,47	
40	3,19	2,45	
40,5	3,17	2,43	
41	3,15	2,42	
41,5	3,12	2,4	
42	3,1	2,39	
42,5	3,08	2,37	
43	3,06	2,36	
43,5	3,04	2,34	
44	3,02	2,33	
44,5	3	2,32	
45	2,98	2,3	
45,5	2,96	2,29	
46	2,94	2,28	
46,5	2,92	2,27	
47	2,91	2,25	
47,5	2,89	2,24	
48	2,87	2,23	
48,5	2,85	2,22	

TABELUL 2.1 (continuare)

Δu [%]	R_s		
	$\cos \varphi = 0,8$	$\cos \varphi = 0,9$	$\cos \varphi = 1$
49	2,84	2,21	
49,5	2,82	2,2	
50	2,81	2,19	

2.6. Determinarea valorilor exacte ale parametrilor

În cele ce urmează se ține seama de pierderile în fier și cupru în ecuațiile utilizate la determinarea parametrilor.

Din expresia pierderilor în cupru în înfășurarea indusă, p_{c1} , se obține:

$$R = \frac{p_{c1}}{mI^2} \quad (2.20)$$

respectiv din pierderile în fier,

$$p_{Fe} = mI_0^2 R_{dm} \quad (2.21)$$

unde I_0 , curentul total redus la stator, este dat de relația, [16 p.341]:

$$I_0^2 = (k_B I_B - I_d)^2 + k_q^2 I_q^2 \quad (2.22)$$

Rezultă:

$$R_{dm} = \frac{p_{Fe}}{m[(k_B I_B - I_d)^2 + k_q^2 I_q^2]} \quad (2.23)$$

Ecuația (2.3), ținând seama de (2.4), (2.5) și (2.6) se mai poate scrie:

$$\begin{aligned} U \sin \vartheta_0 &= -R_d I \sin(\vartheta_0 + \varphi) + X_q I \cos(\vartheta_0 + \varphi) + R_{dm} k_B I_B \\ U \cos \vartheta_0 &= -R_q I \cos(\vartheta_0 + \varphi) - X_d I \sin(\vartheta_0 + \varphi) + X_{dm} k_B I_B \end{aligned} \quad (2.24)$$

unde:

$$\begin{aligned} R_d &= R + R_{dm} - \text{rezistența sincronă longitudinală} \\ R_q &= R + R_{qm} - \text{rezistența sincronă transversală.} \end{aligned} \quad (2.25)$$

Expresia cuplului electromagnetic cu neglijarea pierderilor în fier și cupru este suficient de exactă pentru sarcina

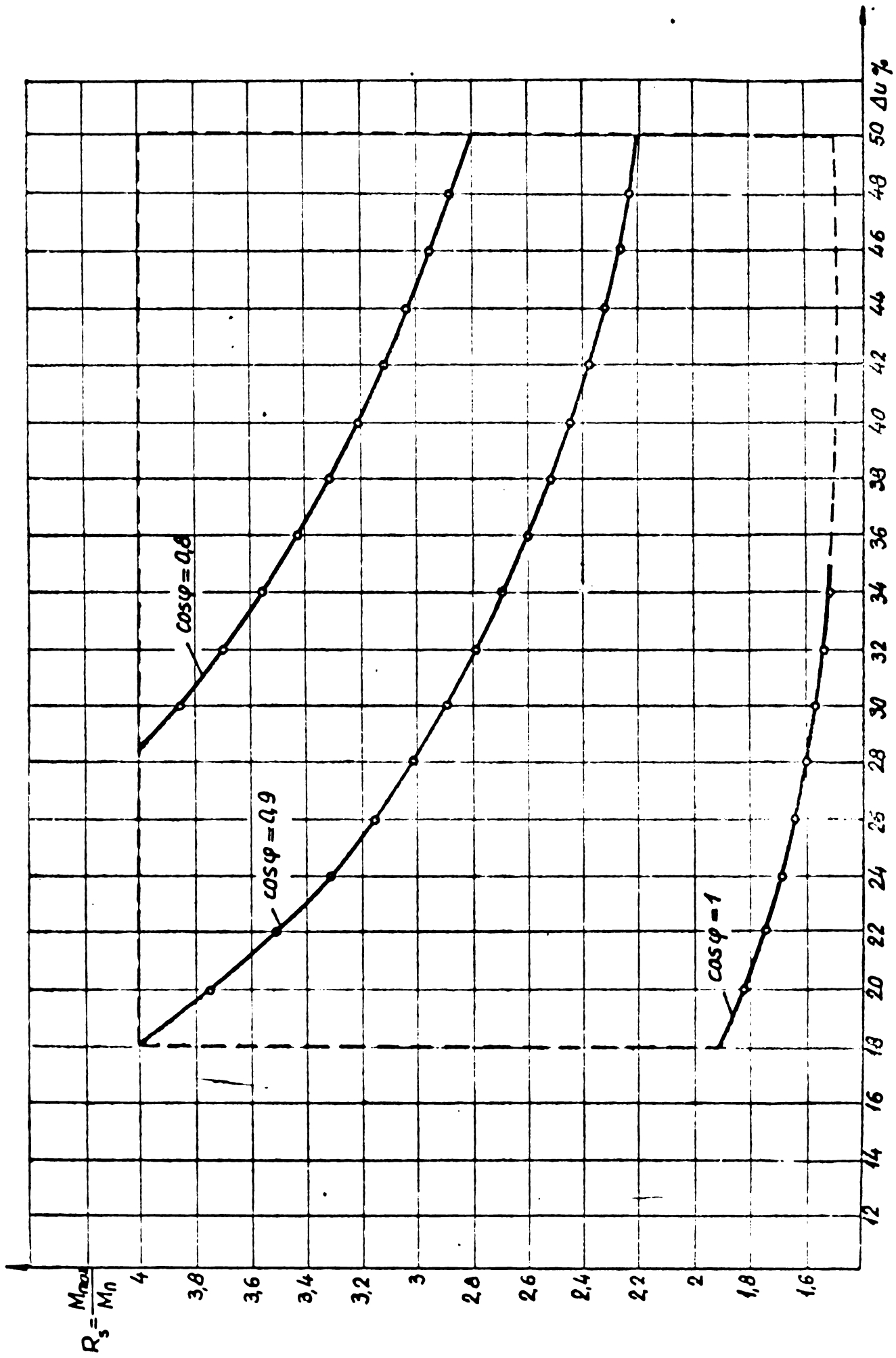


Fig.2.2. Potențialul valorilor admisibile pentru Δu și R_s

nominală, respectiv critică, motiv pentru care, în această etapă de calcul, relațiile (2.12) și (2.17) își păstrează forma; se revine asupra acestei aproximări.

Pe baza celor de mai sus se obține sistemul:

$$\sin \delta_0 (U + R_d I \cos \varphi + X_q I \sin \varphi) - \cos \delta_0 (X_d I \cos \varphi - R_d I \sin \varphi) - R_{dm} I_E^{\pi} = 0 \quad (2.26)$$

$$X_d = \frac{X_{dm} I_E^{\pi} \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_0} - U + R_d I (\operatorname{tg} \delta_0 \sin \varphi - \cos \varphi)}{I (\operatorname{tg} \delta_0 \cos \varphi + \sin \varphi)} \quad (2.27)$$

$$\frac{1}{X_q} = \frac{R_s P}{m U^2 Y \sqrt{1 - Y^2}} - \frac{1}{X_d} \left(\frac{U_{eE}}{U} \frac{1}{Y} - 1 \right) \quad (2.17)$$

$$Y = \cos \delta_{ok} = -\frac{1}{4} \frac{U_{eE}}{U} \frac{X_q}{X_d - X_q} + \sqrt{\left(\frac{U_{eE}}{4U} \right)^2 \left(\frac{X_q}{X_d - X_q} \right)^2 + \frac{1}{2}} \quad (2.12)$$

$$R = \frac{P_{cl}}{m I^2} \quad (2.20)$$

$$R_{dm} = \frac{P_{Fe}}{m [(I_E^{\pi} - I \sin \psi)^2 + k_q^2 I^2 \cos^2 \psi]} \quad (2.23')$$

$$U_{eE} = Z_{dm} I_E^{\pi} \quad (2.23)$$

S-a notat:

$$I_E^{\pi} = k_E I_B \quad (2.29)$$

Decă se consideră k_q cunoscut, se pot determina: I_E^{π} , R , R_{dm} , $\operatorname{tg} \delta_0$, $Y = \cos \delta_{ok}$, X_d și X_q . Sistemul se rezolvă prin metoda iterației, admitînd drept valori inițiale pentru X_d , X_q și $\operatorname{tg} \delta_0$ soluțiile obținute în ipoteza neglijării pierderilor.

În acest mod se pot determina parametrii mașinii sincrone cu poli aparenti, corespunzători regimului staționar cînd se cunosc: S , U , m , $\cos \varphi$, p și k_q iar mărimile: Δu , R_s , C_{cf} , C_c și C_{cl} sînt considerate variabile.

Decă se cunosc valorile parametrilor se poate calcula cuplul electromagnetic maxim, respectiv nominal, utilizînd expresia generală a cuplului mașinii sincrone cu poli aparenti, pen-

tru regim sinusoidal, cînd se consideră pierderile în fier și cupru, [17 p.29]:

$$\begin{aligned}
 M = & \frac{pm}{\omega \cos(\gamma_d - \gamma_q)} \left\{ U U_{eE} \left[\frac{\cos(\gamma_d - \beta)}{Z_d} \sin \rho_o + \frac{\sin(\gamma_d - \beta)}{Z_q} \cos \rho_o - \right. \right. \\
 & - 2 \left[\frac{R_d \cos(\gamma_q - \beta)}{Z_d^2 \cos(\gamma_d - \gamma_q)} - \frac{\sin \beta}{Z_d} \right] \cos(\rho_o - \gamma_q) + \frac{2(R + k_q R_{qm}) \sin(\gamma_d - \beta)}{Z_q^2 \cos(\gamma_d - \gamma_q)} \sin(\rho_o - \gamma_d) \left. \right] \\
 & + U^2 \left[\frac{1}{Z_q} \sin(\rho_o - \gamma_d) \cos \rho_o - \frac{1}{Z_d} \cos(\rho_o - \gamma_q) \sin \rho_o + \right. \\
 & + \left. \frac{R_d}{Z_d^2 \cos(\gamma_d - \gamma_q)} \cos^2(\rho_o - \gamma_q) + \frac{R + k_q R_{qm}}{Z_q^2 \cos(\gamma_d - \gamma_q)} \sin^2(\rho_o - \gamma_d) \right] + \\
 & + U_{eE}^2 \left[\frac{R_d \cos^2(\gamma_q - \beta)}{Z_d^2 \cos(\gamma_d - \gamma_q)} + \frac{(R + k_q R_{qm}) \sin^2(\gamma_d - \beta)}{Z_q^2 \cos(\gamma_d - \gamma_q)} + \right. \\
 & \left. + \frac{\sin \beta \cos(\gamma_d - \gamma_q)}{Z_{dm}} - \frac{2 \sin \beta \cos(\gamma_q - \beta)}{Z_d} \right] \left. \right\} \quad (2.33)
 \end{aligned}$$

S-a notat:

$$Z_d = \sqrt{R_d^2 + X_d^2} \quad ; \quad Z_q = \sqrt{R_q^2 + X_q^2} \quad (2.34)$$

$$\operatorname{tg} \gamma_d = \frac{R_d}{X_d} \quad ; \quad \operatorname{tg} \gamma_q = \frac{R_q}{X_q} \quad (2.35)$$

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{R_{dm}}{X_{dm}} \quad (2.36)$$

Cu acestea, din (2.10), se calculează coeficientul de supraîncărcare statică, R_{sp} , cînd se consideră pierderile în fier și în cupru; acesta diferă de valoarea lui R_{s1} , fixată inițial, prin

$\Delta R_s = R_{sp} - R_{s1}$. Pentru a stabili valoarea lui R_s cu care să se calculeze parametrii astfel încît să rezulte $R_{sp} = R_{s1}$, s-a calculat $\Delta R_s = f(R_s)$; s-a obținut o variație practic liniară. Prin urmare, se poate calcula $X = R_s$, pentru care $\Delta R_s = 0$. Conform fig.

2.3:

$$X = R_{s2} - \frac{R_{s1} - R_{s2}}{\Delta R_{s1} - \Delta R_{s2}} \Delta R_{s2} \quad (2.37)$$

Relația (2.37), se înscrie în limitele unor erori relative

de $5 \cdot 10^{-4}$, eroare impusă în etapa respectivă din programul de

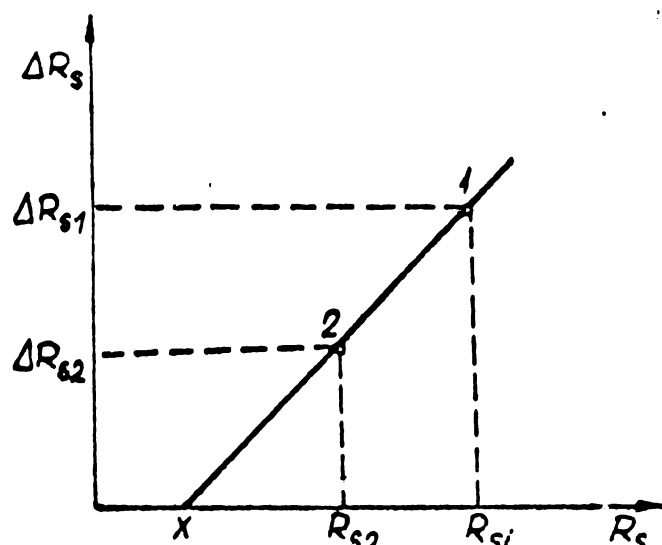


Fig. 2.3. Figură explicativă pentru relația (2.37).

calcul, scris în simplă precizie.

Pe baza celor de mai sus s-a stabilit organigrama subrutinei PAR, pentru calculul parametrilor, prezentată în fig. 2.4. Mersul calculului pe ordinatorul electronic este redat în schema logică a aceleiași subrutine (Anexa 2).

Din cele prezentate rezultă că se pot determina parametrii mașinii sincrone cu poli aparenti, corespunzători regimului staționar, dacă se admit ca date de proiectare: S , U , f , $\cos \varphi$, η , m , p și ca variabile, mărimile: Δu , R_s , C_{cf} , C_c și C_{cl} .

Pentru determinarea parametrilor se utilizează ecuațiile generatorului sincron în regim sinusoidal și expresia coeficientului de supraîncărcare statică.

Calculul parametrilor se simplifică dacă, într-o primă etapă, se determină parametrii în ipoteza neglijării pierderilor în fier și cupru. Se obține sistemul format din ecuațiile: (2.12), (2.15) - (2.17) cu condițiile de compatibilitate (2.18) și (2.19); aceste condiții limitează valorile pe care le pot lua mărimile

Δu și R_s , motiv pentru care nu are sens fixarea unei anumite valori pentru Δu și R_s , ci sînt considerate mărimi variabile. Sistemul de ecuații se rezolvă prin metoda iterației. În domeniul valorilor recomandate în literatură pentru R_s și Δu , la o valoare dată a lui Δu există o limită inferioară a lui R_s pentru care soluțiile sistemului de ecuații au sens fizic. Această valoare limită nu depinde de putere și tensiune și crește cu micșorarea lui $\cos \varphi$.

Valorile aproximative obținute pentru X_d , X_q și $\text{tg} \rho_0$

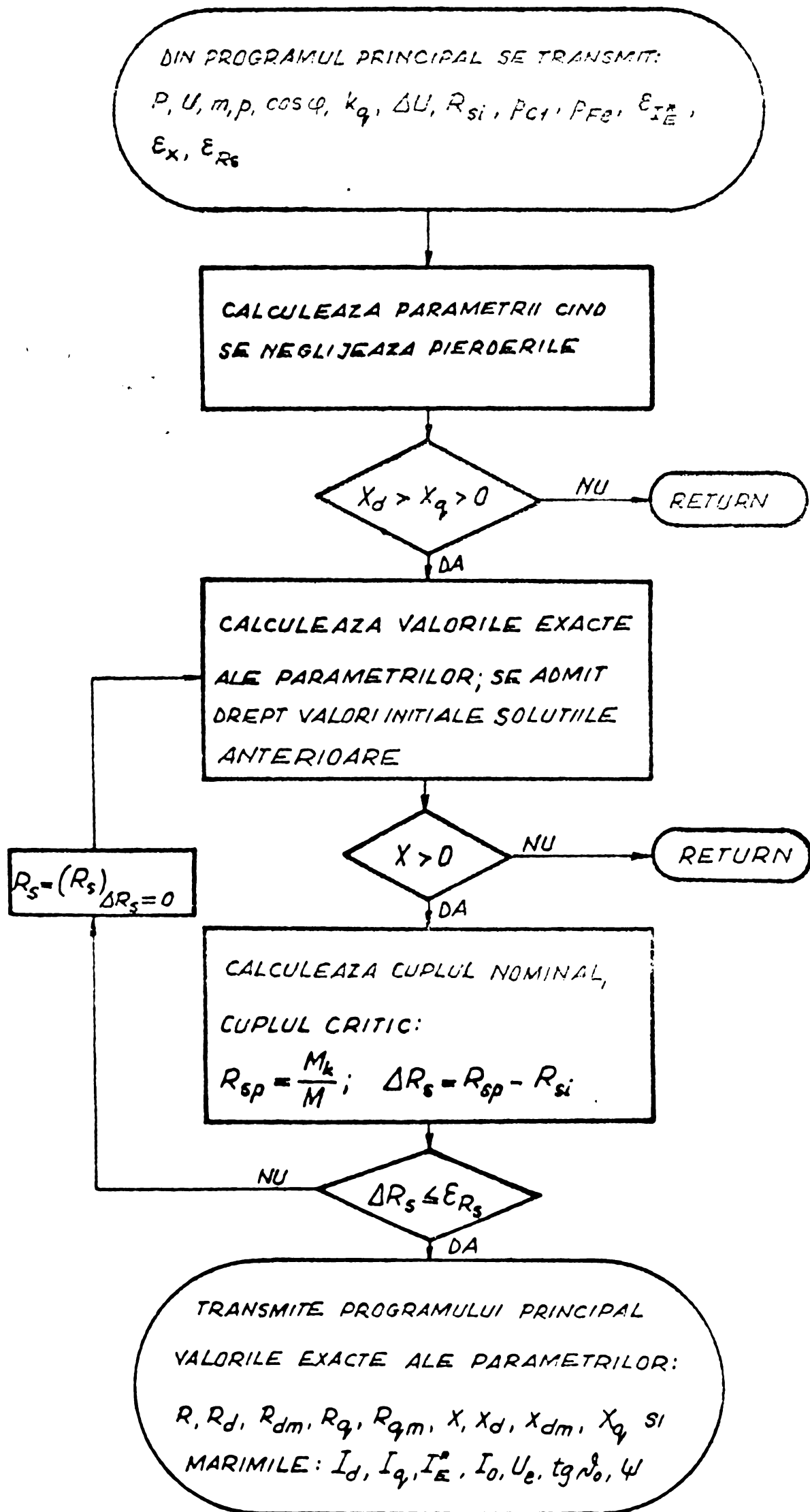


FIG.2.4. ORGANIGRAMA PENTRU DETERMINAREA PARAMETRILOR

constituie valori inițiale, cu care, prin metoda iterației se determină valorile exacte ale tuturor parametrilor electrici, când se consideră pierderile în fier și în cupru în ecuațiile mașinii sincrone și în expresia cuplului electromagnetic. Pentru aceasta, se rezolvă pe ordinatorul electronic ecuațiile: (2.12), (2.17), (2.20), (2.23), (2.26)-(2.28) considerând drept mărimi variabile (parametri) : Δu , R_s și coeficienții de pierderi C_{of} , C_f și C_{o1} . Cu soluțiile astfel obținute se verifică R_{sp} utilizând expresia generală a cuplului electromagnetic, (2.33); se recalculează parametrii cu valoarea lui R_s determinată pentru a îndeplini condiția $R_{sp} = R_{si}$. În acest mod se determină parametrii electrici ai mașinii sincrone cu poli aparenti: R , X , R_{dm} , X_{dm} , R_{qm} , X_{qm} , R_d , R_q , X_d , X_q și mărimile: $tg \delta_0$, ψ , I_E^* , I_d , I_q și I_0 .

Se obțin parametrii electrici ai tuturor mașinilor care derivă din combinațiile de valori admisibile date mărimilor Δu și R_s și din diferitele posibilități de repartiție a pierderilor în mașină.

3. STABILIREA RELATIILOR DE DIMENSIUNARE SI CUNOSC PARAMETRII MASINII SINCRONE

3.1. Elemente de bază

In acest stadiu se admit cunoscute următoarele mărimi:

- a) datele de proiectare: $S, U, f, \cos \varphi, \alpha, \beta,$
- b) parametrii mașinii și alte mărimi intermediare calculate din datele de proiectare: $R, X, R_{dm}, X_{dm}, k_f I_f,$ curentul total redus la stator, I_0 și tensiunea electromotoare, E_0 , inducția la cîmpul rezultat.

Alte mărimi care se adoptă:

- materialele părților active ale mașinii, cu constantele de material.

α - factorul de acoperire al pasului polar. In [52.II p.156] se dau valorile acestui factor determinate de condiția de a se obține o curbă a inducției în întrefier cât mai sinusoidală, asigurînd totodată spațiul necesar miezului polar; $\alpha = b_p / \tau = 0,05 + 0,8$.

k_f - raportul dintre valorile inductivității principale a fazei statorice cînd axa înfășurării coincide cu axa q, respectiv axa d a rotorului; valoarea sa depinde de b_p / τ . In [16] se arată că în întrefierul este constant sau variabil de-a lungul pasului polar, [16 p.339 fig.5.18].

- se consideră întrefierul variabil sub talpa polară pentru ca, curba inducției în întrefier să fie cât mai sinusoidală.

- tipul înfășurării statorice. In mod obișnuit, la mașinile sincrone cu poli aparenti se utilizează înfășurarea în două structuri, [15], [39], [46], [47] și [52.II]. Dacă numărul de poli este mic și numărul de faze este mai mic decît 3 (cazul mașinilor de tipul mașinilor de curent continuu) se adoptă înfășurări fracționare pentru a se

armonicile de dinți cere altfel să aveau valori importante. La mașini de puteri mari se utilizează înfășurări cu bare Rőebel (într-un strat, cu o bară pe crestătură în cazul răcirii directe cu apă, respectiv în 2 straturi, cu 2 bare pe crestătură, la mașinile prevăzute cu răcire indirectă cu aer, [46]). La mașini de puteri mici se utilizează înfășurări cu bobine (în două straturi).

- forma crestăturii statorice: în general, crestătură deschisă cu pereți paraleli, [15], [39], [46], [47], [52.II]. La mașini de puteri mici prin utilizarea crestăturii trapezoidale se reduce greutatea fierului; în acest caz sînt indicate crestăturile semînchise, pentru atenuarea efectului de dințare.

- izolația crestăturii. Materialele utilizate pentru izolație și dimensiunile lor sînt date în [60 p.286, 288].

h_3, h_4 - înălțimea locașului de pană, respectiv a gîtului crestăturii statorice (fig.3.1) se iau în funcție de tensiunea la borne, [46 p.66].

2a - numărul de căi de înfășurare

d) ca variabile se consideră următoarele mărimi: $\Delta u, R_s, C_{cf}, C_o, C_{cl}$ (cu semnificația din capitolul 2); precum și:

$B_{\delta med}$ - valoarea medie a inducției în întrefier;

J - densitatea de curent statorică;

q - numărul de crestături pe pol și fază. Numărul de spire pe fază (pentru înfășurări în 2 straturi)

$$N = 2pqs_b \quad (3.1.a)$$

(respectiv pentru înfășurări într-un strat)

$$N = pqs_b \quad (3.1.b)$$

poate fi modificat prin q sau s_b . Dacă $s_b=1$ - înfășurări în bare, utilizate în mod obișnuit la hidrogenatoare - q este supus optimizării prin intermediul lui N . În cazul înfășurărilor

cu bobine nu are sens optimizarea lui q deoarece cu cât este mai mic numărul de creștături pe pol și fază, zona dinților este mai bine utilizată, [19].

N_E - numărul de spire ale înfășurării de excitație;

k_{bp} - coeficient prin care se modifică lățimea înfășurării de excitație.

3.2. Stabilirea ecuațiilor

Exprimăm parametrii mașinii sincrone cu poli aparenti în funcție de dimensiunile geometrice.

Avem la bază teoria lineară a mașinilor electrice, în care mediile se consideră cu parametri constanți; de saturație se ține seama prin curba de magnetizare, pentru valorile maxime ale inducțiilor magnetice din diferitele părți ale circuitului magnetic, iar de histereză - prin valoarea pierderilor cauzate de histereză, înglobate în pierderile prin curenți turbionari.

Rezistența fazei statorice, R , are expresia:

$$R = \frac{2p}{I} N \cdot l_1 J \quad (3.2)$$

Lungimea conductorului, l_1 , depinde de tipul înfășurării; în general se poate exprima sub forma, [20]:

$$l_1 = \frac{l}{k_{es}} + K_1 D + K_2 \quad (3.3)$$

unde:

$$k_{es} = \frac{l}{l_a} = \frac{1}{1 + \frac{n_s b_s}{l}} \quad (3.4)$$

l - lungimea axială a pachetului de tole ale miezului feromagnetic;

l_a - lungimea axială a miezului feromagnetic inclusiv canalele de ventilație;

b_s - lățimea unui canal de ventilație;

n_s - numărul canalelor de ventilație;

K_1 și K_2 - constante dependente de tipul înfășurării (un strat sau două straturi) și de numărul de perechi de poli, p . În tabelul 3.1 se dau valorile acestor constante, [20].

TABELUL 3.1

Tipul înfășurării	K_1	K_2
1 strat în stator	$\frac{0,6\pi}{p}$	0,06
1 strat în stator, mașini mari	$\frac{0,8\pi}{p}$	0,1
1 strat în stator, cu bobine semiformate	$\frac{0,355\pi}{p}$	0,034
2 straturi cu bobine formate; $p \leq 7$	$0,05 + 1,57 \frac{N_c - 2p \xi_s}{p N_c \sqrt{1-a_1^2}}$	$2d_{1z} + 0,06$
idem; $p \geq 8$	$\frac{0,247}{p} + 1,57 \frac{N_c - 2p \xi_s}{p N_c \sqrt{1-a_1^2}}$	$2d_{1z} + 0,06885$

S-a notat:

N_c - numărul de creștături;

ξ_s - scurtarea deschiderii bobinei, în număr de creștături;

d_{1z} - lungimea părții drepte a conductorului care iese din creștătură;

a_1 - tangenta unghiului de înclinare a capetelor de bobină față de generatoare:

$$a_1 = \frac{b_c + a_b}{\tau_c} \quad (3.5)$$

a_b - distanța dintre două capete de bobine alăturate;

b_c - lățimea creștăturii;

τ_c - pasul creștăturii.

Cu acestea avem:

$$R = K_3 \left(\frac{l}{k_{eS}} + K_1 D + K_2 \right) N \quad (3.6)$$

$$K_3 = \frac{2\varphi J}{I} \quad (3.7)$$

Reactanța de dispersie, X, se exprimă în funcție de dimensiunile geometrice prin intermediul permeanțelor de calcul.

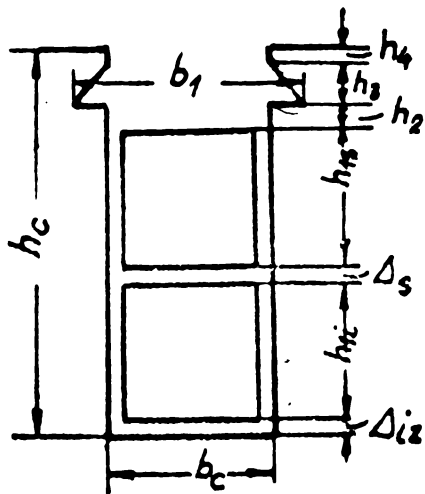


Fig.3.1. Crestătură dreptunghiulară, deschisă, cu înfășurare în două straturi.

binei și pasul polar.

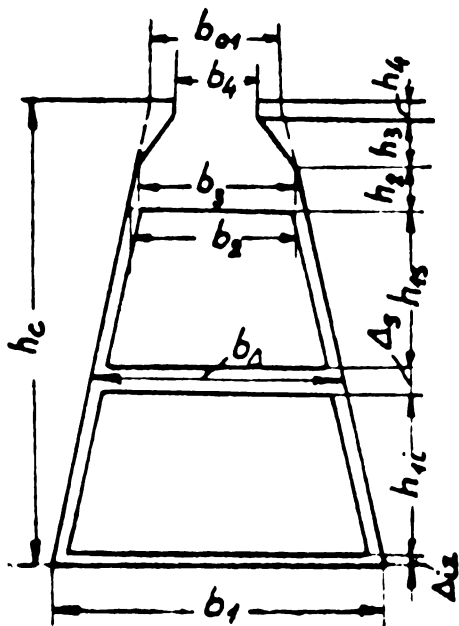


Fig.3.2. Crestătură trapezoidală, semînchisă, cu înfășurare în două straturi.

iar b_n este lățimea unei crestături dreptunghiulare, de aceeași înălțime ca și crestătura trapezoidală și cu aceeași inductanță pe porțiunea ocupată de conductoare:

$$b_n = b_{01} + (b_1 - b_{01}) \frac{h_2 + h_3 + h_4}{h_c} + C_{b1} (b_1 - b_{01}) \frac{h_c - \Delta_{1z} - h_2 - h_3 - h_4}{h_c} \quad (3.11)$$

Înfășurare în două straturi

Permeanța de calcul a crestăturii din fig.3.1 se determină cu relația [39 p.49], [22 p.67]:

$$\lambda_0 = k_{Cu} \frac{h_1}{3b_c} + k_k \left(\frac{h_2 + h_4}{b_c} + \frac{2h_3}{b_c + b_1} \right) + \frac{\Delta_s}{4b_c} \quad (3.8)$$

Coeficienții k_{Cu} și k_k sînt dați în [39 p.50 fig.63] în funcție de raportul dintre deschiderea bo-

in cazului crestăturii trapezoidale semînchise (fig.3.2), pentru permeanța de calcul se consideră relația, [44 p.98],

$$\lambda_0 = k_{Cu} \frac{h_1}{3b_n} + k_k \left(\frac{2h_2}{b_2 + b_3} + \frac{2h_3}{b_3 + b_4} + \frac{h_4}{b_4} \right) + \frac{\Delta_s}{4b_\Delta} \quad (3.9)$$

unde

$$h_1 = h_{1i} + h_{1s} = h_c - h_2 - h_3 - h_4 - \Delta_{1z} - \Delta_s \quad (3.10)$$

S-a notat:

$$C_{b1} = \frac{4}{3} \frac{(1-\beta_1^2)^2}{(\beta_1^2-3)(1-\beta_1^2)-4 \ln\beta_1} - \frac{\beta_1}{1-\beta_1} \quad (3.12)$$

$$\beta_1 = \frac{b_{o1}h_c + (b_1 - b_{o1})(h_2 + h_3 + h_4)}{b_{o1}h_c + (b_1 - b_{o1})(h_c - \Delta_{iz})} \quad (3.13)$$

Cu acestea, se obține inductanța de dispersie a creștăturii:

$$L_o = 2\mu_o l \frac{N^2}{pq} \lambda_o \quad (3.14)$$

unde μ_o este permeabilitatea magnetică a vidului.

Privind lungimea mașinii, considerată în această expresie, nu există o atitudine unică. În [52.I] și [46] se consideră lungimea ideală l_1 . În [39] și în [37] se consideră o altă lungime $l_n = l_a - n_s b_s''$, calculată în mod similar cu l_1 (rolul lui δ îl are acum b_c) (b_s'' este valoarea lățimii canalului de ventilație, considerată din punct de vedere magnetic, dată în [39 p.45, fig. 54]). În [44] se consideră numai lungimea, l , a pachetelor de tole. În cazul creștăturilor deschise este recomandabil a se considera l_n .

Dacă se notează:

$$l_n = k_{en} \cdot l \quad (3.15)$$

unde

$$k_{en} = 1 + \frac{n_s (b_s - b_s'')}{l} \quad (3.16)$$

relația (3.14) devine:

$$L_o = 2\mu_o k_{en} l \frac{N^2}{pq} \lambda_c \quad (3.17)$$

Inductanța de dispersie a capetelor de dinți are expresia:

$$L_{cd} = 2\mu_o l_n \frac{N^2}{pq} \lambda_{cd} \quad (3.18)$$

în care, după [39 p.56] și [52.II p.81], pentru permeanța de calcul λ_{cd} se poate considera relația:

$$\lambda_{od} = \frac{5 \frac{\delta}{b_4}}{5 + 4 \frac{\delta}{b_4}} \frac{b_p}{\tau} \quad (3.19)$$

unde δ este întrefierul în axa polului.

Inductanța de dispersie a capetelor de bobină se determină cu relația:

$$L_S = 2\mu_0 l_S \frac{N^2}{p} \lambda_S \quad (3.20)$$

unde, pentru înfășurare în două straturi, [39 p.61]

$$l_S \lambda_S = 0,43 l_S k_y^2 \quad (3.21)$$

Lungimea medie, l_S , a capătului de bobină este, după [20]:

$$l_S = K_1 D + K_2 \quad (3.22)$$

iar factorul de scurtare:

$$k_y = \sin \frac{y}{\tau} \frac{\pi}{2} \quad (3.23)$$

unde y este deschiderea bobinei.

Inductanța, L_0 , corespunzătoare dispersiei întrefierului are valori mici, neglijabile, din cauza întrefierului mare, al mașinii sincrone cu poli proeminenți, [22. p.87], [39. p.55] și [52.II. p. 77].

Cu acestea, se obține expresia reactanței de dispersie pentru cazul creștăturii dreptunghiulare deschise, cu înfășurare în două straturi:

$$X = \left(\frac{l h_c}{b_0} K_7 + \frac{l}{b_c} K_8 + \frac{l}{b_c + 0,8\delta} \delta K_9 + \frac{l}{b_c} K_{10} + DK_{11} + K_{12} \right) N^2 \quad (3.24)$$

S-a notat:

$$\begin{aligned} K_7 &= \frac{2\mu_0 \omega k_{Cu} k_{en}}{3pq} \\ K_8 &= \frac{2\mu_0 \omega k_k k_{en}}{pq} (h_2 + h_4 + \frac{2h_3}{1+c_b}) - \frac{2\mu_0 \omega k_{Cu} k_{en}}{3pq} (h_2 + h_3 + h_4 + \Delta_s + \Delta_{iz}) \\ K_9 &= \frac{2\mu_0 \omega \alpha k_{en}}{pq} ; & K_{10} &= \frac{\mu_0 \omega k_{en} \Delta_s}{2pq} \\ K_{11} &= \frac{0,86\mu_0 \omega k_y^2 K_1}{p} ; & K_{12} &= \frac{0,86 \mu_0 \omega k_y^2 K_2}{p} \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$c_b = \frac{b_1}{b_o} \quad ; \quad h_c = h_1 + h_2 + h_3 + h_4 + \Delta_s + \Delta_{iz}$$

În cazul creștăturii trapezoidale, datorită relațiilor (3.9) - (3.13) prin care se determină permeanța de calcul a creștăturii, expresia reactanței de dispersie devine o ecuație transcendentă, în funcție de dimensiunile creștăturii (b_1 , b_{o1} și h_c). Din acest motiv se determină λ_o când se cunoaște X :

$$\lambda_o = \frac{pqX}{2\mu_o \omega k_{en} l N^2} - \lambda_{od} - \frac{q}{k_{en} l} l_s \lambda_s \quad (3.26)$$

sau ținînd seama de (3.19), (3.21) și (3.22) se obține:

$$\lambda_o = \frac{K_{7t}}{l N^2} - \frac{\alpha \delta}{b_4 + 0,8\delta} - \frac{D}{l} K_{8t} - \frac{K_{9t}}{l} \quad (3.27)$$

unde:

$$\begin{aligned} K_{7t} &= \frac{pqX}{2\mu_o \omega k_{en}} \\ K_{8t} &= 0,43 k_y^2 K_1 \frac{q}{k_{en}} \\ K_{9t} &= 0,43 k_y^2 K_2 \frac{q}{k_{en}} \end{aligned} \quad (3.28)$$

Cu acestea, se pot determina dimensiunile creștăturii trapezoidale, prin metoda iterației, utilizînd relațiile (3.9)-(3.13). (A se vedea § 4.1).

Înfășurare într-un singur strat

Expresiile permeanțelor de calcul a creștăturii, în cazul înfășurării într-un singur strat, se obțin prin particularizarea relațiilor (3.8) și (3.9). Cu: $k_{Cu} = k_k = 1$; $\Delta_s = 0$, se obține:

$$\lambda_o = \frac{h_1}{3b_o} + \frac{h_2 + h_4}{b_o} + \frac{2h_3}{b_o + b_1} \quad (3.29)$$

pentru cazul creștăturii dreptunghiulare, respectiv:

$$\lambda_o = \frac{h_1}{3b_n} + \frac{2h_2}{b_2 + b_3} + \frac{2h_3}{b_2 + b_4} + \frac{h_4}{b_4} \quad (3.30)$$

pentru crestătura trapezoidală.

Permeanța de calcul a capetelor de bobină, pentru înfășurarea într-un singur strat, se determină cu relația, [39 p.61] :

$$l_s \lambda_s = 0,6 l_s - 0,3 \tau'_p \quad (3.31)$$

unde: l_s se determină din (3.22) iar $\tau'_p = \frac{\pi(D+h_c)}{2p}$.

Pe baza celor de mai sus, expresia reactanței de dispersie, pentru cazul crestăturii dreptunghiulare cu înfășurare într-un strat, devine:

$$X = \left(\frac{l h_c}{b_c} K'_7 + \frac{l}{b_c} K'_8 + \frac{l \delta}{b_c + 0,8} K'_9 + K'_{11} D - K'_{12} - K'_{13} h_c \right) N^2 \quad (3.32)$$

unde:

$$K'_7 = \frac{2\mu_0 \omega k_{en}}{3pq}$$

$$K'_8 = \frac{2\mu_0 \omega k_{en}}{3pq} (2h_2 - h_3 + 2h_4 - \frac{6h_3}{1+c_b} - \Delta_{1z})$$

$$K'_{11} = \frac{2\mu_0 \omega}{p} (0,6K_1 - \frac{0,15\pi}{p}) \quad (3.33)$$

$$K'_{12} = \frac{1,2 \mu_0 \omega K_2}{p}$$

$$K'_{13} = \frac{0,3 \mu_0 \omega \pi}{p^2}$$

iar K_9 e definit prin (3.25).

Dacă în (3.26) se ține seama de (3.19) și (3.31) se obține:

$$\lambda_c = \frac{K_{7t}}{lN^2} - \frac{\alpha \delta}{b_4 + \delta} - \frac{D}{l} K'_{8t} - \frac{K'_{9t}}{l} + \frac{h_c}{l} K'_{10t} \quad (3.34)$$

S-a notat:

$$K'_{8t} = (0,6K_1 - \frac{0,15\pi}{p}) \frac{q}{k_{en}}$$

$$K'_{9t} = 0,6 K_2 \frac{q}{k_{en}} \quad (3.35)$$

$$K'_{lot} = \frac{0,15 \pi q}{p \cdot k_{en}}$$

iar K_{7t} se calculează cu (3.28).

Pe baza celor de mai sus, dimensiunile crestăturii trapezoidale cu înfășurare într-un singur strat se pot determina în modul următor: din relația (3.34) se calculează λ_c (cînd se cunoaște X); din relația (3.30), cu (3.11) - (3.13), prin calcul iterativ, rezultă dimensiunile crestăturii (a se vedea § 4.2).

Intrefierul se stabilește din condiția de a limita reacția de indus. La mașinile cu poli aparenti și întrefier variabil sub talpa polară, întrefierul δ la mijlocul polului se alege astfel încît, [39. p.252] și [52.II. p.467]:

$$\frac{\delta}{\tau} = 0,4 \frac{A}{B} 10^{-6} \quad (3.36)$$

Solenanța specifică, A , are expresia:

$$A = \frac{NI}{2ap\tau} \quad (3.37)$$

($2a$ - numărul de căi de înfășurare).

Valoarea maximă B_δ a inducției în întrefier depinde de $B_{\delta med}$ sub forma:

$$B_\delta = \alpha_r B_{\delta med} \quad (3.38)$$

Valorile coeficientului α_r depind de starea de magnetizare a mașinii care se apreciază prin factorul de saturație k_s , definit drept raportul dintre suma tensiunilor magnetomotoare din fier și tensiunea magnetomotoare din întrefier. În tabelul 3.2 se dau valorile lui α_r în funcție de k_s , după [44 p.78].

Prin urmare pentru întrefier se consideră relația

$$\delta = \frac{0,4 \cdot IN}{2ap \alpha_r B_{\delta med}} 10^{-6} \quad (3.39)$$

TABELUL 3.2

k_s	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7
α_r	1,57	1,51	1,4636	1,4245	1,3911	1,363	1,3385	1,3176
k_s	0,8	0,9	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5
α_r	1,299	1,2835	1,2696	1,2573	1,2463	1,2364	1,2275	1,2194
k_s	1,6	1,7	1,8	1,9	2	2,1	2,2	2,3
α_r	1,2122	1,2057	1,1999	1,1946	1,1899	1,1856	1,1818	1,1783
k_s	2,4	2,5	2,6	2,7	2,8	2,9	3	3,1
α_r	1,1752	1,1724	1,1699	1,1677	1,1657	1,164	1,1625	1,1612

Tensiunea electromotoare U_e are expresia:

$$U_e = \frac{\omega}{\sqrt{2}} N k_b k_y B_{\delta \text{ med}} \zeta l_1 \quad (3.40)$$

La calculul lungimii ideale l_1 a mașinii se ține seama de faptul că lungimea axială l_a a indusului este mai mare (cu 3 + 10 cm) decât lungimea axială l_p a polului, pentru a micșora pierderile prin curenți turbionari, din fețele frontale ale indusului, [52.I. p.178-180]; pentru indus crestă, se poate scrie:

$$l_1 = \frac{l + l_p}{2} \quad (3.41)$$

Dacă se notează:

$$\begin{aligned} l_p &= k_{ep} l_a \\ l_1 &= \frac{l}{k_{el}} \end{aligned} \quad (3.42)$$

cu (3.4) rezultă

$$k_{el} = \frac{2}{\frac{k_{ep}}{k_{es}} + 1} \quad (3.43)$$

Factorul de zonă, în cazul unei înfășurări întregi, se determină cu relația:

$$k_b = \frac{\sin \frac{\pi}{2m}}{q \sin \frac{\pi}{2mq}} \quad (3.44)$$

Pentru calculul factorului de zonă k_b , la înfășurările fracționare, se disting două cazuri:

a) $\frac{N_c}{t}$ este par (t este cel mai mare divizor comun dintre N_c și p) [9 p.147] rezolvă această situație pentru $t=1$:

$$k_b = \frac{\sin \frac{\pi}{2m}}{pq \sin \frac{\pi}{N_c}} \quad (3.45)$$

Dacă $t > 1$, în steaua t.e.m. sînt N_c/t raze distincte și prin urmare, la determinarea lui k_b pe cale grafică, se însumează $\frac{1}{t}$ din razele care se însumează cînd $t=1$. Relația de calcul devine:

$$k_b = \frac{\sin \frac{\pi}{2m}}{\frac{pq}{t} \sin \frac{\pi t}{N_c}} \quad (3.46)$$

b) $\frac{N_c}{t}$ este impar - razele din steaua t.e.m. corespunzătoare creșterilor de întors, luate cu semn schimbat, nu se suprapun peste cele de dus. În [9. p.148] se dă relația de calcul pentru $t=2$:

$$k_b = \frac{\sin \frac{\pi}{2m}}{pq \sin \frac{\pi}{N_c}} \cos \frac{\pi}{N_c} \quad (3.47)$$

Dacă t este multiplu de 2 ($t=2t'$), la calculul lui k_b pe cale grafică, se însumează $\frac{1}{t'}$ din razele care se însumează în cazul $t=2$, prin urmare:

$$k_b = \frac{\sin \frac{\pi}{2m}}{\frac{pq}{t'} \sin \frac{\pi t'}{N_c}} \cos \frac{\pi t'}{N_c} \quad (3.48)$$

Observație: După [16 p.70], factorul de zonă al unei înfășurări fracționare este cel al înfășurării primitive, definită prin datele: $N'_c = \frac{N_c}{t'}$, $p' = \frac{p}{t'}$ și m , unde $t'' = \frac{p}{c}$ iar c este numitorul fracției ireductibile prin care se exprimă q . Calcu-

lînd k_p al înfășurării primitive cu relațiile (3.45) sau (3.47), se obțin relațiile (3.46) și (3.48) stabilite mai sus.

Cu aceste precizări se poate exprima t.e.m. U_e în funcție de dimensiunile geometrice, sub forma:

$$U_e = K_{13} D l N \quad (3.49)$$

unde

$$K_{13} = \frac{\pi \omega k_b k_y B \delta_{med}}{2 \sqrt{2} p k_{e1}} \quad (3.50)$$

Rezistența de reacție longitudinală, R_{dm} se determină din expresia pierderilor în fier. Trebuie calculate aceste pierderi în funcție de dimensiunile geometrice, și proprietățile magnetice ale materialului.

Se fac următoarele ipoteze:

- Conform § 2.3 vin în considerare numai pierderile principale în fier, concentrate în miezul feromagnetic statoric.

- Curba de magnetizare se aproximează printr-un polinom de gradul doi, translatabil.

- De saturație se ține seama prin α_r (raportul dintre valoarea maximă și medie a inducției în întrefier).

Suprafața fierului pentru dinții statorici, considerată la $h_c/3$ de întrefier (de fapt față de partea cea mai sollicitată magnetic), este:

$$F_{z1} = \left[\pi \left(D + \frac{2}{3} h_c \right) - N_o b_o \right] l k_{Fe1} \quad (3.51)$$

în cazul creștăturii dreptunghiulare, respectiv:

$$F_{z1} = \left[\pi \left(D + \frac{2}{3} h_c \right) - \frac{N}{3} (b_1 + 2b_{o1}) \right] l k_{Fe1} \quad (3.52)$$

în cazul creștăturii trapezoidale. k_{Fe1} este factorul de umplere a miezului feromagnetic statoric (raportul dintre lungimea netă de fier și lungimea pachetelor de tole).

Suprafața fierului jugului statoric străbătută de cîmp este

$$F_{j1} = h_{j1} l k_{Fe1} \quad (3.53)$$

(h_{j1} este înălțimea jugului statoric).

Masa dinților statorici, (crestătură dreptunghiulară):

$$G_{z1} = [\pi(D+h_c)h_c - N_c b_c h_c] l k_{Fe1} \gamma_{Fe} \quad (3.54)$$

respectiv, în cazul crestăturii trapezoidale:

$$G_{z1} = [\pi(D+h_c)h_c - N_c \frac{b_1+b_{o1}}{2} h_c] l k_{Fe1} \gamma_{Fe} \quad (3.55)$$

unde γ_{Fe} este masa specifică a fierului.

Masa jugului statoric:

$$G_{j1} = \pi(D+2h_c+h_{j1})h_{j1} l k_{Fe1} \gamma_{Fe} \quad (3.56)$$

Inducția magnetică în dinții statorici, pe suprafața F_{z1} , după [52.I p.183] este:

$$B'_{z1} = B_{z1} + u_o k_{z1} H_{z1} \quad (3.57)$$

unde, pentru crestătura dreptunghiulară:

$$k_{z1} \approx \frac{\pi(D + \frac{2}{3}h_c)}{k_{Fe1}[\pi(D + \frac{2}{3}h_c) - N_c b_c]} - 1 \quad (3.58)$$

respectiv, pentru crestătura trapezoidală:

$$k_{z1} \approx \frac{\pi(D + \frac{2h_c}{3})}{k_{Fe1}[\pi(D + \frac{2}{3}h_c) - \frac{N_c}{3}(b_1 + 2b_{o1})]} - 1 \quad (3.59)$$

B_{z1} și B'_{z1} sînt inducția reală, respectiv ideală în dinte, iar H_{z1} intensitatea cîmpului magnetic în dintele statoric.

Inducția ideală în dintele considerat sub mijlocul polului, se poate scrie sub forma:

$$B'_{z1} = \frac{\alpha_r B_{med}}{k_{el} k_{Fe1}} \frac{D}{D + \frac{2}{3}h_c - \frac{N_c}{\pi} b_c} \quad (3.60)$$

în cazul crestăturii dreptunghiulare, respectiv:

$$B'_{z1} = \frac{\alpha_r B \delta_{med}}{k_{el} k_{Fel}} \frac{D}{D + \frac{2}{3}h_c - \frac{N_c}{3\pi} b_1 - \frac{2N_c}{3\pi} b_{o1}} \quad (3.61)$$

pentru crestătura trapezoidală.

Dacă se aproximează curba de magnetizare printr-o parabolă de forma:

$$H_{z1} = g_0 + g_1 B_{z1} + g_2 B_{z1}^2 \quad (3.62)$$

rezultă:

$$B_{z1} = -\frac{1}{2g_2} \left(g_1 + \frac{1}{\mu_0 k_{z1}} \right) + \frac{1}{2g_2} \sqrt{\left(g_1 + \frac{1}{\mu_0 k_{z1}} \right)^2 - 4g_0 + 4 \frac{B'_{z1}}{\mu_0 k_{z1}}} \quad (3.63)$$

Dacă $B'_{z1} < 1,8T$, atunci se poate admite $\mu_0 k_{z1} \approx 0$ și prin urmare

$$B_{z1} = B'_{z1} \quad (3.64)$$

ceea ce simplifică în mare măsură calculele; de fapt la mașinile executate pînă în prezent, B'_{z1} nu depășește $1,8T$, [39], [52.II], [46] și [44].

Pierderile în fier variind patratric cu inducția, rezultă pentru pierderile (principale) în fierul dinților statorici, în cazul crestăturii dreptunghiulare:

$$p_{z1} = p_0 \frac{B_{z1}^2}{B_0^2} \quad G_{z1} = \frac{\pi \gamma_{Fe} p_0 \alpha_r^2 B_{\delta med}^2}{k_{Fel} k_{el}^2 B_0^2} \frac{[D^2 (Dh_0 + h_0^2 - \frac{N_c}{\pi} h_c b_c)]}{(D + \frac{2}{3}h_c - \frac{N_c}{\pi} b_c)^2} \quad (3.65)$$

respectiv, pentru crestătura trapezoidală:

$$p_{z1} = \frac{\pi \gamma_{Fe} p_0 \alpha_r^2 B_{\delta med}^2}{k_{Fel} k_{el}^2 B_0^2} \frac{[D^2 [Dh_c + h_c^2 - \frac{N_c}{2\pi} h_c (b_1 + b_{o1})]]}{(D + \frac{2}{3}h_1 - \frac{N_c}{3\pi} b_1 - \frac{2N_c}{3\pi} b_{o1})^2} \quad (3.66)$$

unde p_0 reprezintă pierderile specifice în dinți la inducția B_0 și aceeași frecvență.

Inducția magnetică în jugul statoric rezultă din expresia fluxului în jug, sub forma:

$$B_{j1} = \frac{\pi B_{\delta med}}{4p k_{Fe1} k_{el}} \frac{D}{h_{j1}} \quad (3.67)$$

Pierderile în fierul jugului statoric:

$$p_{j1} = \frac{p'_0}{B_0^2} B_{j1}^2 G_{j1} = \frac{\pi^3 f_{Fe} p'_0 B_{med}^2}{16p^2 k_{Fe1} k_{el}^2 B_0^2} \frac{l D^2 (D+2h_c+h_{j1})}{h_{j1}} \quad (3.68)$$

p'_0 sînt pierderile specifice (în jugul statoric) la inducția B_0 și aceeași frecvență.

Prin însumarea pierderilor în fier, se obține, pentru cazul creștăturii dreptunghiulare:

$$R_{dm} = K_{14} l D^2 h_c \frac{D+h_c-K_{15}b_c}{(D+\frac{2}{3}h_c-K_{15}b_c)^2} + K_{16} l D^2 \left(\frac{D+2h_c}{h_{j1}} + 1 \right) \quad (3.69)$$

unde:

$$K_{14} = \frac{\pi f_{Fe} \alpha_r^2 B_{med}^2 p_0}{m k_{Fe1} k_{el}^2 B_0^2 I_0^2} ; K_{15} = \frac{N_c}{\pi} ;$$

$$K_{16} = \frac{\pi^3 f_{Fe} B_{med}^2 p'_0}{16mp^2 k_{Fe1} k_{el}^2 I_0^2 B_0^2} \quad (3.70)$$

respectiv, pentru creștătura trapezoidală:

$$R_{dm} = K_{14} l D^2 h_c \frac{D+h_c-K_{15t}(b_1+b_{ol})}{(D+\frac{2}{3}h_c-K_{16t}b_1-2K_{16t}b_{ol})^2} + K_{16} l D^2 \left(\frac{D+2h_c}{h_{j1}} + 1 \right) \quad (3.71)$$

unde:

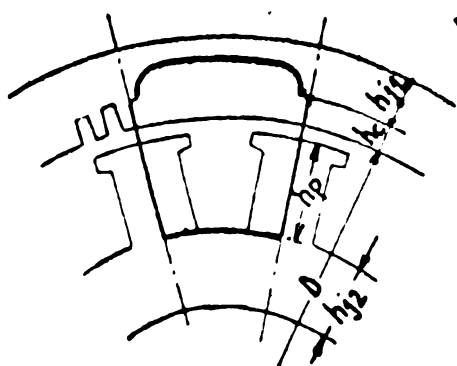
$$K_{15t} = \frac{N_c}{2\pi} ; K_{16t} = \frac{N_c}{3\pi} \quad (3.72)$$

Observație: Comparînd expresiile lui B_{z1} , G_{z1} , p_{z1} și a lui R_{dm} scrise pentru cele două tipuri de creștături, se constată că relațiile pentru creștătura dreptunghiulară rezultă ca un caz particular al creștăturii trapezoidale, dacă se face $b_1 = b_{ol} = b_c$.

Curentul total redus la stator, I_0 se determină din relația solenațiilor:

$$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} mNk_b k_y I_0 = 2p(U_{H\delta} + U_{Hz1} + U_{Hj1} + U_{Hj2} + U_{Hp}) \quad (3.73)$$

Pentru calculul tensiunilor magnetomotoare considerăm lungimile liniilor de câmp, pe pol, conform fig.3.3.



$$l_{\delta} = \delta k_{\delta}$$

$$l_{z1} = h_0$$

$$l_{j1} = \frac{\pi}{4p} (D + 2h_c + h_{j1}) \quad (3.74)$$

$$l_{j2} = \frac{\pi}{4p} (D - 2h_p - 2\delta)$$

$$l'_p = h_p$$

Fig.3.3. Circuitul magnetic al mașinii sincrone cu poli speranți.

Tensiunea magnetică corespunzătoare întrefierului

se calculează cu relația:

$$U_{H\delta} = \frac{\alpha_r}{\mu_0} B_{\delta \text{ med}} k_{\delta} \delta \quad (3.75)$$

Factorul de întrefier k_{δ} se determină în funcție de deschiderile crenelurilor, b_4 , respectiv b_{4r} , pașii de crenelură, τ_{c1} , respectiv τ_{c2} , și întrefierul δ , după [16. p.85], ținând seama de faptul că ambele părți ale mașinii sînt prevăzute cu creneluri:

$$k_{\delta} = k_{\delta 1} \cdot k_{\delta 2} \quad (3.76)$$

$$k_{\delta 1} = \frac{\tau_{c1}}{\tau_{c1} - \gamma_1 \delta} ; \quad \gamma_1 = \frac{(b_4 / \delta)^2}{5 + b_4 / \delta}$$

$$k_{\delta 2} = \frac{\tau_{c2}}{\tau_{c2} - \gamma_2 \delta} ; \quad \gamma_2 = \frac{(b_{4r} / \delta)^2}{5 + b_{4r} / \delta} \quad (3.77)$$

Observație: În cazul crenelurii dreptunghiulare, $b_4 = b_c$.

Pentru calculul tensiunii magnetice a inductorului se determină inducția în pol, B_p , din expresia fluxului polar ϕ_p care diferă de fluxul ϕ din întrefier prin fluxul ϕ_σ de dispersie; datorită faptului că majoritatea fluxului de dispersie e concentrat în apropierea piesei polare, la calculul tensiunii magnetice corespunzătoare polului, se admite inducția constantă și egală cu cea de la baza polului, [52.II p.193] și [39.p.21]. Se obține:

$$B_p = \frac{k_\sigma k_{es} \pi B_{smed}}{2pk_{Fe_p} k_{ep} k_{e1}} \frac{D}{b_k} \quad (3.78)$$

unde : b_k este lățimea corpului polului; k_{Fe_p} - coeficient de umplere al fierului polului; prin $k_{ep} = l_p / l_a$ se ține seama de faptul că lungimea axială a polului, l_p , este mai mică decât lungimea axială a indusului, pentru a micșora pierderile prin curenții turbionari din fețele frontale ale indusului [52.I, p.178];
 $k_\sigma = (\phi + \phi_\sigma) / \phi$.

Fluxul de dispersie al inductorului se determină în funcție de dimensiunile geometrice ale polilor.

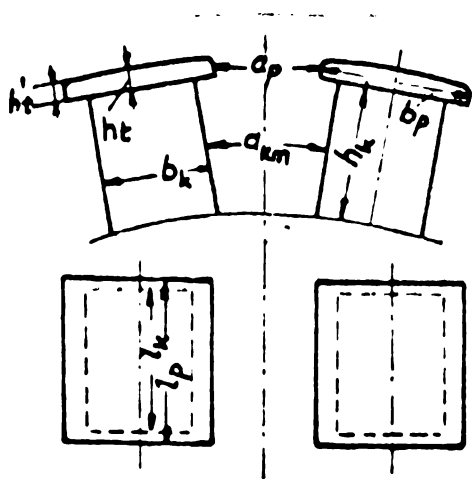


Fig.3.4. Calculul permeanței de dispersie a polilor.

În cazul a doi poli interiori, dreptunghiulari, ca în fig.3.4, după [39 p.21] se obține:

$$\phi_\sigma = 2(U_{H\delta} + U_{Hj1} + U_{Hz1}) \cdot (\Lambda_k + \Lambda_{tp}) \quad (3.79)$$

unde Λ_p și Λ_{tp} sînt permeanțele magnetice pentru corpul polului și telpa polară:

$$\Lambda_k = \mu_0 h_k \left[\frac{l_k}{2a_{km}} + \frac{1}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi b_k}{2a_{km}} \right) \right]$$

$$\Lambda_p = u_o h_{tm} \left[\frac{l_p}{a_p} + \frac{2}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi b_p}{2a_p} \right) \right] \quad (3.80)$$

iar $h_{tm} = \frac{1}{3}(2h_t + h_t')$ este înălțimea de calcul a tălpii polare.

Intensitatea cîmpului magnetic în pol rezultă :

$$H_p = \mathcal{G}_{or} + \mathcal{G}_{1r} B_p + \mathcal{G}_{2r} B_p^2 \quad (3.81)$$

La calculul tensiunii magnetice în jug, [22.p.25], se consideră că, în axa q, inducția magnetică este aceeași în toată secțiunea. În jugul inductorului, inducția magnetică este constantă în lungul liniei de cîmp pe intervalul dintre fețele interioare a doi poli învecinați; lungimea liniei de cîmp, l_{j2} , se consideră pe cercul ce trece pe la baza polului, (fig.3.3) conform (3.74) după [39 p.13] și [52.I.p.194] — Din expresia fluxului în jugul inductorului, considerînd lungimea l_a axială a jugului aceeași cu a indusului, se obține inducția în jugul inductorului:

$$B_{j2} = \frac{k_r k_{es} \pi B_{fmed} D}{4p k_{Fe2} k_{el} h_{j2}} \quad (3.82)$$

unde k_{Fe2} este factorul de umplere al fierului jugului rotorico.

Cu acestea, rezultă intensitatea cîmpului magnetic în jugul inductorului:

$$H_{j2} = \mathcal{G}'_{or} + \mathcal{G}'_{1r} B_{j2} + \mathcal{G}'_{2r} B_{j2}^2 \quad (3.83)$$

respectiv al indusului:

$$H_{j1} = \mathcal{G}'_{os} + \mathcal{G}'_{1s} B_{j1} + \mathcal{G}'_{2s} B_{j1}^2 \quad (3.84)$$

Aproximarea ramurii curbei de magnetizare printr-o parabolă se poate face, în general, în mod diferit pentru dinte, jug statoric, jug rotorico și pol, din care cauză coeficienții \mathcal{G} sînt diferiți.

Pe baza celor de mai sus se obține pentru tensiunile magnetice:

$$U_{Hz1} = h_c \left[\varepsilon_{os} + \frac{\varepsilon_{1s} \alpha_r B_{\delta med}}{k_{Fel} k_{el}} \frac{D}{D + \frac{2}{3}h_c - \frac{N_c}{\pi} b_c} + \frac{\varepsilon_{2s} \alpha_r^2 B_{\delta med}^2}{k_{Fel}^2 k_{el}^2} \cdot \frac{D^2}{(D + \frac{2}{3}h_c - \frac{N_c}{\pi} b_c)^2} \right]$$

$$U_{Hj1} = \frac{\pi}{4p} (D + 2h_c + h_{j1}) \left(\varepsilon'_{os} + \frac{\varepsilon'_{1s} \pi B_{\delta med}}{4pk_{Fel} k_{el}} \frac{D}{h_{j1}} + \frac{\varepsilon'_{2s} \pi B_{\delta med}^2}{16p^2 k_{Fel}^2 k_{el}^2} \frac{D}{h_{j1}^2} \right) \quad (3.85)$$

$$U_{Hj2} = \frac{\pi}{4p} (D - 2h_p - 2\delta) \left(\varepsilon'_{or} + \frac{\varepsilon'_{1r} k_{\sigma} k_{es} \pi B_{\delta med}}{4pk_{Fe2} k_{el}} \frac{D}{h_{j2}} + \frac{\varepsilon'_{2r} k_{\sigma}^2 k_{es}^2 \pi^2 B_{\delta med}^2}{16p^2 k_{Fe2}^2 k_{el}^2} \frac{D}{h_{j2}^2} \right)$$

$$U_{Hp} = h_p \left(\varepsilon_{or} + \frac{\varepsilon_{1r} k_{\sigma} k_{es} \pi B_{\delta med}}{2pk_{Fep} k_{el} k_{ep}} \frac{D}{b_k} + \frac{\varepsilon_{2r} k_{\sigma}^2 k_{es}^2 \pi^2 B_{\delta med}^2}{4p^2 k_{Fep}^2 k_{el}^2 k_{ep}^2} \frac{D^2}{b_k^2} \right)$$

Cu acestea se poate scrie pentru I_o expresia:

$$I_o = K_{17} \frac{1}{N} \left\{ K_{18} \delta + h_c \left[K_{19} + K_{20} \frac{D}{D + \frac{2}{3}h_c - K_{15} b_c} + K_{21} \frac{D^2}{(D + \frac{2}{3}h_c - K_{15} b_c)^2} \right] + \right. \\ \left. + h_p (K_{22} + K_{23} \frac{D}{b_k} + K_{24} \frac{D^2}{b_k^2}) + (D + 2h_c + h_{j1}) (K_{25} + K_{26} \frac{D}{h_{j1}} + K_{27} \frac{D^2}{h_{j1}^2}) + \right. \\ \left. + (D - 2h_p - 2\delta) (K_{28} + K_{29} \frac{D}{h_{j2}} + K_{30} \frac{D^2}{h_{j2}^2}) \right\} \quad (3.86)$$

S-a notat:

$$K_{17} = \frac{\pi p}{\sqrt{2} m k_b k_y} \quad ; \quad K_{21} = \frac{\varepsilon_{2s} \alpha_r^2 B_{\delta med}^2}{k_{Fel}^2 k_{el}^2}$$

$$K_{18} = \frac{\alpha_r}{\mu_o} B_{\delta med} \quad ; \quad K_{22} = \varepsilon_{or}$$

$$K_{19} = \varepsilon_{os} \quad ; \quad K_{23} = \frac{\varepsilon_{1r} k_{\sigma} k_{es} \pi B_{\delta med}}{2pk_{Fep} k_{ep} k_{el}}$$

$$\begin{aligned}
 K_{20} &= \frac{g_{1s} \alpha_r B_{\delta med}}{k_{Fel} k_{el}} & ; & & K_{24} &= \frac{g_{2r} k_{\sigma}^2 k_{es}^2 \pi^2 B_{\delta med}^2}{4p^2 k_{Fep}^2 k_{el}^2 k_{ep}^2} \\
 K_{25} &= \frac{\pi g'_{os}}{4p} & ; & & K_{28} &= \frac{\pi g'_{or}}{4p} \\
 K_{26} &= \frac{\pi^2 g'_{1s} B_{\delta med}}{16p^2 k_{Fel} k_{el}} & ; & & K_{29} &= \frac{\pi^2 g'_{1r} k_{\sigma}^2 k_{es} B_{\delta med}}{16p^2 k_{Fe2} k_{el}} \quad (3.86) \\
 K_{27} &= \frac{\pi^3 g'_{2s} B_{\delta med}^2}{64p^3 k_{Fel}^2 k_{el}^2} & ; & & K_{30} &= \frac{\pi^3 g'_{2r} k_{\sigma}^2 k_{es}^2 B_{\delta med}^2}{64p^3 k_{Fe2}^2 k_{el}^2}
 \end{aligned}$$

Observație: În cazul creștăturii trapezoidale, în relațiile (3.85) și (3.86) în locul lui b_o se introduce $\frac{1}{3} (b_1 + 2b_{o1})$.

Factorul de umplere al creștăturii statoreice, k_u , este raportul dintre secțiunea cuprului dintr-o creștătură statoreică ¹⁾ $\frac{N}{pq} \frac{I}{J}$ și suprafața creștăturii, $h_o b_o$, (creștătură dreptunghiulară):

$$k_u = \frac{K_{39} N}{h_o b_o} \quad (3.89)$$

unde

$$K_{39} = \frac{I}{pqJ} \quad (3.90)$$

În cazul creștăturii trapezoidale, se înlocuiește b_o prin $\frac{1}{2}(b_1 + b_{o1})$ în relația (3.89).

Factorul de umplere se alege în funcție de tensiunea la borne, în conformitate cu natura materialelor electroizolante cu care se construiește mașina; cu valoarea admisă pentru k_u se determină dimensiunile geometrice și se recalculează k_u (pentru geometria reală a creștăturii) cu care se determină din nou dimensiunile geometrice.

Factorul de umplere al spațiului dintre poli, k_{uE} , se definește drept raportul dintre secțiunea cuprului pe un pol, $\frac{N_E}{2p} \cdot \frac{I_E \sqrt{2}}{E}$

1) k_u nu depinde de numărul de căi de înfășurare sau de numărul de straturi.

și suprafața disponibilă pentru bobinat, pe un pol. Aceasta din urmă poate fi scrisă sub forma: $h_k (b_p - b_k)$, [39. p.266] , [46 . p. 261] , [41. p.207] ; în cazul mașinilor cu număr mic de poli, [52.II.p.477] , secțiunea pentagonală a înfășurării de excitație se echivalează cu un dreptunghi. cu aceeași arie: $h_k (k_{bp} b_p - b_k)$ unde $k_{bp} > 1$. (În acest caz valoarea lui k_{bp} este supusă optimizării).

Cu acestea se obține:

$$k_{uE} = \frac{K_{40} N_E}{h_k (K_{31} D - b_k) J_E} \quad (3.91)$$

unde: $K_{40} = \frac{I_E \sqrt{2}}{p}$; $b_p = \frac{\alpha \pi D}{2p}$; $K_{31} = \frac{\alpha \pi k_{bp}}{2p}$ (3.90)

Inițial se admite o valoare pentru k_{uE} și se determină dimensiunile polului și ale înfășurării de excitație; se recalculează k_{uE} (pentru geometria reală a polului) și se determină din nou dimensiunile geometrice.

Rezistența înfășurării de excitație, R_E , are expresia:

$$R_E = \rho \frac{J_E}{I_E \sqrt{2}} (N_E l_{sE} + \pi D_m + k_{Dm} D_m) \quad (3.91)$$

unde:

πD_m - lungimea legăturilor dintre poli (după un cerc dus la mijlocul înălțimii corpului polului)

$k_{Dm} D_m$ - lungimea legăturii la inele (prin k_{Dm} se ține seama de distanța inelele colectoare -poli;

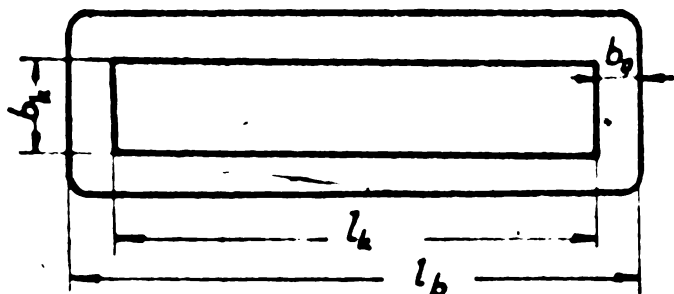


Fig.3.5. Bobina de excitație.

$k_{Dm} > 1$, este o mărime caracteristică tipului de mașină)

$$D_m = D - 2\delta - 2h_p + h_k \quad (3.92)$$

l_{sE} - lungimea medie a spirei înfășurării de excitație; cu notațiile din fig.3.5. se poate scrie:

$$l_{sE} = 2(b_k + l_k) + 2\pi b_o \quad (3.93)$$

După [52.II p.488] și [39 p.261] se consideră $l_k = l_p$. Cu observația:

$$b_o = \frac{1}{2}(k_{bp} b_p - b_k) \quad (3.94)$$

și a doua relație din (3.90) se obține:

$$l_{sE} = 2 \frac{k_{ep}}{k_{es}} l - b_k(\pi - 2) + \frac{\alpha \pi^2 k_{bp}}{2p} D \quad (3.95)$$

$$R_E = \{ [K_{41} l + (K_{42} + K_{44}) D - K_{43} b_k] N_E - (2\delta + 2h_p - h_k) K_{44} \} J_E \quad (3.96)$$

S-a notat:

$$\begin{aligned} K_{41} &= \frac{2\varphi k_{ep}}{k_{es} I_E \sqrt{2}} & ; & & K_{43} &= \frac{(\pi - 2)\varphi}{I_E \sqrt{2}} \\ K_{42} &= \frac{\pi^2 \alpha \varphi k_{bp}}{2 \sqrt{2} p I_E} & ; & & K_{44} &= \frac{(\pi + k_{Dm})\varphi}{I_E \sqrt{2}} \end{aligned} \quad (3.97)$$

Dimensiunile polului trebuie să satisfacă și relații impuse din considerente geometrice. Relația:

$$(D - 2\delta - 2h_p) = 2p(b_p + \Delta) \quad (3.98)$$

dedusă pe baza fig.3.6.a este valabilă pentru $p \geq 4$.

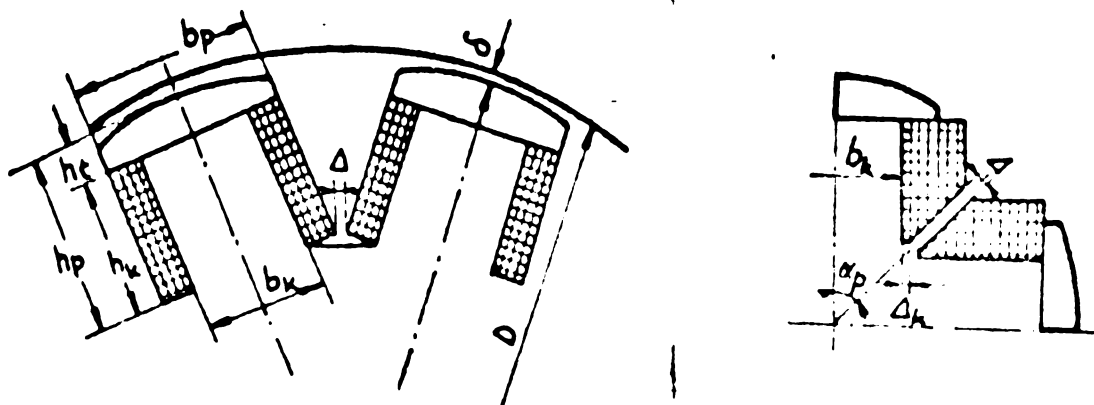


Fig.3.6. Polii mașinii sincrone cu poli aparenti.
a. $p \geq 4$; b. $p < 4$.

In cazul mașinilor cu număr mic de poli, (fig.3.6.b), re-

lăţia între dimensiunile polului devine:

$$\operatorname{tg} \alpha_p = \frac{b_k + 2\Delta_k + \frac{\Delta}{\cos \alpha_p}}{D - 2\delta - 2h_p} \quad (3.99)$$

unde:

$$\alpha_p = \frac{\pi}{2p} \quad (3.100)$$

Masa materialelor active

Masa înfăşurării statorice este:

$$G_{Cu1} = 2 l_1 q_{Cu1} N_m \gamma_{Cu} \quad (3.101)$$

sau cu (3.3):

$$G_{Cu1} = \frac{2m NI \gamma_{Cu}}{J} \left(\frac{l}{k_{es}} + K_1 D + K_2 \right) \quad (3.102)$$

unde γ_{Cu} este masa specifică a cuprului.

Masa înfăşurării de excitaţie:

$$G_{CuE} = l_{sE} q_{CuE} N_E \gamma_{Cu} \quad (3.103)$$

cu (3.95) se obţine:

$$G_{CuE} = \frac{I_E \sqrt{2}}{J_E} N_E \gamma_{Cu} \left[2 \frac{k_{ep}}{k_{es}} l + \frac{\alpha \pi^2 k_{bp}}{2p} D + (2-\alpha) b_k \right] \quad (3.104)$$

Masa fierului statoric, ţinînd seama de (3.54) şi (3.56),

devine:

$$G_{Fe1} = \pi k_{Fe1} \gamma_{Fe} l \left[(D+h_c+h_{j1})(h_c+h_{j1}) - \frac{N_c}{\alpha} b_c h_c \right] \quad (3.105)$$

(în cazul creştăturii trapezoidale se înlocuieşte b_0 cu $\frac{1}{2}(b_1+b_{01})$).

Masa jugului rotoric este:

$$G_{j2} = \pi (D-2\delta-2h_p-h_{j2}) h_{j2} \frac{l}{k_{es}} k_{Fe2} \gamma_{Fe} \quad (3.106)$$

Masa miezului feromagnetic polar se poate scrie:

$$G_p \approx 2p \left[h_k b_k + (h_p-h_k) b_p \right] \frac{k_{ep}}{k_{es}} l k_{Fe2} \gamma_{Fe} \quad (3.107)$$

dacă se consideră talpa polară un paralelipiped de înălțime h_t ; prin aceasta se majorează masa tălpii polare cu o eroare care depinde de:

$$h_t = h'_t = \frac{D}{2} - \delta - \left(\frac{D}{2} - \frac{\delta}{\cos \frac{\alpha\pi}{2}} \right) \cos \frac{\alpha\pi}{2p} \quad (3.108)$$

Cu a doua relație (3.90) se obține:

$$G_p = 2p \left[h_k b_k + \frac{\alpha\pi}{2p} D(h_p - h_k) \right] l \frac{k_{ep}}{k_{es}} k_{Fep} \gamma_{Fe} \quad (3.109)$$

Rezultă masa fierului rotoric:

$$G_{Fe2} = \pi \gamma_{Fe} \frac{k_{Fe2}}{k_{es}} (D - 2\delta - 2h_p - h_{j2}) h_{j2} l + 2p \gamma_{Fe} k_{Fep} \frac{k_{ep}}{k_{es}} \left[h_k b_k + \frac{\alpha\pi}{2p} D(h_p - h_k) \right] l \quad (3.110)$$

Cu acestea se obține pentru masa totală a materialelor active:

$$G = K_4 N \left(\frac{l}{k_{es}} + K_1 D + K_2 \right) + K_5 \frac{N_B}{J_E} \left[2 \frac{k_{ep}}{k_{es}} l + K_{31} \pi D - (\pi - 2) b_k \right] + \\ + K_{32} l \left[(D + h_o + h_{j1})(h_o + h_{j1}) - K_{15} b_o h_o \right] + K_{33} (D - 2\delta - 2h_p - h_{j2}) l h_{j2} + \\ + K_{34} l \left[h_k b_k + K_{31} D(h_p - h_k) \right] \quad (3.111)$$

(pentru crestătura trapezoidală în locul lui b_o se introduce $\frac{1}{2}(b_1 + b_{o1})$). S-a notat:

$$K_4 = \frac{2mI \gamma_{Cu}}{J} \quad K_{32} = \pi k_{Fe1} \gamma_{Fe} \\ K_5 = \gamma_{Cu} I_B \sqrt{2} \quad K_{33} = \pi \gamma_{Fe} \frac{k_{Fe2}}{k_{es}} \quad (3.112) \\ K_{34} = 2p \gamma_{Fe} k_{Fep} \frac{k_{ep}}{k_{es}}$$

Costul materialelor active. Dacă v este costul unității de masă, se poate scrie pentru costul C :

$$C = G_{Cu1} v_{Cu1} + G_{CuE} v_{CuE} + G_{Fe1} v_{Fe1} + G_{j2} v_{Fej2} + G_p v_{Fep} \quad (3.113)$$

cu (3.111) se obține:

$$C = K_{35} N \left(\frac{l}{k_{es}} + K_1 D + K_2 \right) + K_{36} \frac{N_E}{J_E} \left[2 \frac{k_{ep}}{k_{es}} l + K_{31} \pi D - (\pi - 2) b_k \right] +$$

$$+ K_{37} l \left[(D + h_c + h_{j1})(h_c + h_{j1}) - K_{15} b_c h_c \right] + K_{38} (D - 2\delta - 2h_p - h_{j2}) l h_{j2}$$

$$+ K_6 l \left[h_k b_k + K_{31} D (h_p - h_k) \right] \quad (3.84)$$

unde

$$K_{35} = K_4 v_{Cu1} \qquad K_{38} = K_{33} v_{Fej2}$$

$$K_{36} = K_5 v_{CuE} \qquad K_6 = K_{34} v_{Fep} \quad (3.85)$$

$$K_{37} = K_{32} v_{Fe1}$$

(în cazul creștăturii trapezoidale se introduce $\frac{1}{2}(b_1 + b_{o1})$ în locul lui b_c).

Pe baza celor de mai sus se pot sintetiza relațiile stabilite între parametrii electrici corespunzători regimului staționar și dimensiunile geometrice ale mașinii sincrone cu poli aparenti.

$$R = K_3 \left(\frac{l}{k_{es}} + K_1 D + K_2 \right) N \quad (3.6)$$

$$X = \left(K_7 \frac{lh_o}{b_c} + K_8 \frac{l}{b_c} + K_9 \frac{l}{b_c + 0,8\delta} + K_{10} \frac{l}{b_c} + K_{11} D + K_{12} \right) N^2 \quad (3.24)$$

$$U_e = K_{13} D l N \quad (3.49)$$

$$R_{dm} = K_{14} l D^2 h_o \frac{D + h_c - K_{15} b_c}{\left(D + \frac{2}{3} h_c - K_{15} b_c \right)^2} + K_{16} l D^2 \left(\frac{D + 2h_c}{h_{j1}} + 1 \right) \quad (3.69)$$

$$I_o = \frac{K_{17}}{N} \left\{ K_{18} \delta + h_c \left[K_{19} + K_{20} \frac{D}{D + \frac{2}{3} h_c - K_{15} b_c} + K_{21} \frac{D^2}{\left(D + \frac{2}{3} h_c - K_{15} b_c \right)^2} \right] \right\} +$$

$$\begin{aligned}
 &+ h_p (K_{22} + K_{23} \frac{D}{b_k} + K_{24} \frac{D}{b_k^2}) + (D + 2h_c + h_{j1}) (K_{25} + K_{26} \frac{D}{h_{j1}} + K_{27} \frac{D^2}{h_{j1}^2}) + \\
 &+ (D - 2h_p - 2\delta) (K_{28} + K_{29} \frac{D}{h_{j2}} + K_{30} \frac{D^2}{h_{j2}^2}) \quad (3.86)
 \end{aligned}$$

$$k_u = \frac{K_{39} N}{h_c b_c} \quad (3.89)$$

$$k_{uE} = \frac{K_{40} N_E}{h_k (K_{31} D - b_k) J_E} \quad (3.91)$$

$$R_E = \{ [K_{41} l + (K_{42} + K_{44}) D - K_{43} b_k] N_E - (2\delta + 2h_p - h_k) K_{44} \} J_E \quad (3.96)$$

$$\pi(D - 2\delta - 2h_p) = 2p(b_p + \Delta) \quad (3.98)$$

S-a obținut un sistem de 9 ecuații cu 9 necunoscute:

$l, D, h_c, b_c, h_{j1}, h_{j2}, h_k, b_k$ și J_E . Mărimile $K_1 + K_{44}$ se consideră cunoscute deoarece depind de constantele de material și de alte mărimi care se admit cunoscute (inclusiv cele variabile).

Pe baza celor de mai sus rezultă că se pot determina dimensiunile geometrice (cu excepția coliviei de amortizare) când se cunosc parametrii mașinii sincrone cu poli aparenti, corespunzător regimului staționar.

Prin intermediul mărimilor variabile, sînt considerate toate mașinile care îndeplinesc condițiile impuse prin datele de proiectare; dintre acestea se alege mașina care are masa (sau costul) materialelor active, minimă.

4. REZOLVAREA ECUATIILOR

4.1. Precizări preliminare

Pentru a determina dimensiunile geometrice este necesar ca din $I_E^* = k_E I_E$ să se explicitizeze valoarea lui I_E ,

Determinarea lui k_E . Utilizăm relația de definiție [16. p.329] :

$$k_E = \frac{2L_{Elh}}{mL_{11hd}} \quad (4.1)$$

Inductivitatea principală L_{Elh} dintre înfășurarea de excitație și faza 1 statorică, când axele celor două înfășurări sînt suprapuse, este:

$$L_{Elh} = \frac{\psi_{Elh}}{I_E} \quad (4.2)$$

sau, scriind expresia fluxului principal ψ_{Elh} produs de înfășurarea de excitație (curentul i_E) care înlăntuie faza 1 statorică:

$$\psi_{Elh} = \frac{N_E N I_E}{\mathcal{R}_{dm}} k_b k_y \quad (4.3)$$

(\mathcal{R}_{dm} este reluctanța magnetică), se obține:

$$L_{Elh} = \frac{N_E N}{\mathcal{R}_{dm}} k_b k_y \quad (4.4)$$

Inductivitatea principală, L_{11hd} , a fazei 1 statorice, când axa înfășurării coincide cu axa polului (inductivitatea principală longitudinală) este:

$$L_{11hd} = \frac{\psi_{11hd}}{I_1} \quad (4.5)$$

unde fluxul principal propriu, ψ_{11hd} , al fazei statorice când axa ei este suprapusă peste axa d, este:

$$\psi_{11hd} = N k_b k_y \varnothing \quad (4.6)$$

Fluxul fascicular Φ se determină din solenația de reacție longitudinală considerată în inductor, sub forma:

$$\Phi = \frac{4}{\pi} N k_b k_y C_d i_1 \frac{1}{R_{dm}} \quad (4.7)$$

Pe baza celor de mai sus rezultă:

$$L_{11hd} = \frac{4}{\pi} \frac{N^2}{R_{dm}} (k_b k_y)^2 C_d \quad (4.8)$$

și:

$$k_E = \frac{\pi N_E}{2mNk_b k_y \cdot C_d} \quad (4.9)$$

Valorile factorului C_d , de reducere a solenației de reacție în inductor, sînt date în [16. p.338, fig.5.29] în funcție de b_p/τ .

Calculul factorului de umplere a creștăturii statorice, k_u , pentru geometria reală a creștăturii.

a) Creștătură dreptunghiulară . Dacă se cunosc dimensiunile creștăturii, h_o , b_o , se pot determina dimensiunile barelor de cupru neizolate: $h_{Cu}/2$, h_{Cu} pentru două straturi, respectiv un strat și b_{Cu} :

$$\begin{aligned} h_{Cu} &= h_o - \Delta_{ho} \\ b_{Cu} &= b_o - \Delta_{bo} \end{aligned} \quad (4.10)$$

unde Δ_{ho} și Δ_{bo} este grosimea izolației (inclusiv jocul) din creștătura statorică, după înălțime (inclusiv înălțimea penei și a gîtului creștăturii), respectiv după lățime. În calculul lui Δ_{ho} intervine numărul de perechi de conductoare elementare, n_{ce2} ; dacă q_{ce} este secțiunea conductorului elementar, se obține, pentru înfășurarea în două straturi:

$$n_{ce2} = \frac{I}{J \cdot q_{ce}} \quad (4.11)$$

respectiv pentru un strat

$$n_{ce2} = \frac{I}{2 \cdot J q_{ce}} \quad (4.12)$$

Prin urmare se poate calcula:

$$k_u = \frac{h_{Cu} b_{Cu}}{h_c b_c} \quad (4.13)$$

b) Crestătură trapezoidală. Secțiunea cuprului dintr-o crestătură este:

$$q_{Cu} = \frac{N}{pq} \frac{I}{J} \quad (4.14)$$

iar secțiunea crestăturii, (a se vedea fig.3.2):

$$q_{cr} = q_{Cuij} + q_{\Delta_{iz}} + q_{\Delta_s} + (h_2 + h_3 + h_4) \frac{b_2 + b_{o1}}{2} \quad (4.15)$$

S-a notat: secțiunea cuprului izolat, inclusiv jocul, q_{Cuij} :

$$q_{Cuij} = (d_o + \Delta_j)^2 n_{ce2} \quad (4.16)$$

unde: d_c - diametrul conductorului elementar izolat; Δ_j -jocul;

$$n_{ce2} = \frac{q_{Cu}}{2q_{ce}} \quad (4.17)$$

secțiunea ocupată de izolația crestăturii:

$$q_{\Delta_{iz}} = (b_1 + 2h_1 + 2\Delta_s) \Delta_{iz} \quad (4.18)$$

secțiunea corespunzătoare izolației dintre straturi:

$$q_{\Delta_s} = b_{\Delta} \cdot \Delta_s \quad (4.19)$$

Pe baza celor de mai sus se poate calcula:

$$k_u = \frac{q_{Cu}}{q_{or}} \quad (4.20)$$

Calculul factorului de umplere al spațiului dintre poli,

k_{uE} . Dacă se cunosc dimensiunile polului, b_p , b_k , h_k , se pot determina dimensiunile bobinei de excitație, neizolate, h_{CuE} ,

b_{CuE} :

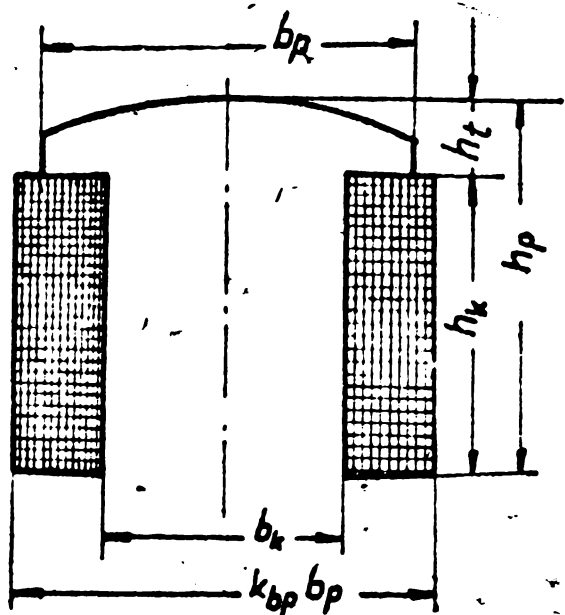
$$h_{CuE} = h_k - \Delta_{hCuE} \quad (4.21)$$

$$b_{CuE} = \frac{1}{2}(k_{bp} b_p - b_k) - \Delta_{bCuE}$$

Δ_{hCuE} și Δ_{bCuE} fiind grosimea izolației înfășurării de excitație, după înălțimea, respectiv lățimea polului.

Cu acestea, conform fig.4.1 rezultă:

$$k_{uE} = \frac{2h_{CuE} b_{CuE}}{h_k (k_{bp} b_p - b_k)} \quad (4.22)$$



In modul indicat mai sus se efectuează calculul de verificare a factorilor de umplere k_u și k_{uE} când se cunosc dimensiunile creștăturii satorice, respectiv ale polului.

Algoritmul de calcul al dimensiunilor creștăturii trapezoidale. Se consideră dintele de lățime constantă, b_{z1} . Se cunosc $h_2, h_3, h_4, \Delta_{iz}, \Delta_s$ și b_4 (fig.3.2).

Fig.4.1. Explicativă pentru relația (4.22).

Pentru a determina celelalte dimensiuni le exprimăm în funcție de b_{z1} și h_0 . Unghiul α_g dintre axele a doi dinți alăturați este:

$$\alpha_g = \frac{2\pi}{N_c} \quad (4.23)$$

Cu observația:

$$\operatorname{tg} \alpha_g = \frac{b_{z1} \frac{\alpha_g}{2}}{D + 2h_0} \quad (4.24)$$

se obține:

$$b_1 = (D + 2h_0) \operatorname{tg} \frac{\alpha_g}{2} - \frac{b_{z1}}{\cos \frac{\alpha_g}{2}} \quad (4.25)$$

In mod analog se obține:

$$b_{o1} = D \operatorname{tg} \frac{\alpha_g}{2} - \frac{b_{z1}}{\cos \frac{\alpha_g}{2}} \quad (4.26)$$

Din asemănări de triunghiuri dreptunghice (fig.3.2) se poate scrie:

$$\begin{aligned} b_2 &= b_{o1} + (b_1 - b_{o1}) \frac{h_2 + h_3 + h_4}{h_0} \\ b_3 &= b_{o1} + (b_1 - b_{o1}) \frac{h_3 + h_4}{h_0} \\ b_\Delta &= b_{o1} + (b_1 - b_{o1}) \frac{h_2 + h_3 + h_4 + \frac{\Delta_s}{2}}{h_0} \end{aligned} \quad (4.27)$$

Pentru determinarea lui b_{z1} și h_0 se utilizează relația

factorului de umplere a creștăturii trapezoidale:

$$k_u = \frac{q_{Cu}}{\frac{1}{2} h_c (b_1 + b_{o1})} \quad (4.28)$$

sau cu observația:

$$\frac{1}{2}(b_1 + b_{o1}) = (D + h_o) \operatorname{tg} \frac{\alpha_g}{2} - \frac{b_{z1}}{\cos \frac{\alpha_g}{2}} \quad (4.29)$$

se poate scrie:

$$k_u \operatorname{tg} \frac{\alpha_g}{2} h_o^2 + k_u \left(D \operatorname{tg} \frac{\alpha_g}{2} - \frac{b_{z1}}{\cos \frac{\alpha_g}{2}} \right) h_o - q_{Cu} = 0 \quad (4.30)$$

și relația permeanței de calcul λ_o , (3.9). Valoarea lui λ_o se determină din expresia reactanței X , (3.27). Se presupun deja cunoscuți D , l , δ și τ_{o1} . Se utilizează metoda iterației:

Algoritmul de calcul este următorul:

- se determină α_g cu (4.23);
- din (4.14) se determină q_{Cu} ;
- se admite o valoare pentru k_u și pentru b_{z1} ;
- se determină h_o din (4.30); se reține soluția pentru care h_o / τ_o se menține între limitele stabilite după mașini executate, [22.p.254].

- se determină $b_1, b_{o1}, b_2, b_3, b_4$ cu relațiile (4.25)-(4.27);
- se determină β_1, C_{b1} și b_n din (3.11)-(3.13);
- din (3.9) se calculează:

$$h_1 = \frac{3b_n}{k_{Cu}} \left[\lambda_o - k_k \left(\frac{2h_2}{b_2 + b_3} + \frac{2h_3}{b_3 + b_4} + \frac{h_4}{b_4} \right) - \frac{\Delta_B}{b_\Delta} \right] \quad (4.31)$$

- se calculează:

$$h_{of} = h_1 + h_2 + h_3 + h_4 + \Delta_{iz} + \Delta_s \quad (4.32)$$

- dacă $|h_{of} - h_o| > \varepsilon_k$, se consideră $h_o = \frac{1}{2} (h_o + h_{of})$ și se repetă calculele începînd cu b_1, b_{o1} , etc., pînă cînd $|h_{of} - h_o| \leq \varepsilon_k$;

- cu relațiile (4.15)-(4.20) se face calculul de verificare al lui k_{uf} ;

- dacă $|k_{uf} - k_u| > \varepsilon_k$, cu $k_u = \frac{1}{2} (k_{uf} + k_u)$ se calculează

$$b_{z1f} = (D+h_c) \sin \frac{\alpha_g}{2} - \frac{q_{Cu}}{k_u h_c} \cos \frac{\alpha_g}{2} \quad (4.33)$$

- cu $b_{z1} = \frac{1}{2}(b_{z1} + b_{z1f})$ se repetă calculele începînd cu b_1 , b_{01} , ... h_1 , h_{cf} , k_{uf} , pînă cînd $|k_{uf} - k_u| \leq \epsilon_k$.

Calculul crestăturii trapezoidale este cuprins în programul de calcul prin intermediul subrutinei TRAP. Pe baza algoritmului descris mai sus, s-a întocmit schema logică a subrutinei TRAP, prezentată în Anexa 11.

4.2. Condiții de compatibilitate

Dimensiunile geometrice ale mașinii nu pot avea orice valori.

Toate dimensiunile trebuie să fie pozitive.

Raportul dintre lungimea mașinii și pasul polar trebuie să se găsească între anumite limite, stabilite după mașini executate. În [39.p.241] se indică zona de valori utilizabile ale lui $\lambda = \frac{l_1}{\tau}$, în funcție de numărul perechilor de poli.

Secțiunea conductorului elementar al înfășurării statorice și secțiunea conductorului înfășurării de excitație sînt limitate inferior din considerente tehnice de execuție și de umplere a spațiului disponibil pentru bobinat. Înălțimea conductorului elementar statoric e limitată superior de efectul pelicular. La mașinile mari, înfășurarea de excitație se execută, pe cît posibil, într-un singur strat, cu conductorul de secțiune dreptunghiulară îndoit pe lat, pentru o răcire mai bună; în consecință, secțiunea conductorului înfășurării de excitație nu poate depăși o limită superioară, pentru a putea fi executată tehnic fără dificultăți.

Numărul de creștături pe pol și fază, q , trebuie să satisfacă condițiile de simetrie ale înfășurării; q trebuie să fie multiplu de $\frac{1}{2p}$.

Solicitățile magnetice trebuie să aibe valori în interiorul intervalului pentru care este dată curba de magnetizare.

Factorul de saturație, k_s , trebuie să se încadreze în domeniul curbei $\alpha_r = f(k_s)$, neavînd sens valori în afara domeniului ei,

Tensiunea înfășurării de excitație, U_{EX} , este limitată de condiția ca tensiunea pe spiră să nu depășească 1V (din motive de izolație); practic se recomandă ca $U_{EX} \leq 400$ V iar $I_{EX} \leq 2000$ A. Din aceste condiții se determină N_E , deoarece, deși N_E influențează greutatea (sau costul) mașinii, prin intermediul factorului de umplere, practic, în cazul mașinilor de puteri medii și mari, o variație de 100% a lui N_E modifică greutatea mașinii cu 0,001%. Pierderile în înfășurarea de excitație nu depind de N_E .

4.3. Algoritmul de calcul

Programul de calcul este general, cuprinzînd calculul mașinii sincrone cu poli aparenti pentru toate cazurile analizate în capitolul precedent. Prin cîteva mărimi de intrare cărora li se atribuie valori diferite, în funcție de cazul adoptat, (tipul înfășurării și forma creștăturii statorice, forma înfășurării de excitație) se comandă ramura pe care merge programul.

Din motive de claritate a prezentării, se descrie logica calculului pentru cazul mașinilor multipolare de puteri mijlocii și mari - creștătură dreptunghiulară în stator și înfășurare de excitație într-un singur strat - fiind situația obișnuită în cal-

culul mașinilor sincrone. Ulterior se prezintă particularitățile care apar în cazul creșterii trapezoidale și a înfășurării de excitație cu secțiuni diferite de dreptunghi ($p < 4$).

Pentru determinarea dimensiunilor geometrice și a sollicitărilor electromagnetice, atunci când se cunosc parametrii mașinii, se procedează în modul următor:

- se inițializează mărimile variabile: $B_{\delta med}$, J , N , N_E și k_{bp} ;

- se determină δ , k_y și k_b cu relațiile (3.39), (3.23) respectiv relația potrivită pentru k_b : (3.44), (3.46) sau (3.48);¹

- se admit valori inițiale pentru mărimile a_1 , k_{es} și k_u (definite prin relațiile: (3.5), (3.4) și (3.89)), deoarece aceste mărimi intervin în coeficienții sistemului de ecuații prezentat, iar valorile lor depind de dimensiunile geometrice necunoscute;

- din ecuațiile (3.6) și (3.49) se determină D și l . D rezultă dintr-o ecuație de gradul doi; pentru alegerea soluției se utilizează condiția ca raportul l/τ să aibă valori uzuale;

- din expresia lui X (3.24) și a lui k_u (3.89) se determină b_0 (dintr-o ecuație de gradul 3; se reține prima soluție)²;

- din (3.89) se determină h_c ;

- se calculează a_{1f} , k_{esf} și k_{uf} cu relațiile (3.5), (3.4), respectiv (4.13):

- dacă $|a_{1f} - a_1| > \varepsilon_k$; $|k_{esf} - k_{es}| > \varepsilon_k$; $|k_{uf} - k_u| > \varepsilon_k$ (ε_k este eroarea admisă) se repetă calculul dimensiunilor statorice (con-

¹ Pentru a facilita urmărirea logicii de calcul, a se vedea și schema logică din Anexa 1 unde apar relațiile la care se face apel în text, în ordinea înfășurării lor în programul de calcul.

² Dacă valorile obținute pentru diferitele mărimi nu corespund din punct de vedere fizic sau matematic (de ex.: dacă b_0 nu îndeplinește condiția $a_1 = \frac{b_c + a_b}{c_0} < 1$, constanta K_1 (tabelul 3.1) obține valori imaginare), se renunță la mașina respectivă; se modifică valoarea mărimii variabile din ciclul interior respectiv și se abordează mașina următoare.

siderînd pentru a_1 , k_{es} și k_u media dintre valoarea inițială și finală a mărimii respective, din calculul anterior), pînă cînd $|a_{1f}-a_1| \leq \varepsilon_k$ și $|k_{esf}-k_{es}| \leq \varepsilon_k$ și $|k_{uf}-k_u| \leq \varepsilon_k$;

- se calculează k_E cu (4.9); rezultă $I_{Ex} = \frac{I_E^*}{k_E} \sqrt{2}$;
- se inițializează J_E ; se calculează $q_E = \frac{I_{Ex}}{J_E}$;
- din (3.98) se calculează h_p și $h_k = h_p - h_t$; b_k din (3.91);
- se calculează k_{uEf} cu (4.22);
- dacă $|k_{uEf}-k_{uE}| > \varepsilon_k$, se consideră $k_{uE} = \frac{1}{2}(k_{uE} + k_{uEf})$ și se recalculază b_k cu (3.91) pînă cînd $|k_{uEf}-k_{uE}| \leq \varepsilon_k$;
- din (3.96) se calculează R_E ; rezultă $U_{Ex} = I_{Ex} R_E$ și

$$P_{Ex} = \frac{I_{Ex}(U_{Ex} + \Delta U_E)}{\eta_E} \quad (4.34)$$

unde ΔU_E este căderea de tensiune în contactul prin inel iar η_E - randamentul excitatoarei.

- se compară valoarea pierderilor P_{Ex} în înfășurarea de excitație cu cea stabilită din repartiția pierderilor în mașină, P_E din (2.1); dacă $|P_{Ex}-P_E| > \varepsilon_{pk}$ se calculează:

$$J_{Ef} = \frac{\frac{\eta_E P_E}{I_{Ex}} - \Delta U_E}{S [N_E l_{SE} + (\mathcal{L} + k_{Dm}) D_m]} \quad (4.35)$$

iar cu $J_E = \frac{1}{2}(J_E + J_{Ef})$ se repetă calculul lui R_E , U_{Ex} , P_{Ex} și J_{Ef} pînă cînd $|P_{Ex}-P_E| \leq \varepsilon_{pk}$;

- se inițializează α_r (și k_g) pentru a calcula h_{j1} cu (3.69) și solicitările magnetice B_{z1} și B_{j1} cu (3.60) și (3.67);

- din curba de magnetizare, prin interpolare parabolică, se determină H_{z1} , H_{j1} precum și coeficienții polinoamelor din (3.62), (3.84) (a se vedea schema logică a subrutinei HB, din Anexa 6) cu care se determină U_{Hz1} și U_{Hj1} din (3.85);

- din (3.75) se calculează $U_{H\delta}$;

- se determină ϕ_r cu (3.79) și (3.80) și β_p cu (3.78);

- din curba de magnetizare se determină H_p și g_{or}, g_{1r} și g_{2r} (3.81), cu care se determină U_{Hp} din (3.85);

- din (3.86) cu (3.73), cunoscînd toate dimensiunile geometrice și solicitările magnetice (cu excepția jugului rotoric), rezultă U_{Hj2} ;

- se calculează

$$k_{sf} = \frac{U_{Hz1} + U_{Hj1} + U_{Hj2} + U_{Hp}}{U_{H\delta}} \quad (4.36)$$

- dacă $|k_{sf} - k_s| > \varepsilon_{ks}$, pentru $k_s = \frac{1}{2}(k_s + k_{sf})$ se determină α_r din curba $\alpha_r = f(k_s)$, prin interpolare liniară¹;

- se repetă calculul lui h_{j1} , al solicitărilor magnetice, al tensiunilor magnetice și al lui k_{sf} , pînă cînd $|k_{sf} - k_s| \leq \varepsilon_{ks}$;

- se calculează

$$H_{j2} = \frac{4pU_{Hj2}}{\pi(D - 2h_p - 2\delta)} \quad (4.37)$$

- din curba de magnetizare rezultă B_{j2} iar din (3.82) se determină h_{j2} ;

- se calculează greutatea și costul mașinii;

In acest mod se calculează toate mașinile care rezultă din combinațiile de valori ale mărimilor variabile.

Se compară valoarea mărimii criteriale (greutate sau cost) a mașinii calculate cu a precedentei și se rețin, de fiecare dată, toate datele mașinii mai bune; după epuizarea valorilor mărimilor variabile se obține optimul general.

Se impune această cale de căutare a optimului, deoarece metoda de calcul prezentată conține un număr mare (11) de mărimi variabile supuse optimizării și multe condiții restrictive (programul principal și subrutinele PAR și TRAP cuprind 23

¹ Funcția $\alpha_r = f(k_s)$ după [21] poate fi exprimată analitic sub forma:

$$\frac{1}{\alpha_r} = 0,8779706 - 0,6685071e^{-1,0187965 \cdot k_s}$$

condiții restrictive); în aceste condiții metodele numerice existente conduc la calcule laborioase (timp de calcul exagerat de mare), cu riscul ca optimul matematic să fie în afara domeniului de existență a mărimilor supuse optimizării.

Crestătură trapezoidală, înfășurare de excitație de secțiune nedreptunghiulară (mașini de putere mică, mașini cu număr mic de poli, $p \leq 4$). În sistemul de ecuații stabilit pentru determinarea dimensiunilor geometrice, relațiile: (3.24), (3.69) și (3.98) se înlocuiesc cu:

$$\lambda_c = \frac{K_7 t}{2N^2} - \frac{\alpha \delta}{b_4 + 0,8\delta} - \frac{D}{l} K_{8t} - \frac{K_9 t}{l} \quad (3.27)$$

$$\lambda_c = k_{Cu} \frac{h_1}{3b_n} + k_k \left(\frac{2h_2}{b_2 + b_3} + \frac{2h_3}{b_3 + b_4} + \frac{h_4}{b_4} \right) + \frac{\Delta s}{4b_\Delta} \quad (3.9)$$

$$R_{dm} = K_{14} l D^2 h_c \frac{D + h_c - K_{15} t (b_1 + b_{o1})}{(D + \frac{2}{3} h_c - K_{16} t b_1 - 2k_{16} t b_{o1})} + K_{16} D^2 \left(\frac{D + 2h_c}{h_{j1}} + 1 \right) \quad (3.71)$$

$$\operatorname{tg} \alpha_p = \frac{2\Delta k^b_k + \frac{\Delta}{\cos \alpha_p}}{D - 2\delta - 2h_p} \quad (3.99)$$

iar în relațiile (3.86) și (3.89) se introduce $b_c = \frac{1}{3}(b_1 + 2b_{o1})$.

În consecință, algoritmul de calcul se completează cu:

- după determinarea lui D și l se verifică $|k_{esf} - k_{es}| \leq \varepsilon_k$;
- se calculează crestătura trapezoidală, conform § 4.1;

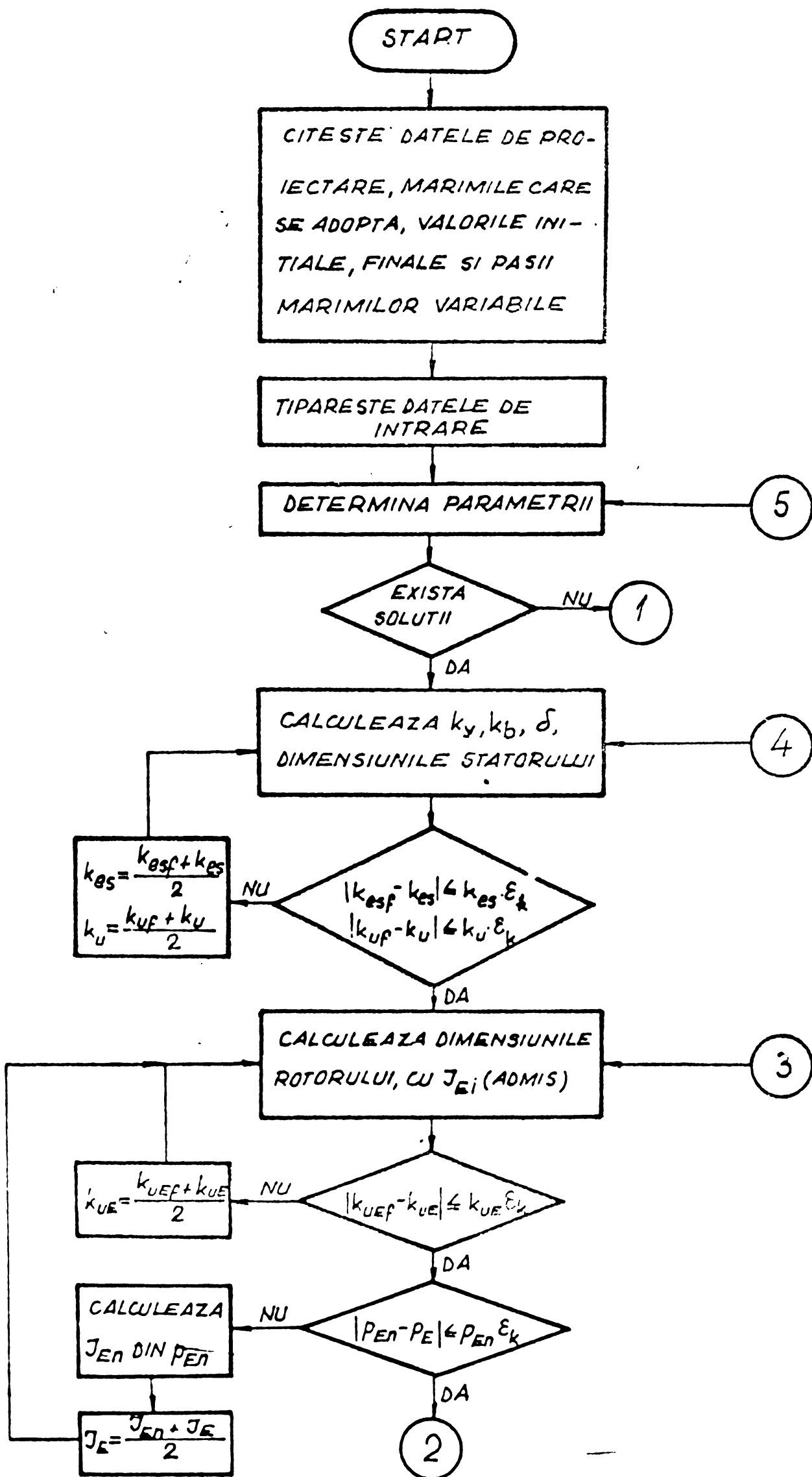
În continuare algoritmul de calcul este cel descris în cazul precedent (se calculează k_g , I_{Ex} , etc), cu substituțiile menționate mai sus.

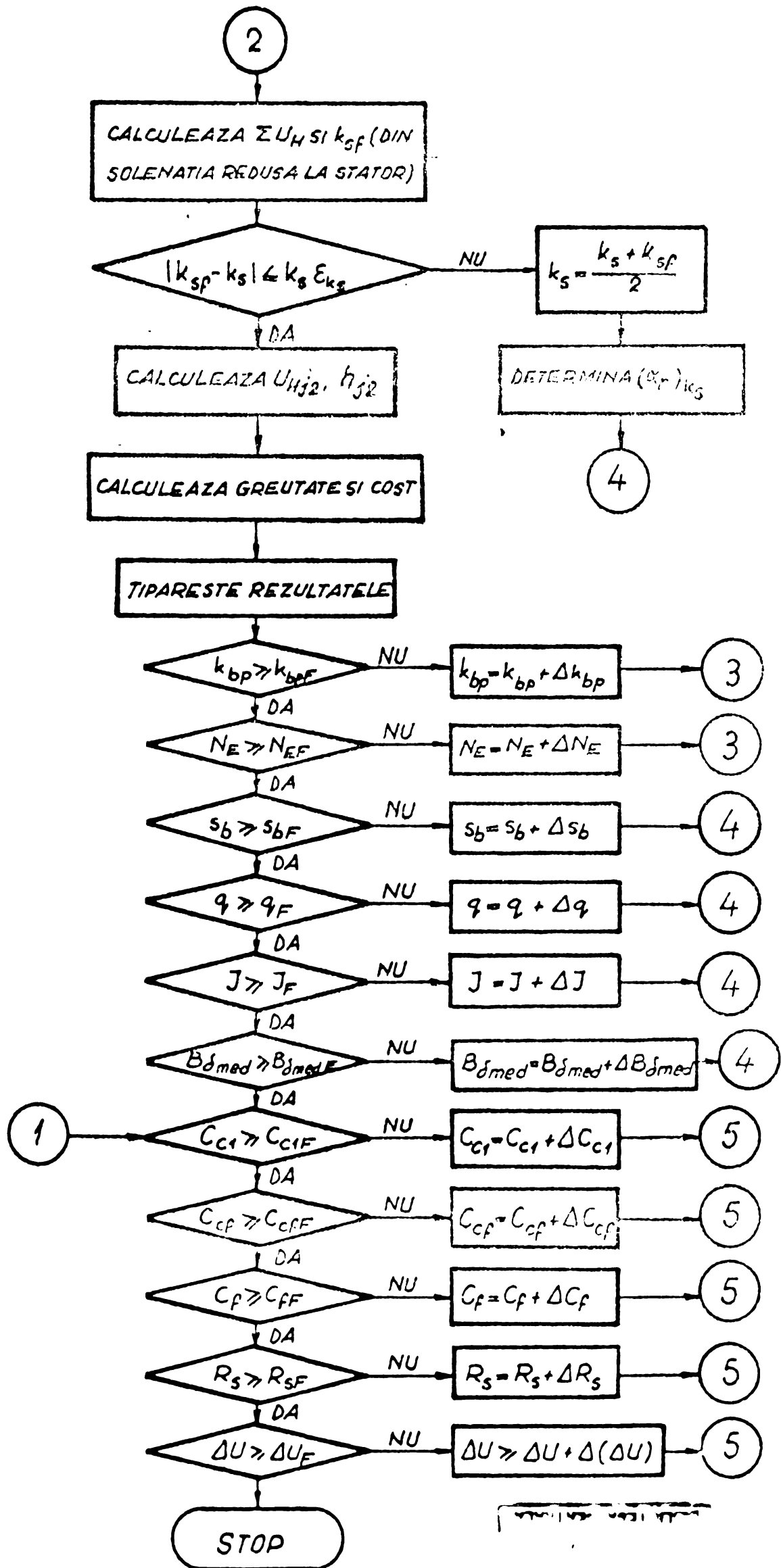
Pe baza algoritmului de calcul prezentat, s-a întocmit schema logică a programului principal, descrisă în Anexa 1.

4.4. Organigrama metodei de proiectare

Algoritmul de calcul descris în paragraful precedent este prezentat în mod sintetic în organigrama din fig.4.2.

FIG. 4.1. ORGANIGRAMA METODEI DE PROIECTARE





Prin Δk_{bp} , ΔN_E , Δs_b , Δq , ΔJ , $\Delta B_{\delta med}$, ΔC_{cl} , ΔC_{q^*} , ΔC_f , ΔR_s și $\Delta(\Delta U)$ s-au notat rațiile cu care se modifică valorile mărimilor variabile; indicele F se referă la valoarea finală a mărimii variabile respective.

5. UTILIZAREA PROGRAMULUI SI INTERPRETAREA REZULTATELOR

5.1. Introducerea datelor

In programul de calcul se introduc 80 mărimi reale și 35 mărimi întregi. Mărimile reale cuprind:

- a) datele de proiectare;
- b) mărimi a căror valoare se adoptă;
- c) mărimi pentru care se admit valori inițiale (ulterior se verifică și se corectează aceste valori).

Curba de magnetizare, respectiv $\alpha_r = f(k_s)$ (inluse la punctul b) se introduc sub forma a patru tablouri de variabile. Privind tabloul care conține 24 de valori ale inducției magnetice, care se citesc câte 16, respectiv 8 pe o cartelă, în formatul F5.1; în fig.5.1a este prezentată prima cartelă de date.

Tabloul următor cuprinde 3 linii a câte 24 variabile corespunzătoare valorilor intensității câmpului magnetic în dintele statoric, jugul statoric și rotor (se utilizează aceeași curbă de magnetizare pentru pol și jugul rotoric). Cele 72 de valori ale intensității câmpului magnetic se citesc câte 8 pe o cartelă, în formatul F10.0 (In fig.5.1b este prezentată o asemenea cartelă).

Ultimele două tablouri conțin câte 32 de variabile - valorile lui α_r , respectiv k_s . Se citesc printr-o singură instrucție, de pe 6 cartele; primele două cartele conțin 17, respectiv 15 elemente, în formatul F 4.1 iar pe celelalte 4 cartele se înregistrează câte 8 elemente în formatul 8F9.1 (fig.5.1c).

Celelalte mărimi reale se citesc câte una pe cartelă, în formatul E 10.0; în fig.5.1c și d sînt prezentate două exemple .

Mărimile de tip întreg cuprind variabilele supuse optimizării, respectiv mărimile de comandă, specificate în § 5.2. Mărimile întregi se introduc câte una pe cartelă, în formatul I10, conform fig.5.1f.

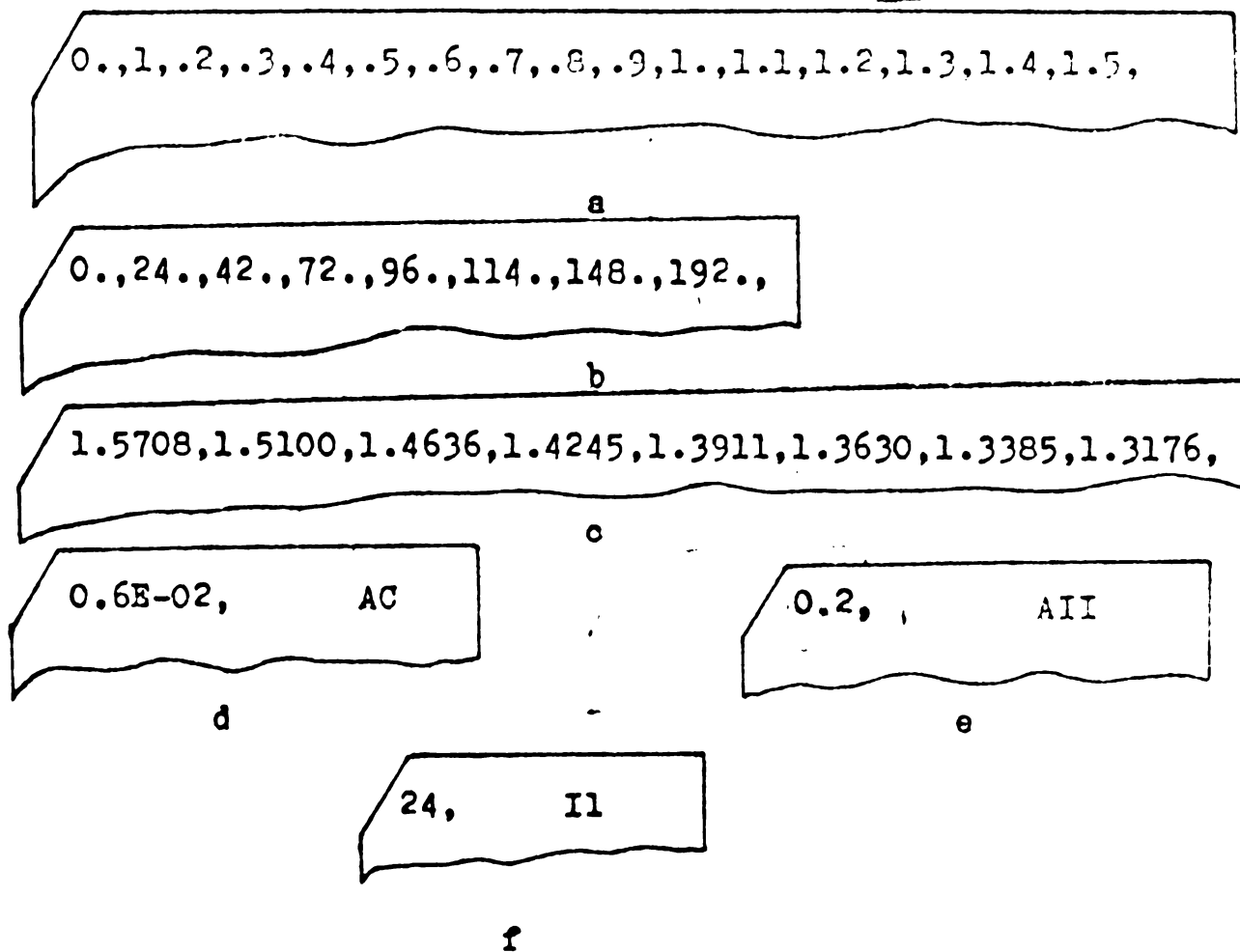


Fig.5.1.Exemple de cartele de date:a-valorile inducției magnetice; b-valorile intensității câmpului magnetic; c- valorile factorului de saturație , k_s ; d și e- mărimi reale; f- mărime întreagă.

Completarea datelor de intrare se face în ordinea prezentată în tabelul 5.1 (Primele 80 sînt mărimi reale; începînd cu I1 sînt mărimi întregi).

TABELUL 5.1

Nr.crt.	1	2	3	4	5	6	7	8	9			
Date de intrare	BB(24)	HH(24.3)	SKA(32)	AK(32)	AC	AII	AL	ALRI	B4R			
Nr.crt.	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
Date de intrare	B4S	BC	BS	CB	CC	CD	CSF	DB	DBC	DBK	DBP	DC

TABELUL 5.1 (continuare)

Nr.crt.	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33
Date de intrare	DELIZ	DELS	DH	DICE	DIZ	DJ	DP	DSP	DU	EL	EP3	EPIEK
Nr.crt.	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	
Date de intrare	EPK	EPK1	EPRS	EPSK	EPX	FR	GMC	GMF	H2	H3	H4	
Nr.crt.	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54		
Date de intrare	HT	JEI	K1T	K2T	KCU	KDM	KEP	KESI	KFEL	KFE2		
Nr.crt.	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	
Date de intrare	KFEP	KK	KUEI	KUI	M1	PI	PO	POJ	Q	QCE	QEL	
Nr.crt.	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	
Date de intrare	RAN	RANE	RBT	RLTMAX	RLTMIN	RO	RTD	S	SKI	UL	VC1	
Nr.crt.	77	78	79	80	81	82	83	84	85			
Date de intrare	VC2	VF1	VFJ2	VFP	II	IBDMF	IBDMI	IBDMR	ICCLF			
Nr.crt.	86	87	88	89	90	91	92	93	94			
Date de intrare	ICCLI	ICCLR	ICCF	ICCFI	ICCFR	ICFF	ICFI	ICFR	IJP			
Nr.crt.	95	96	97	98	99	100	101	102	103			
Date de intrare	IJI	IJR	IKBPF	IKBPI	IKBPR	IQCF	IQCI	IQCR	IRSF			
Nr.crt.	104	105	106	107	108	109	110	111	112	113		
Date de intrare	IRSI	IRSR	IVUF	IVUI	IVUR	NEF	NEI	NER	NP	TCR		
Nr.crt.	114	115										
Date de intrare	TM	TQ										

5.2. Stabilirea valorilor numerice ale mărimilor de intrare¹

a) date de proiectare:

COF (cos φ) - factorul de putere;

FR (f) - frecvența;

M1(m) - numărul de faze;

NP(p) - numărul de perechi de poli;

RAN(η) - randamentul;

S (S) - puterea aparentă;

UL(U_L) - tensiunea la borne, de linie.

¹ Se utilizează notațiile din programul de calcul; în paranteză sînt trecute notațiile din text.

b) mărimi care se adoptă:

AC(a_b) - distanța dintre două capete de bobine alăturate; valoarea numerică, în funcție de tensiune este dată în [14.II p.87]. După [44.p.27 fig.17], pentru $U_L \leq 2$ kV, $a_b = 2$ mm; pentru $U_L > 2$ kV, $a_b =$ valoarea numerică a tensiunii de linie $\times 10^{-6}$.

AL(α) - factorul de scoperire polară; $\alpha = 0,55 + 0,8$, [52.II. p.156].

AK(32) - tabloul de variabile prin care se introduc în ordinator valorile lui α_r din curba $\alpha_r = f(k_g)$. În tabelul 3.2 se dă $\alpha_r = f(k_g)$, [după 44. p.78].

BE(24) - tabloul de variabile corespunzător valorilor inducției magnetice din curba de magnetizare.

B4S(b_4) - deschiderea creștăturii statorice trapezoidale semînchise; obișnuit $b_4 = 2,5 + 4$ mm¹.

B4R(b_{4r}) - deschiderea creștăturii rotorice (în care este plasată înfășurarea de amortizare); $b_{4r} = 3 + 4$ mm.

BS(b_g) - lățimea unui canal de ventilație; $b_g = 10$ sau 15 mm, [39 p.45].

BO(B_0) - inducția magnetică de referință; $B_0 = 1$ T sau 1,5T (a se vedea PO și POJ).

CB ($c_b = \frac{b_1}{b_c}$) - raportul dintre lățimea maximă (în dreptul penei) și lățimea creștăturii statorice dreptunghiulare.

CD(C_d) - factorul de reducere a solenității de reacție în inductor; în [16 p.338 fig.5.29] sînt date valorile lui C_d în funcție de b_p/τ .

DB(Δ) - distanța minimă dintre înfășurările de excitație de pe doi poli alăturați; $\Delta = 10 + 40$ mm (crește cu p și cu puterea mașinii).

1 Proiectantul alege forma creștăturii; pentru mărimile care nu intervin în cazul considerat, se introduce valoarea zero.

DBC(Δ_{bc}) - grosimea izolației (inclusiv jocul) din creștătura statorică dreptunghiulară, după lățime. In [60 p.282 și p. 288] se dau grosimile elementelor componente ale izolației din creștătura statorică pentru tensiuni pînă la 500 V, pînă la 3,3 kV și 3,3 + 24 kV.

DBK(Δ_k) - grosimea minimă a înfășurării de excitație, în cazul secțiunii pentagonale a înfășurării de excitație ($p < 4$);

$$\Delta_k = 5 + 10 \text{ mm.}$$

DBP(Δ_{bcuE}) - grosimea izolației înfășurării de excitație după lățimea polului. In [60 p. 323 fig. 269] și [46 p.232 fig. 97] se indică grosimile izolației polilor și a înfășurării de excitație.

DC (d_o) - diametrul conductorului elementar izolat, din creștătura statorică trapezoidală; STAS 8516/2-73, [în 22.II. p.332-334].

DELIZ(Δ_{iz}) grosimea izolației de la baza creștăturii; a se vedea DBC.

DELS(Δ_s) - grosimea izolației dintre staturi; a se vedea DBC.

DH(Δ_{hc}) - grosimea izolației din creștătura statorică (dreptunghiulară), după înălțime, inclusiv jocul, înălțimea pozei și a gîtului creștăturii, exclusiv izolația conductoarelor elementare; a se vedea DBC.

DICE(Δ_{ice}) - grosimea izolației conductorului elementar statoric, dreptunghiular; [22.II.p.124, 125].

DIZ(d_{iz}) - lungimea părții drepte a conductorului care iese din creștătură; după [39.p.211], d_{iz} = valoarea numerică a tensiunii de linie $\times 10^{-5}$.

DJ(Δ_j) - jocul între conductori; $\Delta_j = 0,1 \text{ mm.}$

DP(Δ_p) - grosimea izolației înfășurării de excitație

DPS- grosimea izolației polului sub talpa polară (în cazul când înfășurarea de excitație are o secțiune pentagonală). A se vedea DBP.

DSP(Δ_{sp})- grosimea izolației spirei înfășurării de excitație; a se vedea DBP.

DU(ΔU_g) - căderea de tensiune în contactul perie inel;
 $\Delta U_g = 2V$, [46.p.267] .

EL(l') - lungimea axială a unui pachet de tole statorice.
 $l' = 40 + 70$ mm.

EP - eroare admisibilă relativă, în calcule iterative. Pe baza gradării erorilor absolute în desfășurarea calculelor, s-au stabilit (și s-au verificat prin numeroase aplicații) următoarele valori pentru erorile relative admise în diferitele etape ale programului de calcul:

EP3=1.10⁻³ - la rezolvarea ecuației de gradul 3;

EPIEK=5.10⁻⁴ - la determinarea curentului din înfășurarea de excitație;

EPK=1.10⁻² - la verificarea unor coeficienți ¹;

EPK1=3.10⁻² - idem;

EPRS=5.10⁻⁴ - la determinarea coeficientului de supraîncălzire statică;

EPSK=1.10⁻² - la determinarea coeficientului de saturație;

EPX=5.10⁻⁴ - la determinarea parametrilor;

GMC(γ_{Cu})- masa specifică a cuprului, $\gamma_{Cu}=8,9 \cdot 10^3$ kg/m³;

GMF(γ_{Fe})- masa specifică a fierului, $\gamma_{Fe}=7,8 \cdot 10^3$ kg/m³;

H2(h₂) - grosimea izolației de sub pană, în creștătura statorică; a se vedea DBC;

H3(h₃) - înălțimea locașului de pană; a se vedea DBC;

¹ Erori relative de ordinul 10⁻² se explică prin faptul că valoarea acestora rezultă din împărțirea erorilor absolute (a căror valoare crește cu ordinea de succesiune a calculelor) cu mărimi subunitare.

$H_4(h_4)$ - înălțimea gîtului creștăturii statorice; a se vedea DBC.

HH(24,3) - tabloul de variabile alcătuit din valorile intensității cîmpului magnetic din curba de magnetizare; al doilea indice are valoarea: 1 - pentru dinți; 2- pentru jugul statoric; 3- pentru pol și jugul rotoric.

HT(h_t) - înălțimea tălpii polare; se alege prin comparație cu mașini executate, ținînd seama de prezența sau absența înfășurării de amortizare.

K_{1T}, K_{2T} (K_{1t}, K_{2t}) - coeficienți ce intervin în expresia lungimii capătului de bobină, în cazul mașinilor mici, cînd înfășurarea este plasată în creștături trapezoidale; $K_{1t} = 0,47 + 0,52$; $K_{2t} = 0,02 + 0,025$ pentru $d_0 \leq 1,25$ mm; $K_{2t} = 0,025 - 0,03$ pentru $d_0 > 1,25$ mm.

K_{CU}(k_{Cu}), K_K(k_k) - coeficienți prin care se ține seama de scurtare în expresia permeanței de calcul a creștăturii. În [39 p.50 fig. 63] sînt reprezentate valorile acestor coeficienți în funcție de raportul dintre deschiderea bobinei și pasul polar; în cazul înfășurării într-un singur strat, $k_{Cu} = k_k = 1$.

K_{DM}(k_{Dm}) - coeficient ce intervine în expresia lungimii legăturii dintre înfășurarea de excitație și inelele colectoare; $k_{Dm} = 1 + 1,3$, în funcție de distanța inele colectoare - poli.

K_{EP} (k_{ep}) - raportul dintre lungimea axială a tălpii polare și cea a miezului feromagnetic statoric (inclusiv canalele de ventilație). După [52.I.p.178], $k_{ep} < 1$ pentru a micșora pierderile prin curenți turbionari din fețele frontale ale indusului; $k_{ep} = 0,98 + 1$.

K_{FE} - factor de umplere; K_{FE1}(k_{Fe1}) - a miezului feromag-

netic statoric ; $KFE2 (k_{Fe2})$ - a jugului rotoric; $KFEP(k_{Fep})$ - a polului. In tabelul 5.2 sînt date valorile lui k_{Fe} în funcție de grosimea tolei. In cazul fierului masiv, $k_{Fe}=1$.

TABELUL 5.2

Grosimea tolelor /mm/	0,35	0,5	1	1,5	2
k_{Fe}	0,9	0,92	0,95	0,96	0,97

$PO (p_o)$ - pierderile specifice în dinții statorici la inducția B_o

$$p_o = v_{10} \cdot k_z \quad (5.1)$$

v_{10} sînt pierderile specifice date de firma constructoare iar k_z - coeficient de prelucrare; $k_z=1,25 + 2$.

$POJ (p_{oj})$ - pierderile specifice în jugul statoric la inducția B_o

$$p_o = v_{10} \cdot k_j \quad (5.2)$$

k_j ține seama de faptul că în jug are loc o remagnetizare în câmp învîrtitor, de neuniformitatea cîmpului magnetic din jug și de schimbarea structurii materialului, datorită prelucrării; $k_j = 1,9 + 5$.

$Q (k_q)$ - raportul dintre valorile inductivității principale a fazei statorice cînd axa înfășurării coincide cu axa q , respectiv axa d a rotorului. In [16.p.330 fig.5.18] sînt reprezentate valorile lui k_q în funcție de b_p/τ ; se consideră întrefier variabil sub talpa polară.

$QCE (q_{ce})$ - secțiunea conductorului elementar statoric (dreptunghiular, neizolat); STAS 2873-68. Valoarea lui q_{ce} se poate modifica după o primă rulare, dacă este necesar, din cauza rotunjirii lui n_{ce2} la un număr întreg.

QEL - valoarea maximă admisibilă a secțiunii conductorului înfășurării de excitație executată într-un singur strat; în acest caz, bobinele de excitație se execută din benzi de Cu

neizolat cu lăţimea maximă de 75 mm şi cu grosimea pînă la 10 mm, [46.p.232].

RANE(η_E) - randamentul excitatoarei; depinde de sistemul de excitaţie adoptat. Dacă înfăşurarea de excitaţie este alimer-tată de la o sursă separată, $\eta_E=1$. Dacă excitatoarea este o maşină de curent continuu, randamentul acesteia poate fi majorat cu 0,5-1% , comparativ cu maşinile de curent continuu obişnuite (motoare sau generatoare). In cazul convertoarelor, randamentul transforaa-torului η_T este cu 0,5 + 1 mai mic decît în regim sinusoidal (prin această reducere a randamentului se poate ţine seama şi de randamentul circuitului de comandă); căderea de tensiune pe ti-ristoare se poate evalua sub forma:

$$\eta_t = \frac{U_{nt} - \Delta U_t}{U_{nt}} \quad (5.3)$$

unde U_{nt} este tensiunea nominală a tiristorului; ΔU_t - căderea de tensiune pe tiristor; n_t - numărul de tiristoare înseriate.

Rezultă:

$$\eta_E = \eta_T \eta_t \quad (5.4)$$

RLT (l/τ) - raportul dintre lungimea miezului feromag-netic statoric şi pasul polar; RLTMAX - valoarea maximă; RLTMAX = 1,5 + 5 ; RLTMIN - valoarea minimă; RLTMIN = 0,5 + 2. RLT creşte cu numărul de poli şi cu puterea maşinii. In [22.p.243 fig.113] se indică domeniul valorilor uzuale pentru l_1/τ .

RO(ρ_{75}) - rezistivitatea cuprului la 75°C ; $\rho_{75}=2,1603 \cdot 10^{-8} \Omega m$.

RTD(τ_{OD}/τ_0) - raportul dintre pasul crestăturii înfăşu-rării de amortizare şi pasul crestăturii statorice. Se recomandă ca τ_{OD} să fie apropiat de τ_0 ; RTD=0,9+1,2 , [22.p.258] .

SKA(32) - tabloul de variabile alcătuit din valorile fac-torului de saturaţie. k_s ; a se vedea AK(32).

c. mărimi pentru care se admit valori inițiale (ulterior se verifică și se corectează aceste valori):

AI1 - valoare inițială pentru a_1 , tangenta unghiului de înclinare a capetelor de bobină față de generatoare. a_1 intervine în calculul lungimii conductorului, la înfășurarea în două straturi (relația (3.5) și tabelul 3.1); $a_1 = 0,2 + 0,6$. Valoarea lui a_1 crește cu numărul de poli și cu puterea mașinii.

ALRI - valoarea inițială a raportului dintre valoarea maximă și medie a inducției în întrefier; după [44 p.78], $\alpha_{r1} = 1,4$ corespunzător unui factor de saturație $k_{s1} = 0,34$.

JBI - valoarea inițială a densității de curent în înfășurarea de excitație; după [41.p.213], $j_{B1} = (2,5 + 5) \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$.

KESI - valoarea inițială a coeficientului prin care se ține seama de canalele de ventilație statorice; $k_{es1} = 0,85$.

KUEI - valoarea inițială a factorului de umplere a spațiului dintre poli; $k_{uE1} = 0,8$.

KUI - valoarea inițială a factorului de umplere a creștăturii statorice; $k_{u1} = 0,4$.

RBT - valoarea inițială a raportului dintre lățimea dintelui și pasul creștăturii, în cazul creștăturii trapezoidale; $b_{z1}/\tau_c = 0,55 + 0,7$, [22.p.254].

SKI - valoarea inițială a factorului de saturație; a se vedea ALRI.

d) mărimi variabile.

Pentru a stabili limitele de variație și pașii pentru mărimile supuse optimizării sînt necesare următoarele precizări.

Mașina optimă se determină prin două rulări; prin prima rulare se localizează zona în care sistemul de ecuații admite soluții, ținînd seama de condițiile restrictive impuse din considerente fizice. În acest scop se stabilesc limitele mărimilor variabile, prin comparație cu mașini executate (neavînd sens

alegerea altor valori în afara limitelor fixate), iar pașii se aleg astfel, încât o mărime să ia 3-4 valori în intervalul considerat.

Pentru a doua rulare se restrâng limitele mărimilor variabile în zona în care s-au obținut soluții, în apropierea mașinii celei mai ușoare sau celei mai ieftine și se reduc pașii de variație utilizați la prima rulare.

Pe baza celor de mai sus, limitele mărimilor variabile, pentru prima rulare, sînt indicate în tabelul 5.3.

e) mărimi de comandă

Prin intermediul acestor mărimi, proiectantul introduce în program precizările de mai jos:

TCR- forma creștăturii statorice :

TCR =1 creștătură dreptunghiulară;

TCR =2 creștătură trapezoidală.

TM - criteriul de optimizare:

TM=1 greutatea materialelor active;

TM=2 costul materialelor active.

TQ - tipul înfășurării statorice:

TQ=0 înfășurare fracționară;

TQ=1 înfășurare întreagă.

5.3. Interpretarea rezultatelor.

Programul de calcul, scris în FORTRAN , în simplă precizie a fost verificat pentru hidrogenatoarele cu datele de proiectare din tabelul 5.4.

TABELUL 5.3.

Valori orientative pentru limitele mărimilor variabile, în cazul primei rulări a programului de calcul.

Nr. crt.	Mărimea variabilă		Limitele	Notarea limitelor în program și valorile acestora.	
	Notare în text	Notare în program			
0	1	2	3	4	5
1. $B_{\delta med}$	BDM	Valoarea medie a inducției în întrefier, [T]	0,65-1	IBDMI=65; IBDMP=100	
2. C_{ol}	CCL	Coefficientul de pierderi în înfășurarea indusă, din pierderile în cupru	0,4 -0,6	ICCL=40; ICCIF=60	
3. C_{cf}	CCF	Coefficientul de pierderi în fier și cupru, din pierderile totale	0,4-0,6	ICCFI=40; ICCFP=60	
4. C_f	CF	Coefficientul de pierderi în fier, din pierderile totale	0,12-0,25	ICFI=12; ICFF=25	
5. J	J	Densitatea curentului statoric, [A/m ²]	$3 \cdot 10^6 - 4 \cdot 10^6$	IJI=30; IJF=40	
6. k_{bp}	KBP	Coefficient prin care se ține seama de faptul că lățimea înfășurării de excitație poate depăși semidiferența dintre lățimea tălpilor polare și lățimea corpului polului	1 + 1,3	IKRPI=11; IKBPP=13	
7. N_E	NE	Numărul de spire ale înfășurării de excitație. La mașinile mari, cu înfășurare de excitație într-un singur strat, $N_E/2p = 32+42$; la mașinile mici (până la 50 kVA), $N_E/2p = 700+900$.	(0,5+1,5) N_E	KBI; NKF.	

TABELUL 5.3. (continuare)

0	1	2	3	4	5
8.	q	QC	Numărul de creștături pe pol și fază; înfășurări fracționare	$1 \frac{1}{2p} + (4 - \frac{1}{2p})$	IQCI ¹ ; IQCF
			înfășurări întregi	3 + 7	IQCI=3; IQCF=7
9.	R _g	RSI	Coefficientul de supraîncărcare statică	1,5 + 4	IRSI=15; IRSF=40
10.	s _b	SB	Numărul de spire ale unei bobine sta- torice	3 + 10	ISBI=3; ISBF=10
11.	Δu	VU	Variația tensiunii la borne, raportată la tensiunea nominală.	0,18 + 0,5	IVUI=18; IVUF=50

¹ Valorile pentru IQCI și IQCF (în cazul înfășurărilor fracționare) se obțin înmulțind cu p limitele lui q.

TABELUL 5.4.

Nr. ort.	Puterea aparentă MVA	Tensiunea de linie kV	Frecvența Hz	cos	Nr. de faze	Nr. de perechi de poli	Randament
1.	185	15,75	50	0,9	3	8	0,985
2.	190	15,75	50	0,9	3	42	0,985
3.	90	15,75	50	0,9	3	5	0,97
4.	70	10,5	50	0,9	3	16	0,97
5.	62	10,5	50	0,9	3	16	0,98
6.	25	10,5	50	0,9	3	18	0,9
7.	4,5	6,3	50	0,9	3	22	0,95
8.	0,875	0,5	50	0,9	3	4	0,85

Pentru a ilustra modul de lucru cu programul elaborat și pentru a analiza rezultatele obținute, se prezintă un exemplu de calcul - hidrogeneratorul de 185 MVA, din tabelul 5.4.

Materialele din care se construiește mașina:

a) miezul feromagnetic statoric: tolă silicioasă laminată la rece, de grosime 0,5 mm, cu pierderile specifice: $p_0 = 0,935$ W/kg în direcția laminării și $p_{0j} = 1,44$ W/kg în direcție perpendiculară pe direcția laminării. Curba de magnetizare e dată ordinatorului sub formă de tablou: pentru inducții cuprinse între 0 și 2,3 T sînt date valorile intensității cîmpului magnetic în dinte, respectiv în jugul statoric.

b) miezul feromagnetic rotoric: OL 38 sub formă de tole de 2 mm grosime. Curba de magnetizare e aceeași pentru pol și jugul rotoric deoarece permeabilitatea magnetică e aceeași în toate direcțiile; valorile intensității cîmpului magnetic, împreună cu cele din dintele și jugul statoric, formează un tablou cu 3 coloane (dinte, jug și rotor).

c) înfășurările: cupru electrolitic cu $\rho_{75} = 2,1603 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$

Valorile numerice ale mărimilor de intrare, stabilite conform § 5.2, sînt tipărite în lista mărimilor de intrare, din programul de calcul, anexat lucrării. Semnificația notațiilor utilizate în programul de calcul este prezentată în aceeași anexă.

În tabelul 5.5 sînt indicate limitele și pașii de variație ale mărimilor variabile, supuse optimizării.

TABELUL 5.5

Mărimea variabilă	I rulare		II rulare	
	Limitele	Pasul	Limitele	Pasul
Δu	0,25-0,45	0,1	0,33-0,37	0,02
R_g	2-3,5	0,5	2,9 -3,1	0,2
C_f	0,14-0,22	0,04	0,1 -0,16	0,02
C_{of}	0,55-0,45	0,05	0,48-0,52	0,02
C_{cl}	0,5 -0,4	0,1	0,37-0,41	0,02
$B \delta_m^{[T]}$	0,8 -0,85	0,05	0,825-0,875	0,025
$J [A/m^2]$	$(3,2-4)10^6$	$0,4 \cdot 10^6$	$(3,5-3,8) \cdot 10^6$	$0,1 \cdot 10^6$
q	$1 \frac{1}{8} - 3 \frac{7}{8}$	$\frac{1}{4}$	$2 \frac{5}{8} - 3 \frac{7}{8}$	$\frac{1}{4}$
N_B —	640 - 640	320	640 - 640	320

Listingerile obținute prin cele două rulări sînt anexate. Prima rulare a durat 13 min.19 sec. și au rulat 240 mașini; în tabelul 5.6 sînt prezentate primele 10 soluții în ordine crescătoare a greutateii materialelor active precum și mașina cea mai grea. A doua rulare a programului de calcul a durat 18 min.44 sec. și sînt tipărite numai mașinile cu o greutate $G < 200$ t (132 mașini). Tabelul 5.7 conține primele 10 mașini, cele mai ușoare, determinate prin a doua rulare; mașina cea mai ușoară are greutatea materialelor active cu 18,79% mai mică decît mașina optimă obținută din prima rulare.

În tabelul 5.8 sînt trecute, pentru comparație, dimensiunile geometrice și greutatea materialelor active ale hidrogene-

Extras din rezultatele obținute prin prima rulare

TABELUL 5.6.

Nr. crt.	Δu	R_B	C_f	C_{cf}	C_{cl}	$B_{\delta med}$ [T]	J [λ/m^2]	q	G [t]	Obs.
1.	0,35	3	0,14	0,5	0,4	0,85	$3,6 \cdot 10^6$	$2 \frac{5}{8}$	224,0783	Mașina cea mai ușoară
2.				0,45			$3,2 \cdot 10^6$	$2 \frac{7}{8}$	226,296	
3.				0,55		0,8	$4 \cdot 10^6$	$2 \frac{5}{8}$	235,8956	
4.				0,45		0,85	$3,2 \cdot 10^6$		241,3684	
5.						0,8		$3 \frac{1}{8}$	250,4617	
6.				0,5			$3,6 \cdot 10^6$	$2 \frac{5}{8}$	250,6279	
7.				0,45			$3,2 \cdot 10^6$	$2 \frac{7}{8}$	255,193	
8.				0,5			$3,6 \cdot 10^6$	$3 \frac{7}{8}$	258,8618	
9.				0,45			$3,2 \cdot 10^6$	$3 \frac{3}{8}$	259,8982	
10.								$3 \frac{5}{8}$	261,982	
11.	0,45	0,25	0,18	0,45	0,4	0,8	$4 \cdot 10^6$	$1 \frac{1}{8}$	1792,526	Mașina cea mai grea

TABELUL 5.7.

Zona mașinilor optime determinate prin a doua rulare

Nr. crt.	Δu	R_B	C_f	C_{cf}	C_{cl}	$B_{\delta med}$	$[T]$	J [A/m^2]	q	G^t	$C_f^{[milier]}$	Obs.
1.	0,35	3	0,1	0,52	0,39	0,825	$3,7 \cdot 10^6$	$3 \frac{5}{8}$		181,9826	4459,496	Mașina cea mai ușoară
2.	0,37	2,9			0,37	0,875				162,4056	4053,537	Mașina cea mai ieftină
3.					0,37	0,85	$3,6 \cdot 10^6$			182,4229	4195,986	
4.					0,39	0,825	$3,7 \cdot 10^6$			182,6715	4366,595	
5.					0,37		$3,5 \cdot 10^6$			183,2297	4364,85	
6.		3		0,5	0,39	0,85	$3,6 \cdot 10^6$	$3 \frac{7}{8}$		184,7967	4369,249	
7.	0,35			0,52		0,825	$3,7 \cdot 10^6$			185,2537	4381,497	
8.				0,5			$3,5 \cdot 10^6$			185,4136	4543,255	
9.	0,33	3,1		0,52			$3,7 \cdot 10^6$			185,5251	4572,146	
10.	0,37	2,9				0,85	$3,6 \cdot 10^6$			185,5433	4273,504	

ratorului de 185 MVA (proiectat la CCSITEN Reșița) și varianta optimă, obținută cu programul elaborat, pentru aceleași date de proiectare. Se constată o reducere cu 32,881% a greutății materialelor active, la mașina optimă, (comparativ cu mașina proiectată la CCSITEN Reșița).

TABELUL 5.8.

Simbol	S e m n i f i c a ț i e	Valoare numerică, [m]	
		Proiect CCSITEN	Mașina optimă
b_o	lățimea creștăturii statorice	0,023	0,02477
b_k	lățimea corpului polului	0,52	0,36762
b_p	lățimea tălpii polare	0,65	0,53129
D	diametrul interior al statorului	4,6	3,8655
	întrefierul în axa polului	0,035	0,025541
h_o	înălțimea creștăturii statorice	0,1763	0,10166
h_{j1}	înălțimea jugului statoric	0,3182	0,17874
h_{j2}	înălțimea jugului rotoric	0,395	0,17128
h_k	înălțimea corpului polului	0,275	0,36742
h_p	înălțimea tălpii polare	0,355	0,45242
L	lungimea axială a pachetelor de tole ale miezului feromagnetic statoric	2,066	2,3687
L_a	lungimea axială a miezului feromagnetic statoric, inclusiv canalele de ventilație	2,45	2,8287
L_p	lungimea axială a piesei polare	2,21	2,7843
G	greutatea materialelor active [t]	271,13569	181,9826

5.4. Optimizări parțiale

Pe baza programului elaborat pentru calculul mașinii optime din punct de vedere al greutății (sau al costului) materialelor

active, s-au determinat curbele de variație a greutateii materialelor active în funcție de câte o mărime supusă optimizării. Rezultatele sînt prezentate în tabelele 5.9 - 5.13 respectiv în fig. 5.2 - 5.6 (pentru hidrogenatorul de 185 MVA, pentru care s-a efectuat calcul de optimizare).

TABELUL 5.9.

Greutatea materialelor active în funcție de densitatea curentului statoric, pentru 3 valori ale inducției în întrefier

Δu	R_s	C_f	C_{of}	C_{cl}	$B_{\delta med}$ [T]	J [A/m ²]	q	G [t]						
0,35	3	0,14	0,45	0,4	0,85	3,2.10 ⁶	2 $\frac{3}{8}$	274,0792						
						3,3.10 ⁶		289,2927						
						3,4.10 ⁶		306,4325						
						3,5.10 ⁶		325,9966						
						3,6.10 ⁶		348,0869						
						3,7.10 ⁶		373,4345						
						3,8.10 ⁶		403,4957						
						3,9.10 ⁶		439,833						
						4.10 ⁶		486,4459						
						<hr/>								
						0,9							3,4.10 ⁶	276,3339
													3,5.10 ⁶	291,8289
													3,6.10 ⁶	309,8768
3,7.10 ⁶	331,0376													
3,8.10 ⁶	354,7689													
3,9.10 ⁶	382,7371													
4.10 ⁶	416,8359													
<hr/>														
0,95						3,6.10 ⁶	280,4629							
						3,7.10 ⁶	297,5971							
						3,8.10 ⁶	316,6926							
						3,9.10 ⁶	338,6112							
						4.10 ⁶	364,8201							

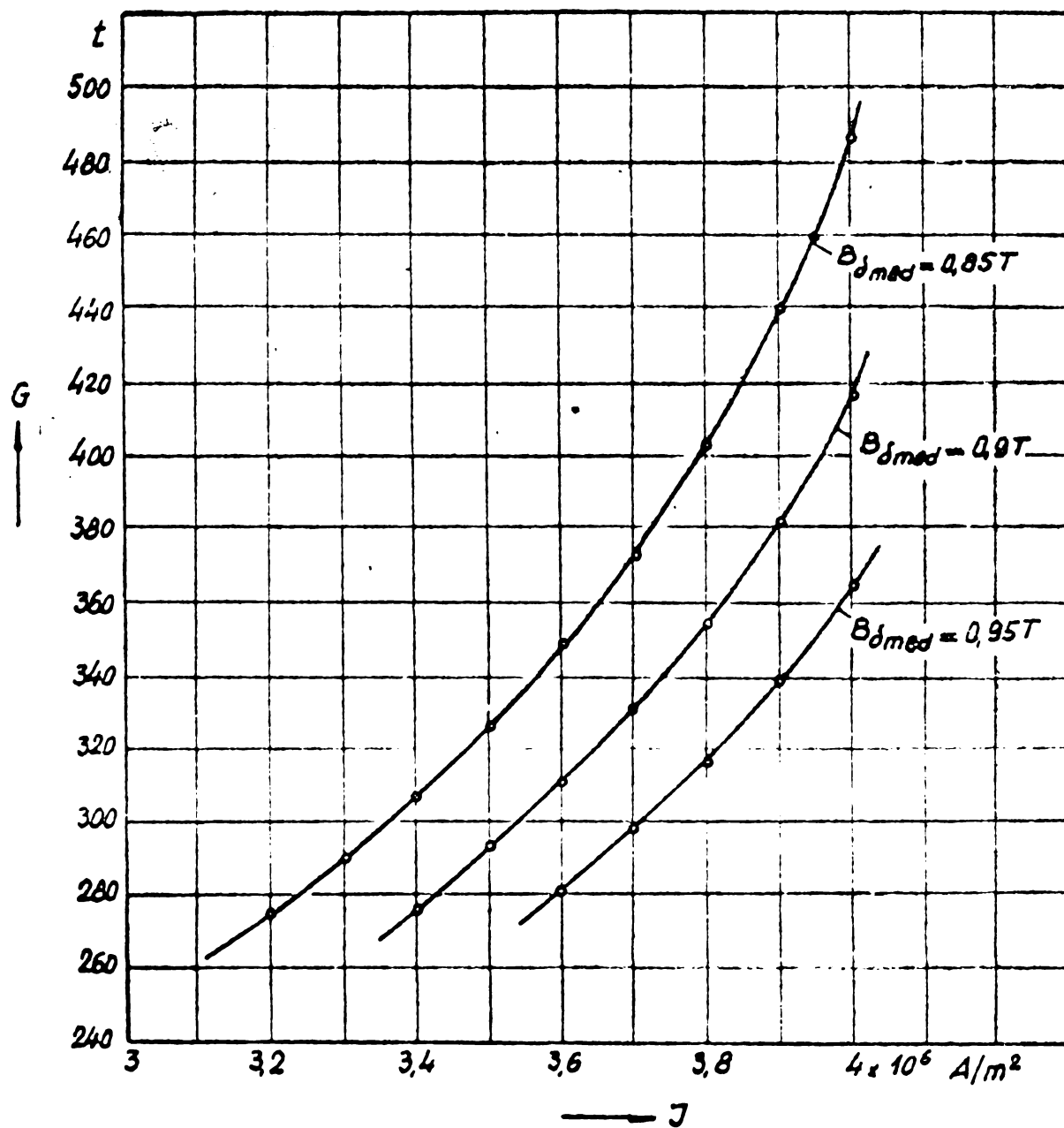


Fig.5.1. Greutatea materialelor active in functie de densitatea curentului statoric, pentru 3 valori ale inducției în întrefier.

TABELUL 5.10

Greutatea materialelor active în funcție de valoarea medie a inducției în întrefier, pentru 3 valori ale densității curentului

Δu	R_s	C_f	C_{cf}	C_{ol}	$B_{\delta med}$ [T]	J [A/m ²]	q	G [t]
0,35	3	0,14	0,45	0,4	0,75	$3,4 \cdot 10^6$	2 $\frac{7}{8}$	367,6796
					0,775			338,8624
					0,8			314,0427
					0,825			293,0418
					0,85			274,289
					0,875			258,1862
					0,9			244,2138
					0,75	$3,5 \cdot 10^6$	409,995	
					0,775		374,2825	
					0,8		343,9301	
					0,825		318,6096	
					0,85		296,2769	
					0,875		277,720	
					0,9		261,523	
					0,925	247,1759		
					0,775	$3,6 \cdot 10^6$	422,6294	
					0,8		381,7357	
					0,825		349,4826	
					0,85		323,0919	
					0,875		300,9517	
					0,9		281,5859	
0,925	265,4592							
0,95	251,0689							

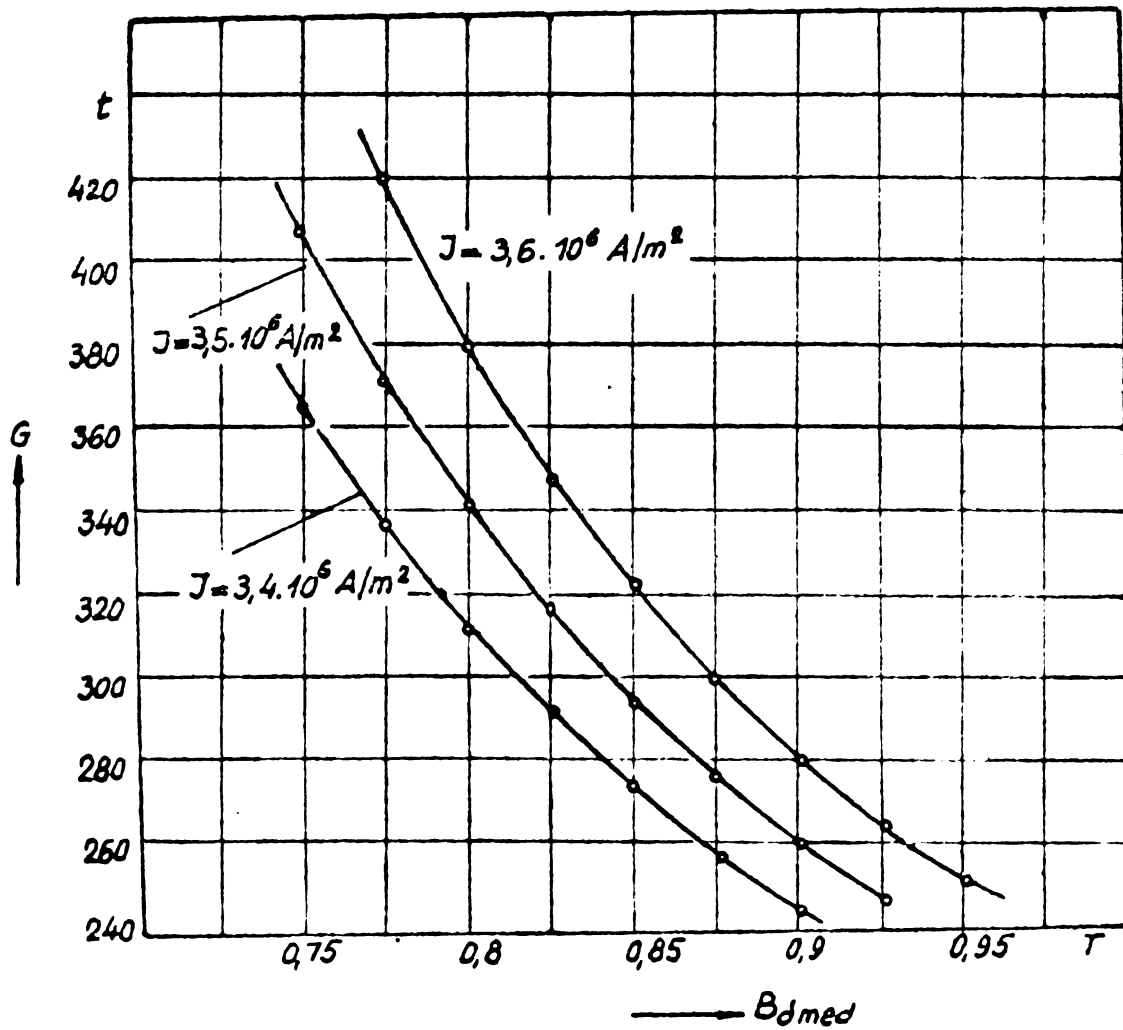


Fig.5.2. Greutatea materialelor active în funcție de valoarea medie a inducției în întreg, pentru 3 valori ale densității curentului statoric.

TABELUL 5.11.

Greutatea materialelor active în funcție de coeficientul pierderilor în fier, pentru 2 valori ale inducției în întregul fier

Δu	R_s	C_f	C_{cf}	C_{cl}	B_{fmed} [T]	J [A/m ²]	q	G [t]
0,35	3	0,1	0,5	0,4	0,8	$3,8 \cdot 10^6$	$2 \frac{7}{8}$	245,9137
		0,11						250,0201
		0,12						256,7851
		0,13						266,3953
		0,14						278,7017
		0,15						294,6873
		0,16						315,6031
		0,17						343,979
		0,18						391,2542
								<hr/>
		0,12			0,85			228,6343
		0,13						236,0044
		0,14						245,2187
		0,15						257,4809
		0,16						273,8311
		0,17						293,6265
		0,18						323,752
		0,19						370,6644

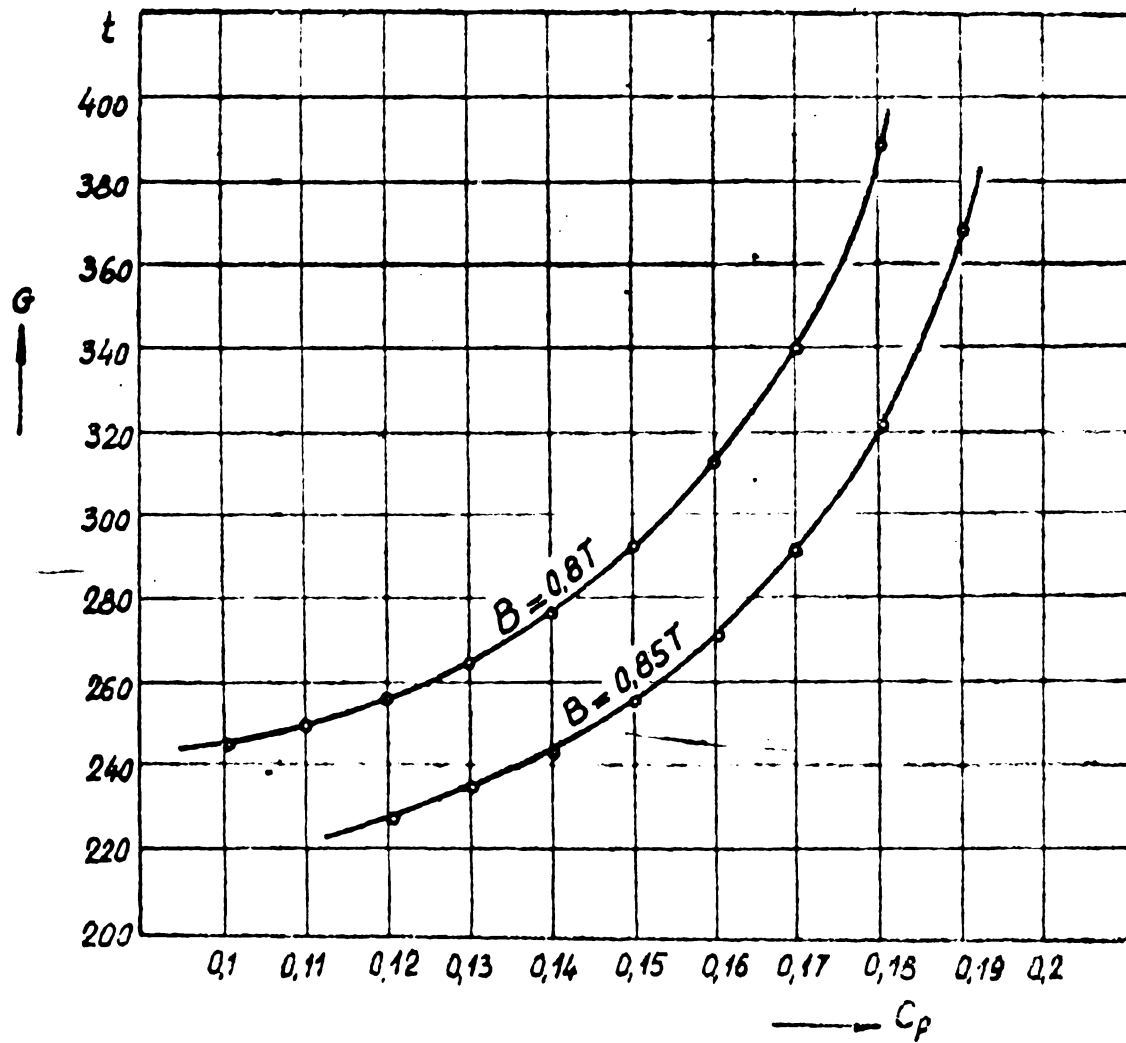


Fig.5.3. Greutatea materialelor active in functie de coeficientul pierderilor in fier, pentru 2 valori ale inducției in intrefier.

TABELUL 5.12.

$G=f(C_{cf})$ - parametrii: q și C_f

Δu	R_B	C_f	C_{cf}	C_{cl}	$B_{\sigma_{med}} [T]$	$J [A/m^2]$	q	$G [t]$						
0,35	3	0,14	0,45	0,4	0,85	$3,6 \cdot 10^6$	$2 \frac{3}{8}$	348,0869						
			0,46					332,6959						
			0,47					300,1622						
			0,48					281,7664						
			0,49					266,6093						
			0,45					$2 \frac{7}{8}$	323,0919					
			0,46				292,175							
			0,47				268,3885							
			0,48				249,2828							
			0,49				233,6763							
			0,5				220,8633							
			0,16						0,45				$2 \frac{3}{8}$	400,2405
									0,46					361,468
									0,47					331,1006
									0,48					307,4399
									0,49					287,0849
									0,5					270,0906
									0,51				256,0489	
0,46	$2 \frac{7}{8}$	351,5894												
0,47		303,9801												
0,48		280,2879												
0,49		258,145												

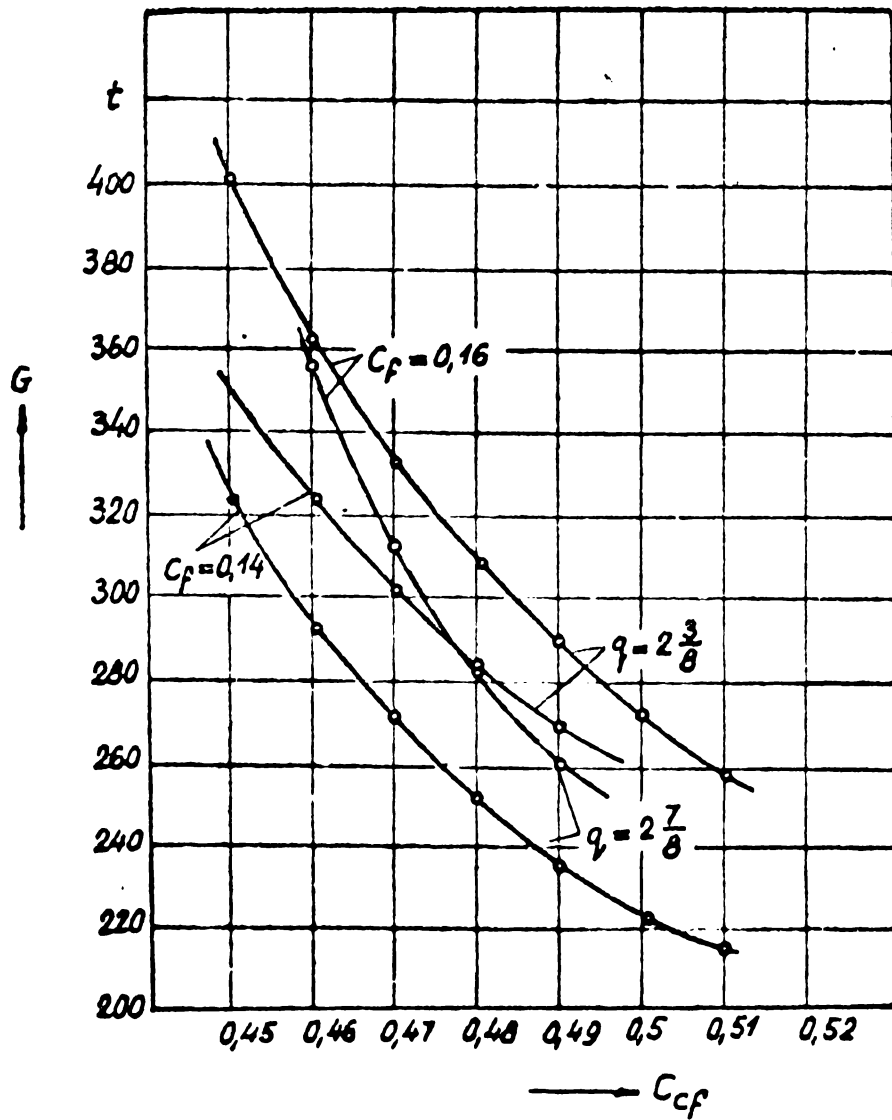


Fig.5.4. $G=f(C_{of})$ - parametrii: q și C_f .

TABELUL 5.13.a

$G = f(C_{cl})$ - parametrii: J și q

Δu	R_s	C_f	C_{cf}	C_{cl}	$B_{\delta_{med}} [T]$	$J [A/m^2]$	q	G [t]
0,35	3	0,14	0,45	0,4	0,8	$3,8 \cdot 10^6$	$2 \frac{3}{8}$	468,8314
				0,41				431,0399
				0,42				400,4791
				0,43				376,1036
				0,44				355,170
				0,45				366,4866
				0,46				320,6433
				0,47				305,577
				0,48				292,975
				0,49				282,696
				0,4			$2 \frac{5}{8}$	453,7757
				0,41				412,4519
				0,42				381,262
				0,43				356,7565
				0,44				385,4034
				0,45				317,312
				0,46				301,754
				0,47				287,6955
				0,48				275,191
				0,49				264,9914
0,41	$4 \cdot 10^6$	514,5047						
0,42		457,380						
0,43		416,6923						
0,44		385,99						
0,45		360,591						
0,46		339,6161						
0,47		322,201						
0,48		306,255						
0,49		292,3288						
0,5		279,9034						

TABELUL 5.13.b

$G=f(C_{cl})$, parametrii: C_{cf}

Δu	R_s	C_f	C_{cf}	C_{cl}	$B_{\delta_{med}} [T]$	$J [A/m^2]$	q	$G [t]$
0,35	3	0,14	0,45	0,4	0,8	$3,9 \cdot 10^6$	$2 \frac{5}{8}$	515,6219
				0,41				455,2849
				0,42				414,5075
				0,43				383,3989
				0,44				358,1804
				0,45				337,9041
				0,46				319,4867
				0,47				303,6663
				0,48				290,375
				0,49				277,8027
				0,5				267,4824
			0,5	0,4				311,1558
				0,41				294,2787
				0,42				278,9048
				0,43				266,1824
				0,44				254,0707
				0,5				244,4499

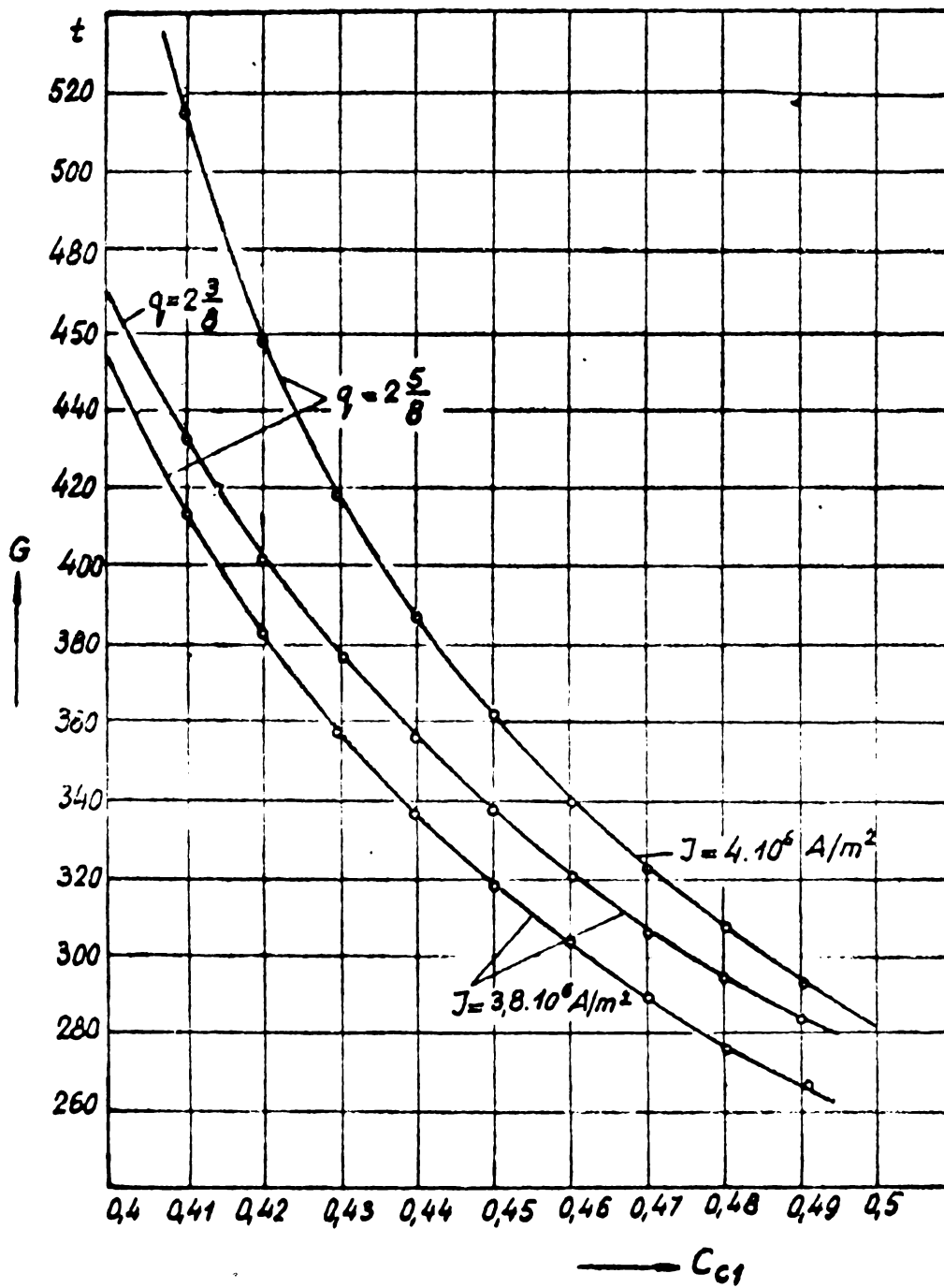


Fig.5.5.a. $G=f(C_{c1})$ - parametrii: J și q .

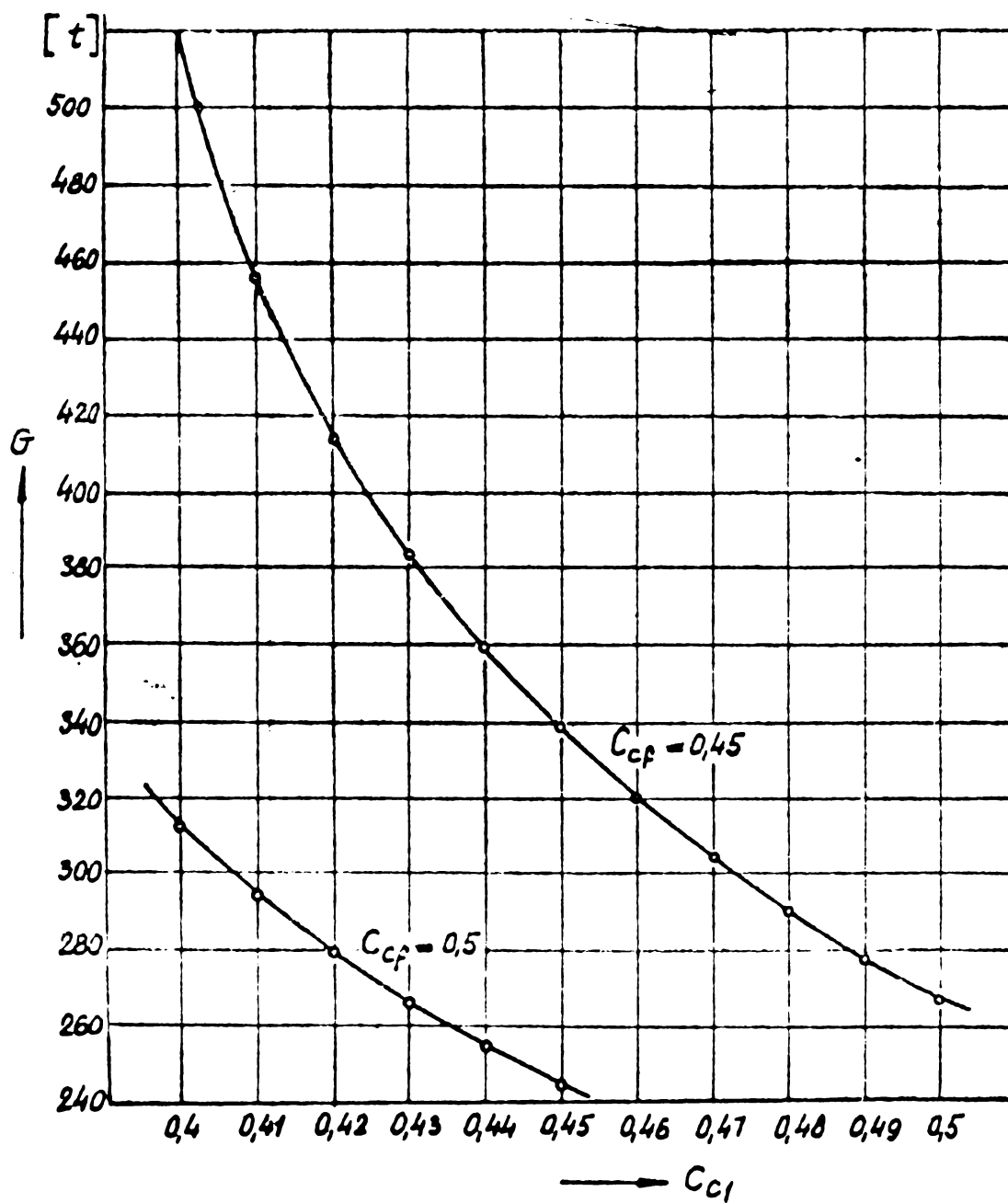


Fig.5.5.b. $G = f(C_{c1})$ - parametriz. C_{cf} .

Din tabelele și graficele prezentate rezultă că, dacă se modifică valoarea doar a uneia din mărimile supuse optimizării, celelalte fiind menținute constante, se poate urmări variația greutateii materialelor active în funcție de mărimea respectivă. Se constată următoarele:

a) Toate funcțiile analizate au o limită inferioară - valoarea greutateii corespunzătoare limitării mărimii de optimizat; aceasta este greutatea minimă.

b) Valoarea limită a mărimii variabile este determinată de condițiile restrictive din programul de calcul.

c) Greutatea minimă depinde de valorile celorlalte mărimi de optimizat, menținute constante.

d) Funcțiile reprezentate în fig. 5.2 - 5.6 concordă cu observațiile din proiectarea clasică privind influența variabilei respective asupra greutateii materialelor active. Astfel, conform fig.5.2 greutatea G a materialelor active crește dacă se măjorează valoarea densității J a curentului statoric; la ceilalți parametri impuși (performanțe, solicitări magnetice, pierderi, rezistențe) creșterea lui J determină reducerea lungimii mașinii (pentru a menține la valoarea impusă, rezistența din relația 3.2), ori, la flux magnetic constant, aceasta înseamnă creșterea diametrului mașinii din cauza majorării înălțimii jugurilor. În consecință, cu creșterea lui J se reduce greutatea cuprului statoric, dar creșterea greutateii fierului fiind preponderentă, determină majorarea greutateii materialelor active.

Reducerea lui G datorită creșterii valorii medii a inducției în întrefier (fig.5.3), la pierderi în fier impuse, se justifică prin micșorarea greutateii fierului. Greutatea cuprului nu se modifică deoarece pierderile în înfășurări, rezistențele și solicitările electrice sînt impuse.

Fig. 5.4. ilustrează faptul că greutatea fierului crește cu majorarea pierderilor în fier, la o inducție în întrefier impusă. (din aceleași considerente ca și în cazul precedent, greutatea cuprului nu se modifică).

Dacă se majorează pierderile în înfășurări (fig.5.5) la ω impus, se reduce secțiunea cuprului statoric (a se vedea relațiile (2.20) și (3.2)). Deoarece în rotor, solicitarea electrică J_B depinde liniar de pierderile în înfășurarea de excitație (relația 4.36) secțiunea cuprului rotoric nu se modifică. La pierderi în fier și solicitări magnetice constante, greutatea fierului nu se modifică. Prin urmare, greutatea materialelor active scade cu creșterea pierderilor în înfășurări datorită reducerii greutății cuprului statoric.

Influența parametrului q din fig.5.5 se explică prin faptul că, la înfășurări în bare, q determină valoarea lui N iar creșterea numărului de spire pe fază, la tensiune de borne, pierderi, rezistențe, solicitări electrice și magnetice impuse, înseamnă reducerea dimensiunilor principale ale indusului din cauza reducerii fluxului magnetic. În consecință, cu creșterea lui q se reduce greutatea fierului statoric; greutatea cuprului nu se modifică deoarece pierderile în înfășurări, rezistențele și solicitările electrice sînt constante.

Conform fig. 5.6.a și b. greutatea materialelor active scade cu creșterea pierderilor în înfășurarea statorică, la pierderi în înfășurări impuse. Ca și în cazul precedent, se reduce greutatea cuprului statoric. Micșorarea pierderilor în înfășurarea de excitație determină creșterea greutății cuprului rotoric (după cum rezultă din relația 4.36., scade J_B , prin urmare crește secțiunea și deci volumul și greutatea cuprului rotoric). La pierderi în fier, tensiune la borne, inducție în întrefier și număr de spire în înfășurarea statorică impuse, dimensiunile fie-

rului statoric nu se schimbă. Majorarea volumului de cupru rotoric, de același diametru interior al statorului, determină reducerea volumului de fier rotoric. În ansamblu, micșorarea greutateii cuprului statoric și a fierului rotoric sînt preponderente și determină reducerea greutateii materialelor active.

Nu s-au putut obține curbe de variație a lui G în funcție de Δu , respectiv R_g și q deoarece, din cauza condițiilor restrictive, în aceste cazuri nu a putut fi modificată cîte o singură mărime variabilă.

Pe baza celor de mai sus, datorită caracterului monoton al curbelor analizate se desprinde ideea ca, pentru determinarea mării optime, mărimilor variabile să li se atribuie valorile de graniță (obținute din optimizările parțiale).

Dacă se compară valorile de graniță ale mărimilor variabile cu valorile corespunzătoare optimului general obținut din cele două rulări (tabelul 5.6 și 5.7) se constată că, în ambele rulări, optimul general se obține pentru valori ale mărimilor variabile diferite de cele de graniță. După cum rezultă din optimizările parțiale, cînd o mărime variabilă are valoarea optimă, celelalte au valori diferite de valoarea de graniță corespunzătoare optimizării parțiale. Din acest motiv, pentru determinarea optimului general, mărimile variabile iau valori într-un domeniu limitat inferior sau superior de valoarea corespunzătoare optimului parțial.

În concluzie, curbele de variație a greutateii materialelor active în funcție de cîte o mărime supusă optimizării, constituie o verificare a programului de calcul elaborat. Cu toate că, curbele au un caracter monoton; valorile de graniță ale mărimilor variabile nu corespund optimului general, deoarece, din cauza condițiilor restrictive, sistemul de ecuații nu admite soluții dacă toate mărimile variabile au valoarea stabilită prin optimizarea parțială.

6. CONSIDERATII FINALE

Lucrarea de față și-a propus stabilirea unei metodici de calcul optimal al mașinii sincrone cu poli aparenti; criteriul de optimizare este greutatea sau costul materialelor active.

S-a elaborat o metodă de proiectare axată pe ideea: din datele de proiectare se determină parametrii corespunzători regimului staționar, iar cu aceștia dimensiunile geometrice; pentru o serie de mărimi considerate variabile, se obține un număr de mașini din care se alege mașina cea mai ieftină sau cea mai ușoară.

În acest sens, pe baza ecuațiilor mașinii sincrone cu poli aparenti, corespunzătoare regimului staționar, s-a stabilit un sistem de ecuații din care se determină parametrii mașinii. Relațiile dintre parametrii corespunzători regimului staționar și dimensiunile geometrice constituie un alt sistem de ecuații din care se determină dimensiunile geometrice; cu acestea se calculează greutatea și costul mașinii.

O serie de condiții restrictive, impuse din considerente fizice, determină domeniile de existență pentru mărimile variabile, supuse optimizării.

Metoda propusă se pretează calculului cu ordinatorul electronic. Se prezintă organigrama pe baza căreia s-a întocmit schema logică și programul de calcul.

Mașina optimă se determină prin două rulări pe ordinatorul electronic. În prima rulare se determină domeniul de existență al mărimilor supuse optimizării; la a doua rulare se restrâng limitele mărimilor variabile, în zona mașinii celei mai ieftine sau mai ușoare și se reduc pașii de variație utilizați la prima rulare.

S-a ales această cale de căutare a optimului, deoarece,

În cazul unui număr mare de mărimi variabile supuse optimizării și a unui număr mare de condiții restrictive, metodele numerice uzuale conduc la calcule laborioase, ce pretind un timp de calcul exagerat de mare, cu riscul ca optimul matematic să fie în afara domeniului de existență a mărimilor supuse optimizării.

Pe baza programului elaborat s-au determinat curbele de variație a greutatei materialelor active în funcție de câte o mărime supusă optimizării. Curbele obținute cu ajutorul ordinatului completează din punct de vedere cantitativ (prin exemplu numeric) și generalizează (pentru întreg domeniul de existență fizică a mărimilor supuse optimizării) observațiile din proiectarea clasică privind influența solicitărilor electromagnetice, respectiv a repartiției pierderilor din mașină asupra greutatei materialelor active.

Principalele rezultate ale lucrării sînt următoarele:

1. S-au dedus relații care permit ca, din datele de proiectare judicios stabilite, să se calculeze parametrii electrici ai mașinii sincrone, corespunzător regimului staționar.

2. S-a stabilit un sistem de ecuații pe baza căruia se determină dimensiunile geometrice ale hidrogenatoarelor cînd se cunosc parametrii corespunzător regimului staționar. În acest sens s-au considerat variabile o serie de mărimi supuse optimizării.

3. Pe baza celor de mai sus s-a elaborat o metodă de calcul optimal al hidrogenatoarelor, concretizată printr-un program de calcul pe ordinatorul electronic.

Prin elementele de originalitate prezentate, lucrarea rezolvă problema proiectării și optimizării mașinii sincrone cu poli aparenti, oferind un program de calcul pe ordinatorul electronic, ceea ce constituie un aport deosebit, la îndeplinirea proiectanților de mașini electrice. Considerăm că acesta este meritul

lucrării deoarece nu se cunoaște o asemenea metodă de calcul optimal al mașinii sincrone cu poli aparenti.

SEMNIIFICATIA NOTATIILOR UTILIZATE

- A - solenația specifică (valoare efectivă).
- a - numărul perechilor de căi de înfășurare.
- a_b - distanța dintre două capete de bobine alăturate.
- a_1 - tangenta unghiului de înclinare a capetelor de bobină față de generatoare.
- B - inducție magnetică; B_{j1} - în jugul statoric; B_{j2} - în jugul rotor; B_p - în pol; B_{z1} - în dinții statorici; B'_{z1} - ideală în dinții statorici; B_δ - valoarea maximă, în întrefier; $B_{\delta 1}$ - amplitudinea fundamentalei, în întrefier; $B_{\delta med}$ - valoarea medie, în întrefier; B_0 - de referință (pentru pierderile specifice).
- b - lățime; b_c - a creștăturii statorice dreptunghiulare; b_1 - idem, la nivelul penei.; b_2, b_3, b_4, b_Δ - a diferitelor porțiuni de creștătură trapezoidală; b_k - a corpului polului; b_p - a tălpii polare; b_g - a unui canal de ventilație; b_g'' - idem, considerată din punct de vedere magnetic.
- b_{4r} - deschiderea creștăturii înfășurării de amortizare.
- C - constanta mașinii.
- C_d - factorul de reducere a solenației de reacție în inductor.
- C - coeficient de pierderi; C_{c1} - înfășurarea indusă; C_{of} - în fier și cupru; C_f - în fier.
- C - costul materialelor active.
- D - diametrul interior al statorului.
- d_c - diametrul conductorului elementar izolat, din creștătura statorică.
- d_{1z} - lungimea părții drepte a conductorului care iese din creștătură.
- f - frecvență.
- G - masă; G_{Cu1} - a înfășurării statorice; G_{Cu2} - a înfășurării

rotorice; G_{Fe1} - a fierului statoric; G_{Fe2} - a fierului rotorice; G_{j1} - a jugului statoric; G_{j2} - a jugului rotorice; G_p - a polilor; G_{z1} - a dinților statorici; G - totală a materialelor active.

$\varepsilon_0, \varepsilon_1, \varepsilon_2$ - coeficienți ce intervin în aproximarea curbei de magnetizare printr-o parabolă.

H - intensitatea cîmpului magnetic; H_{j1} - în jugul statoric; H_{j2} - în jugul rotorice; H_p - în pol; H_{z1} - în dinții statorici.

h - înălțime; h_1, h_2, h_3, h_4 - a diferitelor porțiuni ale creștăturii statorice; h_c - a creștăturii statorice; h_{j1} - a jugului statoric; h_{j2} - a jugului rotorice; h_k - a corpului polului; h_p - a polului; h_t - a tălpii polare.

I - curentul statoric, de fază; I_d - componenta după axa d; I_q - componenta după axa q; I_0 - total redus la stator.

$I_E \sqrt{2}$ - curentul de excitație; $I_E^* = k_E I_E$ - redus la stator.

J - densitatea de curent; J - în înfășurarea statorică; J_E - în înfășurarea de excitație.

$K_1 + K_{44}$ - constante

k - factor; k_b - de zonă; k_y - de scurtare; k_s - de saturație; k_σ - de dispersie; k_δ - factor de întrefier; $k_{\delta 1}$ - corespunzător statorului; $k_{\delta 2}$ - corespunzător rotorului;

k - coeficient de umplere; k_{Fe1} - a fierului statoric; k_{Fe2} - a jugului rotorice; k_{Fep} - a polului; k_u - a creștăturii statorice; k_{uE} - a spațiului dintre poli

k_{ep} - raportul dintre lungimea axială a tălpii polare și cea a miezului feromagnetic statoric (inclusiv canalele de ventilație).

k_{dm} - coeficient de aproximare a lungimii legăturii dintre înfășurarea de excitație și inelele colectoare.

k_{bp} - coeficient de aproximare a lățimii înfășurării de excitație.

k_{es} - coeficient prin care se ține seama de canalele de ventilație

statoric

k_E - coeficient de reducere a curentului de excitație la înfășurarea statorică.

k_{e1} - raportul dintre lungimea pachetelor de tole statorice și lungimea ideală.

k_q - raportul dintre valorile inductanței L principale a fazei statorice când axa înfășurării coincide cu axa q respectiv d a rotorului.

L - inductanță; L_o - de dispersie a creștăturii; L_{cd} - de dispersie a capetelor de dinți; L_s - de dispersie a capetelor de bobine; L_{llhd}, L_{llhq} - principală a fazei statorice, când axa înfășurării respective coincide cu axa d , respectiv q ; L_{Elh} - mutuală dintre înfășurarea de excitație și faza L statorică, când axele celor două înfășurări sînt suprapuse.

l - lungime; l - lungime axială a pachetelor de tole ale miezului feromagnetic statoric; l' - a unui pachet de tole statorice; l_a - axială a miezului feromagnetic inclusiv canalele de ventilație; l_1 - ideală; l_p - axială a piesei polare; l_1 - a conductorului înfășurării statorice; l_s - medie a capătului de bobină; l_{sE} - medie a spirei înfășurării de excitație.

l - lungime a liniei de cîmp magnetic; l_g - în întrefior; l_{j1} în dintele statoric; l_{j1} - în jugul statoric; l_{j2} - în jugul rotoric; l'_p - în pol.

M - cuplu electromagnetic; M_n - nominal; M_{max} - maxim.

m - număr de faze.

N - număr de spire; N - ale fazei statorice; N_E - ale înfășurării de excitație

N_o - numărul de creștături statorice.

n - turația sincronă.

n_{ce2} - numărul de perechi de conductori elementari ai unei bare R obel.

- n_s - numărul canalelor de ventilație, din stator.
- P - puterea activă nominală.
- p - număr de perechi de poli.
- p_o - pierderi specifice; p_o - în dinți ; p_{oj} - în jug.
- p - pierderi; p_o - în înfășurări; p_{o1} - în înfășurarea indușă;
 p_g - în înfășurarea de excitație; p_{Fe} - în fier; p_{z1} - în dinții statorici; p_{j1} - în jugul statoric; p_{of} - în fier și cupru; p_t - totale.
- q - numărul de creștături pe pol și fază.
- q - secțiune; q_{ce} - a conductorului elementar statoric; q_{Cu} - a cuprului dintr-o creștătură.
- R - rezistența electrică a fazei statorice; R_{dm} - de reacție longitudinală; R_{qm} - de reacție transversală; R_d - sincronă longitudinală; R_q - sincronă transversală; R_{Em} - de excitație.
- R_E - rezistența înfășurării de excitație.
- R_s - coeficient de supraîncărcare statică; R_{s1} - valoare inițială; R_{sp} - când se ține seama de pierderi.
- S - puterea aparentă nominală; S_i - interioară.
- t - numărul de raze suprapuse în steaua t.e.m.
- U - tensiune electrică; U - de fază; U_L - de linie; U_E - la bornele înfășurării de excitație.
- U_e - tensiune electromotoare; U_e - a cîmpului rezultat; U_{eE} - a cîmpului inductor; U_{ead} - de reacție longitudinală; U_{eaq} - de reacție transversală.
- U_H - tensiune magnetică; $U_{H\delta}$ - în întrefier; U_{Hj1} - în jugul statoric; U_{Hj2} - în jugul rotoric; U_{Hz1} - în dintele statoric; U_{Hp} - în pol.
- v - costul unității de masă; v_{Cu1} - a cuprului statoric; v_{CuE} - a cuprului rotoric; v_{Fe1} - a fierului statoric; v_{j2} - a fierului din jugul rotoric; v_p - a fierului polar.
- X - reactanța fazei statorice; X - de dispersie; X_{dm} - de reac-

- ție longitudinală; X_{qm} - de reacție transversală; X_d - sincron longitudinală; X_q - sincronă transversală; X_{Em} - de excitație.
- $Y = \cos \varphi_{ok}$.
- y - deschiderea bobinei, în creștături.
- Z - impedanța fazei statorice; Z_{dm} - de reacție longitudinală; Z_{qm} - de reacție transversală; Z_d - sincronă longitudinală; Z_q - sincronă transversală; Z_{Em} - de excitație.
- α - factorul de acoperire al pasului polar.
- α_r - raportul dintre valoarea maximă și medie a inducției în întregul fier.
- β , γ_d , γ_q - unghiuri de defazaj prin care se apreciază pierderile în fier și cupru.
- γ - măsură specifică; γ_{Cu} - a cuprului; γ_{Fe} - a fierului.
- Δ - distanța minimă între înfășurările a doi poli învecinați.
- Δ - grosimea izolației din creștătura statorică: Δ_{bc} - după lățime; Δ_{hc} - după înălțime; Δ_h - idem, exclusiv izolația conductoarelor elementare; Δ_{ice} - a conductorului elementar.
- Δ - grosimea izolației înfășurării de excitație: Δ_{bcuE} - după lățimea polului; Δ_{hcuE} - după înălțimea polului; Δ_p - idem, exclusiv izolația spirelor; Δ_{sp} - a spirei.
- Δ_j - jocul dintre conductori.
- Δ_k - grosimea minimă a înfășurării de excitație, de secțiune pentagonală.
- ΔU - variația tensiunii la borne; Δu - în % din tensiunea nominală.
- δ - întrefierul în axa polului.
- ε - eroarea admisă;
- ε_s - scurtarea deschiderii bobinei, în număr de creștături.
- η - randament; η - al mașinii sincrone; η_E - al excitatoarei.
- θ - solenație.
- φ_o - unghi de sarcină; φ_{ok} - critic.
- Λ - permeanța magnetică; Λ_k - a corpului polului; Λ_p - a tălpii

polare.

λ - permeanță de calcul; λ_c - a crestăturii; λ_{cd} - a capetelor de dinți; λ_s - a capetelor de bobină.

$\lambda = \frac{l_1}{\tau}$ - raportul dintre lungimea ideală a mașinii și pasul polar.

μ - permeabilitate magnetică; μ_0 - a aerului.

ρ - rezistivitatea electrică a cuprului.

σ_s - efortul tangențial aparent.

τ - pasul polar.

τ_c - pasul crestăturii; τ_{c1} - statorice; τ_{c2} - rotorice.

δ - flux fascicular de reacție, prin spira statorică.

φ - unghi de defazaj între tensiunea de borne și curentul fazei statorice.

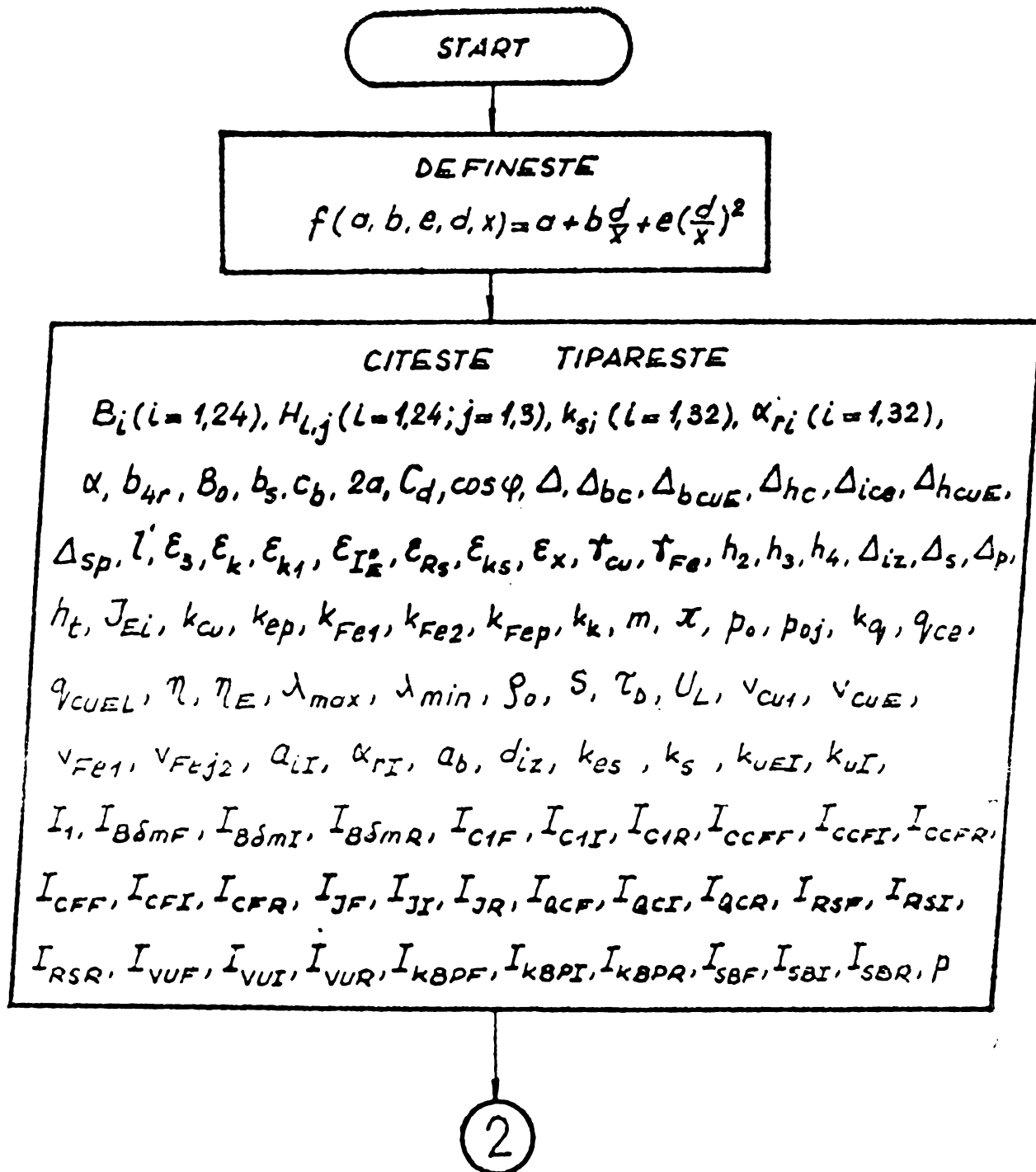
ψ - flux; ψ_{E1d} - principal produs de înfășurarea de excitație care înălțăie faza 1 statorică; ψ_{11nd} - principal propriu al fazei 1 statorice când axe înfășurării coincide cu axa d.

$\psi = \psi_0 + \varphi$ - unghi de defazaj.

Ω - viteza unghiulară sincronă.

ω - pulsație.

SCHEMA LOGICA A PROGRAMULUI PRINCIPAL



2

$$U = U_L / \sqrt{3}$$
$$I = \frac{S}{mU}$$
$$\omega = 2\pi f$$
$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$$
$$K_2 = 2 d_{iz} + 0,6885$$
$$K_{31} = \frac{\alpha \cdot \pi}{2 \cdot p}$$
$$p = S \cdot \cos \varphi$$
$$P_t = \frac{1 - \eta}{\eta} \cdot p$$

30

$$I_{VU} = I_{VUI}, I_{VUF}, I_{VUR}$$

$$\Delta U = \frac{I_{VU}}{100}$$

30

$$I_{RS} = I_{RSI}, I_{RSF}, I_{RSR}$$

$$R_{si} = \frac{I_{RS}}{10}$$

30

$$I_{CF} = I_{CFI}, I_{CFF}, I_{CFR}$$

$$C_f = \frac{I_{CF}}{100}$$

3

3

$$P_{Fe} = C_f \cdot P_t$$

30
 $I_{CCF} = I_{CCFI}, I_{CCFF}, I_{CCFR}$

$$C_{cf} = I_{CCF} / 100$$
$$P_{cf} = C_{cf} \cdot P_t$$

30
 $I_{C1} = I_{C1I}, I_{C1F}, I_{C1R}$

$$C_{c1} = I_{C1} / 100$$
$$P_c = C_{c1} (C_{cf} - C_f) \cdot P_t$$
$$P_E = (1 - C_{c1}) (C_{cf} - C_f) \cdot P_t$$

PAR
($Z_{dm}, \cos \varphi, \epsilon_{IE}^*, \epsilon_{RS}, \epsilon_x, I_0, I_d, I_E^*, I_q, M, m, M_k, M_p, M_{pk}, \omega, \rho, P_c, P_{Fe}, \kappa_q, R, R_d, R_{dm}, R_{si}, R_q, R_{qm}, S, \text{tg} \delta_0, T_{ip}, U_{eE}, U_e, U, \Delta U, X, X_d, X_{dm}, X_q, X_{qm}, P, I$)

$T_{ip} \neq 0$ DA → 30

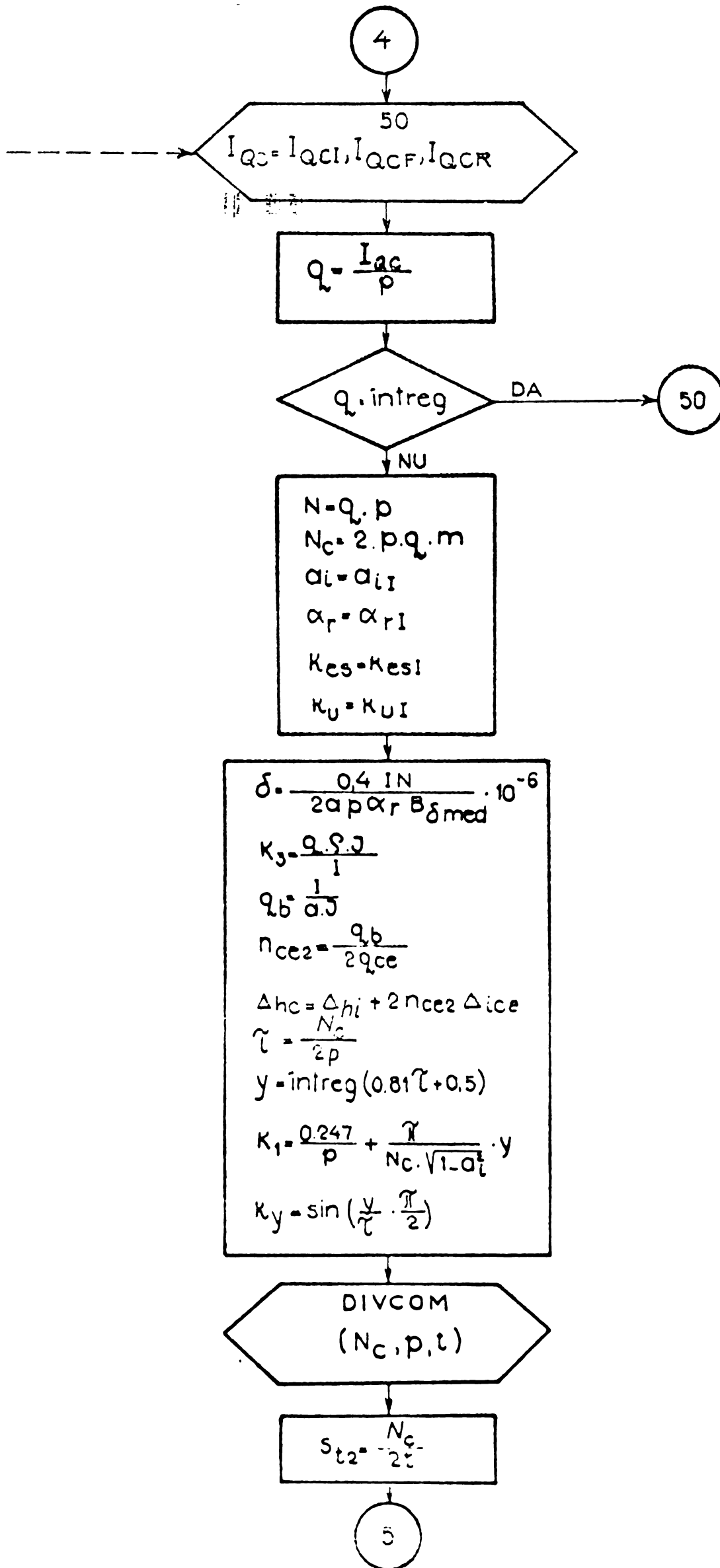
40
 $I_{B\delta m} = I_{B\delta mI}, I_{B\delta mF}, I_{B\delta mR}$

$$B_{\delta med} = \frac{I_{B\delta m}}{100}$$

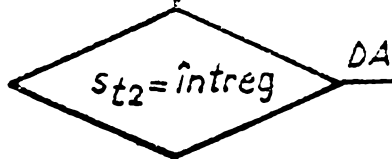
40
 $I_j = I_{jI}, I_{jF}, I_{jR}$

$$J = I_j \cdot 10^5$$

4



5



DA

NU

$$t' = \frac{t}{2}$$

$$k_b = \frac{t \sin \frac{\pi}{2m}}{p \cdot q \cdot \sin \frac{\pi t}{N_c}}$$

$$k_b = \frac{t \cdot \sin \frac{\pi}{2m}}{p \cdot q \cdot \sin \frac{\pi t'}{N_c}} \cdot \cos \frac{\pi t'}{N_c}$$

$$K_7 = \frac{2 \mu_0 \omega k_{cu}}{3 p \cdot q}$$

$$K_8 = \frac{2 \mu_0 \omega k_k}{p \cdot q} \left(h_2 + h_4 + \frac{2 h_3}{1 + c_b} \right) - K_7 (h_2 + h_3 + h_4 + \Delta h)$$

$$K_9 = \frac{2 \mu_0 \omega \cdot \alpha}{p \cdot q}$$

$$K_{10} = \frac{\mu_0 \omega \Delta_s}{2 p q}$$

$$K_{15} = \frac{N_c}{\pi}$$

$$K_{17} = \frac{\pi p}{\sqrt{2} m \cdot k_b \cdot k_y}$$

$$K_{39} = \frac{I}{p q J}$$

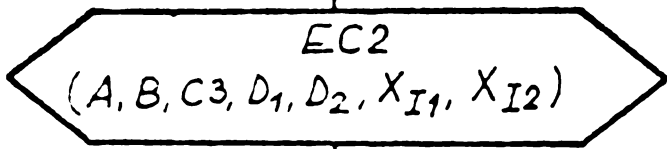
9

$$K_{13} = \frac{\omega \cdot \pi \cdot k_b \cdot k_y}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot p \cdot k_{e1}} B_{\delta med}$$

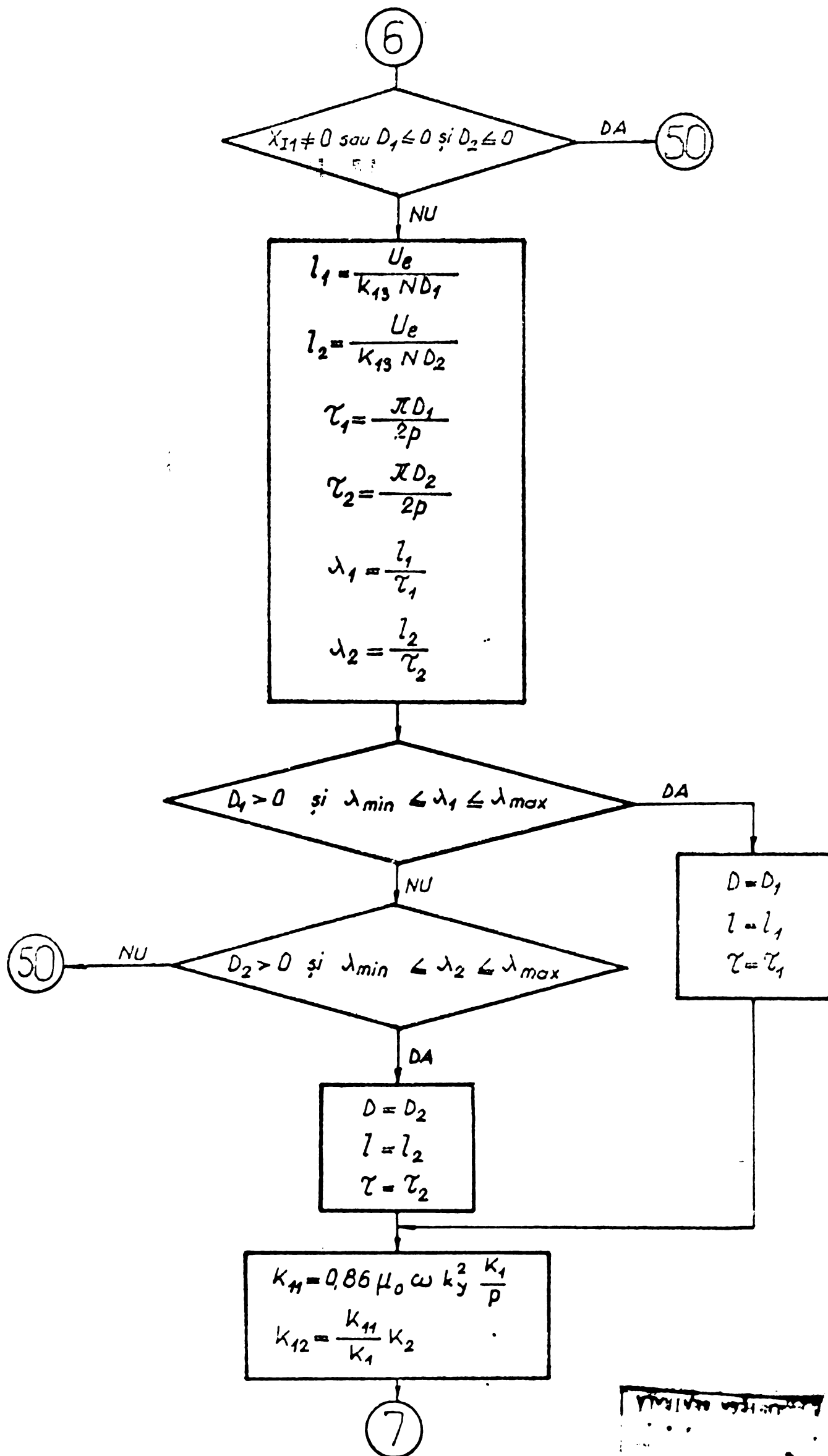
$$A = K_1$$

$$B = K_2 - \frac{R}{K_3 N}$$

$$C_3 = \frac{U_e}{K_{13} \cdot k_{es} N}$$



6



UNIVERSITATEA DE STATI
BUCURESTI

7

$$C(1) = K_{11} \cdot D + K_{12} \cdot \frac{X}{N^2}$$
$$C(2) = L(K_8 + K_{10} + \delta K_9) + 0,8\delta \cdot C(1)$$
$$C(4) = \frac{0,8 K_7 \cdot K_{39} L \delta N}{K_U}$$
$$C(3) = \frac{C(4)}{0,8 \delta} + 0,8 \delta L(K_8 + K_{10})$$

EC3
($C_j(j=1,4)$, $B_{c,j}(j=1,3)$, $X_{I,j}(j=1,3)$, E_s , N_{rod} , Tip)

Tip = 10

DA → 50

NU

$$b_c = B_c(1)$$
$$h_c = \frac{K_{39} N}{K_U b_c}$$
$$b_{cu} = b_c - \Delta b_c$$
$$h_{cu} = h_c - \Delta h_c$$
$$K_{uf} = \frac{h_{cu} \cdot b_{cu}}{h_c \cdot b_c}$$
$$\tau_c = \frac{\pi \cdot D}{N_c}$$

$b_c \leq 0$ ou $\frac{b_c + a_b}{\tau_c} \geq 1$

DA → 50

NU

$$a_{if} = \frac{b_c + a_b}{\tau_c}$$
$$n_s = \frac{l}{l'} - 1$$

8

8

$n_s - \text{intreg}(n_s) \leq 0,5$

NU

$n_s = n_s + 1$

DA

$l_0 + l + n_s \cdot b_s$
 $k_{esp} = \frac{l}{l_0}$

$|k_{esp} - k_{es}| \leq k_{es} \epsilon_k$
și
 $|a_{if} - a_i| \leq a_i \epsilon_{k1}$
și
 $|k_{uf} - k_u| \leq k_u \epsilon_{k1}$

DA

$K_{16} = \frac{\pi^3 \cdot \gamma_{Fe} \cdot B_{\delta m}^2 \cdot P_{o1}}{16 m \cdot k_{Fe1} \cdot (p \cdot k_{e1} \cdot B_0 \cdot I_0)^2}$
 $\gamma_1 = \frac{(bc/\delta)^2}{5 + bc/\delta}$
 $\gamma_2 = \frac{(b_{4r}/\delta)^2}{5 + (b_{4r}/\delta)}$
 $k_s = \frac{\tau_c}{\tau_c - \gamma_1 \cdot \delta} \cdot \frac{\tau_0}{\tau_0 \cdot \gamma_2 \cdot \delta}$
 $D_{z1} = D + \frac{2}{3} \cdot h_c - \frac{N_c}{\pi} \cdot bc$
 $b_p = \frac{\alpha \pi D}{2p}$
 $h_p = \frac{D}{2} (1 - \alpha) - \delta - \frac{p \Delta}{\pi}$
 $h_k = h_p - h_t$

$k_u = \frac{k_u + k_{uf}}{2}$
 $a_i = \frac{a_i + a_{if}}{2}$
 $k_{es} = \frac{k_{es} + k_{esp}}{2}$
 $K_1 = \frac{0,247}{p} + \frac{\pi}{N_c \cdot \sqrt{1 - a_i^2}} \cdot y$
 $k_{e1} = \frac{2}{\frac{k_{ep}}{k_{es}} + 1}$

9

60

$N_E = N_{E1}, N_{E2}, N_{E3}$

10

10

$$\begin{aligned}
 K_{UE} &= K_{UEI} \\
 K_B &= K_{BI} \\
 J_E &= J_{EI} \\
 \alpha_F &= \alpha_{rI}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 K_E &= \frac{\gamma N E}{2 m N K_b K_y C_d} \\
 I_E &= \frac{I_E^*}{K_E} \\
 I_{EX} &= I_E \sqrt{2}
 \end{aligned}$$

12

$$Q_E = \frac{I_{EX}}{J_E}$$

$$K_{40} = \frac{I_{EX}}{\rho J_E}$$

$$b_K = K_{BI} D - K_{40} \frac{N E}{K_{UE} h_K}$$

$$\begin{aligned}
 \Delta_{hcUE} &= \Delta_p + \frac{N E}{2 p} \Delta_{sp} \\
 b_{cUE} &= \frac{b_p - b_K}{2} - \Delta_{bcUE} \\
 h_{cUE} &= h_K - \Delta_{hcUE} \\
 K_{UEf} &= \frac{2 h_{cUE} b_{cUE}}{h_K (b_p - b_K)}
 \end{aligned}$$

Decision: $|K_{UEf} - K_{UE}| \leq K_{UE} \epsilon_K$

NU

$$K_{UE} = \frac{K_{UE} + K_{UEf}}{2}$$

11

11

$$l_p = \frac{k_{ep}}{k_{es}} l$$

$$l_{se} = 2 \frac{k_{ep}}{k_{es}} l + k_{31} \pi D - (X-2) b_k$$

$$R_E = \rho \frac{J_E}{I_E \sqrt{2}} [N_E l_{se} + (X+1)(D-2\delta-2h_t-h_k)]$$

$$U_E = I_{EX} R_E$$

$$P_{EX} = \frac{I_{EX}(U_E + \Delta U_E)}{\eta_E}$$

Decision: $|P_E - P_{EX}| \leq P_E \epsilon_k$

Path NU:

$$J_{En} = \frac{\frac{\eta_E P_E}{I_E \sqrt{2}} - \Delta U_E}{\rho [N_E l_{se} + (X+1)(D-2\delta-2h_t-2h_k)]}$$

$$J_E = \frac{J_E + J_{En}}{2}$$

60

Decision: $q_E > q_{EL}$

Path NU: $T_k = 0$

13

$$K_{14} = \frac{\pi \tau_{Fe} \rho_o (\alpha_r B_{\delta med})^2}{m k_{Fe1} (k_{e1} B_o I_o)^2}$$

12

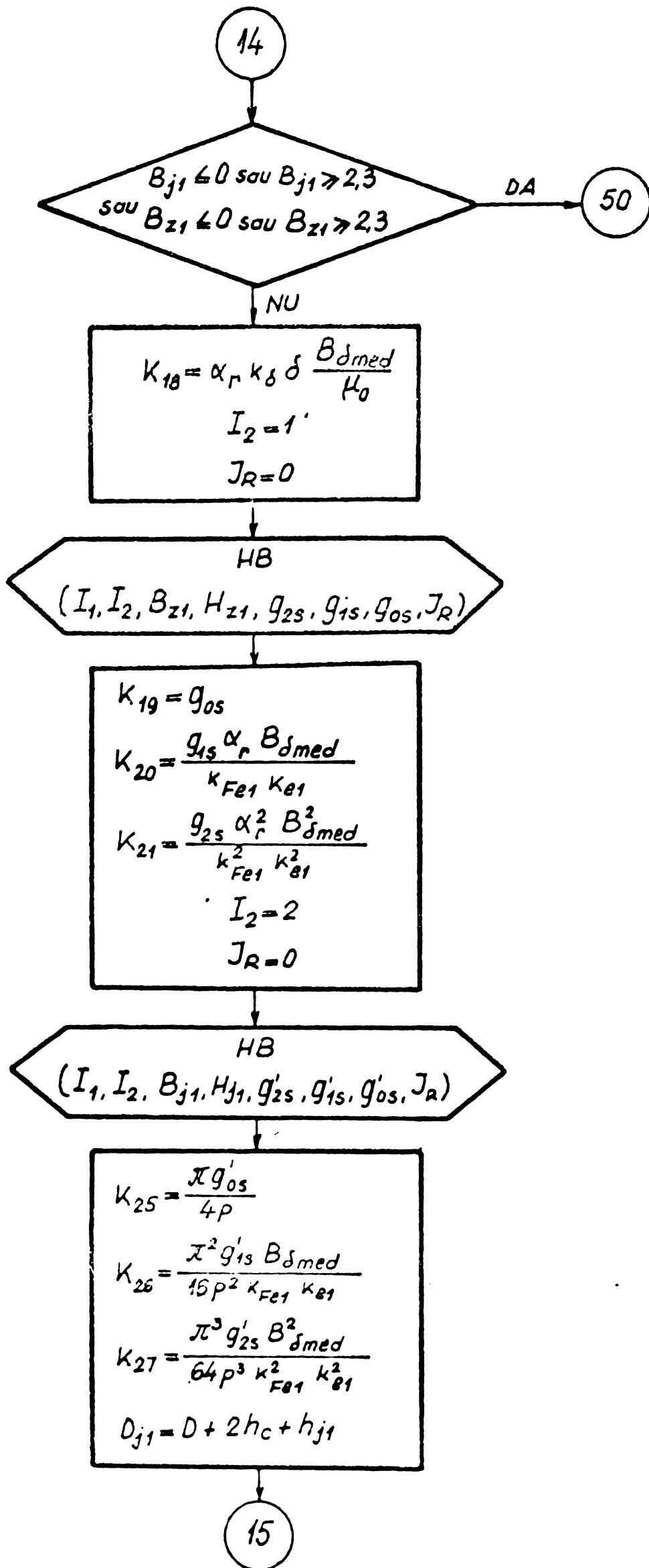
$$T_k = T_{k+1}$$

$$B_{z1} = \frac{\alpha_r B_{\delta med} D}{k_{e1} k_{Fe1} D_{z1}}$$

$$h_{j1} = \frac{D + 2hc}{\frac{R_{dm}}{k_{16} l D^2} - \frac{k_{14} hc}{k_{16} (D + hc - k_{15} b_c - hc/3)^2} - 1}$$

$$B_{j1} = \frac{\pi B_{\delta med}}{4 \rho k_{Fe1} k_{e1}} \frac{D}{h_{j1}}$$

14



15

$$U_{H\delta} = K_{18}$$

$$U_{Hz1} = h_c \cdot F(K_{19}, K_{20}, K_{21}, D, D_{z1})$$

$$U_{Hj1} = D_{j1} \cdot F(K_{25}, K_{26}, K_{27}, D, h_{j1})$$

$$\delta_{max} = \frac{\delta}{\cos(\alpha \cdot \frac{\pi}{2})}$$

$$h_{t1} = h_t - \delta_{max} + \delta$$

$$h_{tm} = \frac{2h_t + h_{t1}}{3}$$

$$a_p = \frac{\pi(D - 2\delta - h_t)}{2p} - b_p$$

$$a_{km} = \frac{\pi[D - 2(\delta + h_t) - h_k]}{2p} - b_k$$

$$\lambda_p = \frac{h_{tm}}{0,8 \cdot a_p} + 2 \frac{h_{tm}}{l_p} \cdot \lg\left(1 + \frac{\pi}{2} \cdot \frac{b_p}{a_p}\right)$$

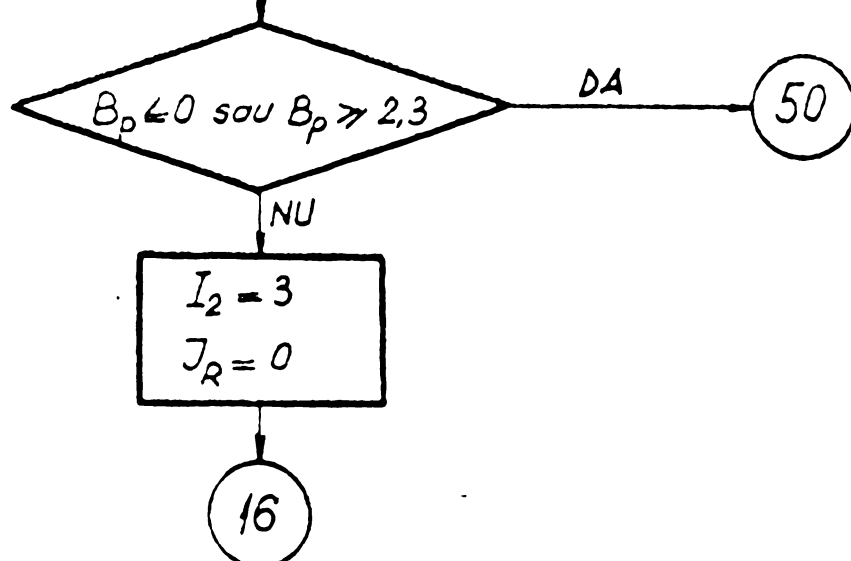
$$\lambda_k = \frac{1}{2} \frac{h_k}{0,8 \cdot a_{km}} + \frac{h_k}{l_p} \cdot \lg\left(1 + \frac{\pi}{2} \frac{b_k}{a_{km}}\right)$$

$$\Phi = \tau \cdot \frac{l}{k_{e1}} \cdot B_{\delta med}$$

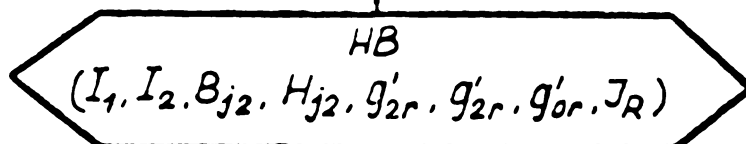
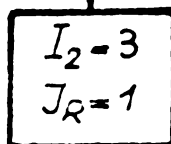
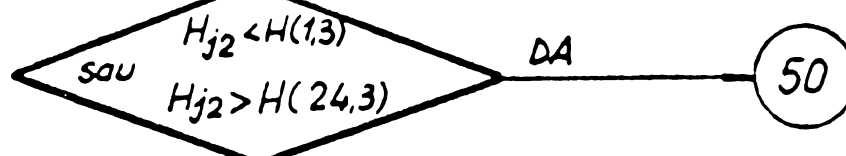
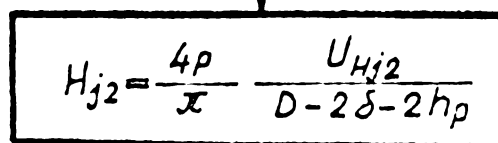
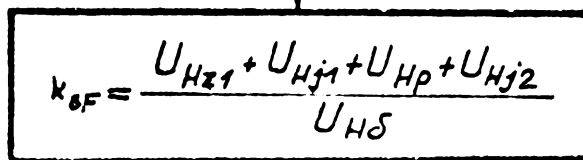
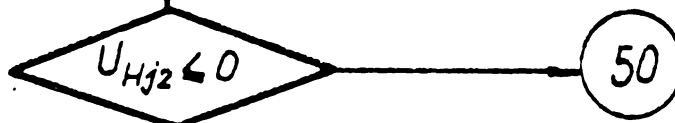
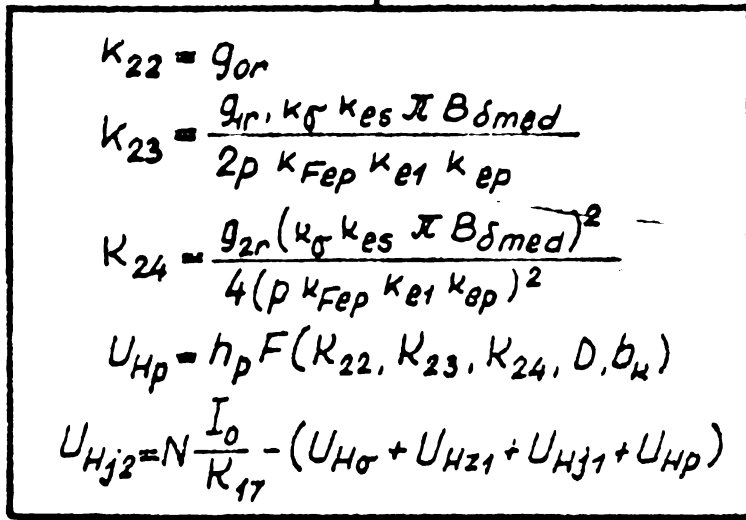
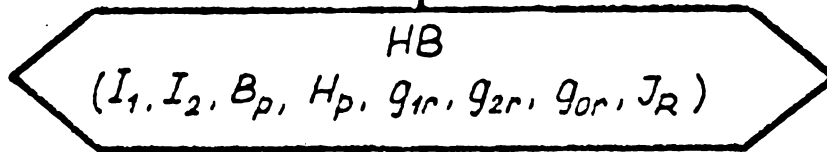
$$\Phi_{\sigma} = 4 \cdot \mu_0 \cdot l_p (U_{H\delta} + U_{Hz1} + U_{Hj1})(\lambda_p + \lambda_k)$$

$$k_{\sigma} = 1 + \frac{\Phi_{\sigma}}{\Phi}$$

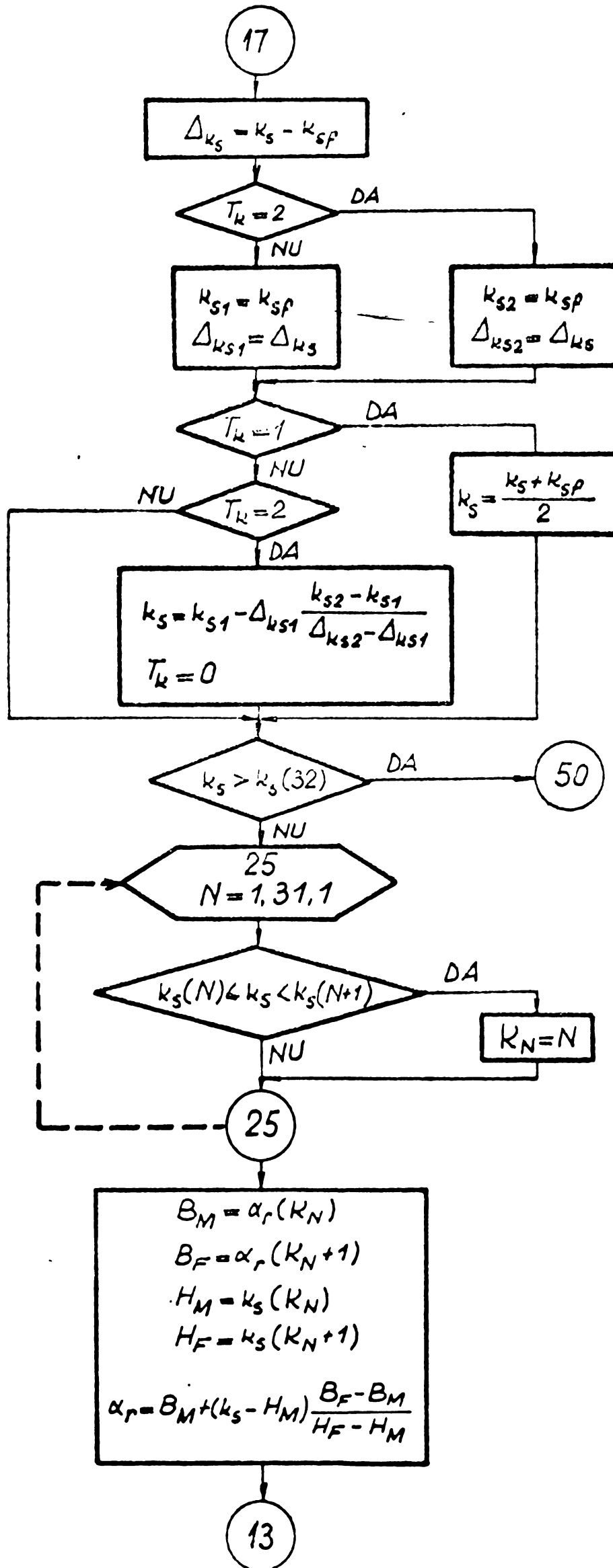
$$B_p = \frac{k_{\sigma} \cdot k_{es} \cdot \pi \cdot B_{\delta med}}{2p \cdot k_{e1} \cdot k_{Fep} \cdot k_{ep}} \cdot \frac{D}{b_k}$$



16



18



18

$$h_{j2} = \frac{k_g k_{es} \pi B_{\delta mod} D}{4p k_{Fe2} k_{e1} B_{j2}}$$

$$D_{j2} = D - h_{j2} - 2\delta - 2h_p$$

$$K_4 = 2m \delta_{Cu} I / J$$

$$K_5 = \delta_{Cu} I_{EX} / J_E$$

$$K_{32} = \pi k_{Fe1} \delta_{Fe}$$

$$K_{34} = 2p \delta_{Fe} k_{ep} k_{Fop} / k_{es}$$

$$K_{33} = \pi \frac{k_{Fe2}}{k_{es}} \delta_{Fe}$$

$$G = K_4 N \left(\frac{l}{k_{es}} + K_1 \cdot D + K_2 \right) + K_5 \frac{N_E}{J_E} \left[2 \cdot \frac{k_{ep}}{k_{es}} \cdot l + K_{31} \cdot \pi \cdot D - (\pi - 2) b_k \right] +$$

$$+ K_{32} \cdot l \cdot \left[(D + h_c + h_{j1}) (h_c + h_{j1}) - K_{15} \cdot D_c \cdot h_c \right] + K_{33} \cdot D_{j2} \cdot l \cdot h_{j2} +$$

$$+ K_{34} \cdot l \cdot \left[h_k \cdot b_k + K_{31} \cdot D (h_p - h_k) \right]$$

$$K_{35} = K_4 \cdot \nu_{Cu1}$$

$$K_{36} = K_5 \cdot \nu_{CuE}$$

$$K_{37} = K_{32} \cdot \nu_{Fe1}$$

$$K_{38} = K_{33} \cdot \nu_{Fej2}$$

$$K_6 = K_{34} \cdot \nu_p$$

$$C_T = K_{35} \cdot N \left(\frac{l}{k_{es}} + K_1 \cdot D + K_2 \right) + K_{36} \frac{N_E}{J_E} \left[2 \cdot \frac{k_{ep}}{k_{es}} \cdot l + K_{31} \cdot \pi \cdot D - \right.$$

$$\left. - (\pi - 2) \cdot b_k \right] + K_{37} \cdot l \cdot \left[(D + h_c + h_{j1}) \cdot (h_c + h_{j1}) - K_{15} \cdot b_c + h_c \right] +$$

$$+ K_{38} \cdot D_{j2} \cdot l \cdot h_{j2} + K_6 \cdot l \cdot \left[h_k \cdot b_k + K_{31} \cdot D (h_p - h_k) \right]$$

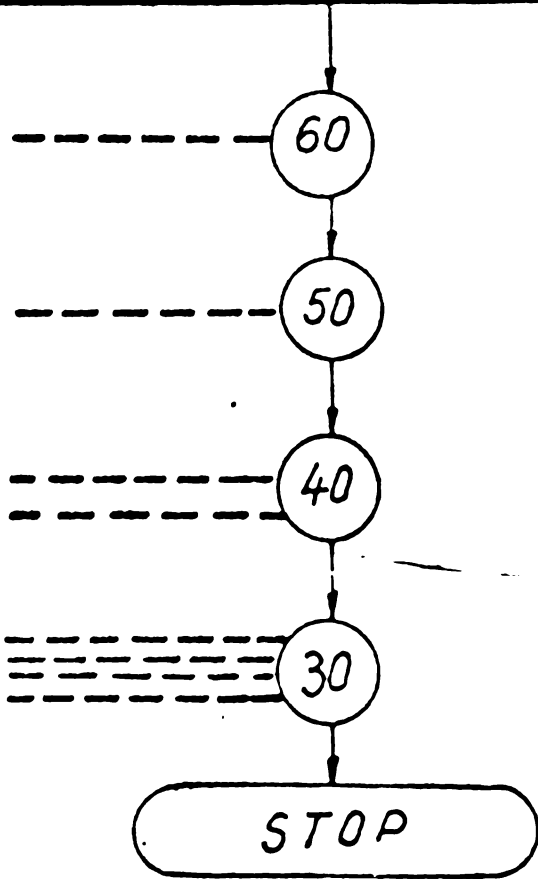
TIPARESTE

G, C_t

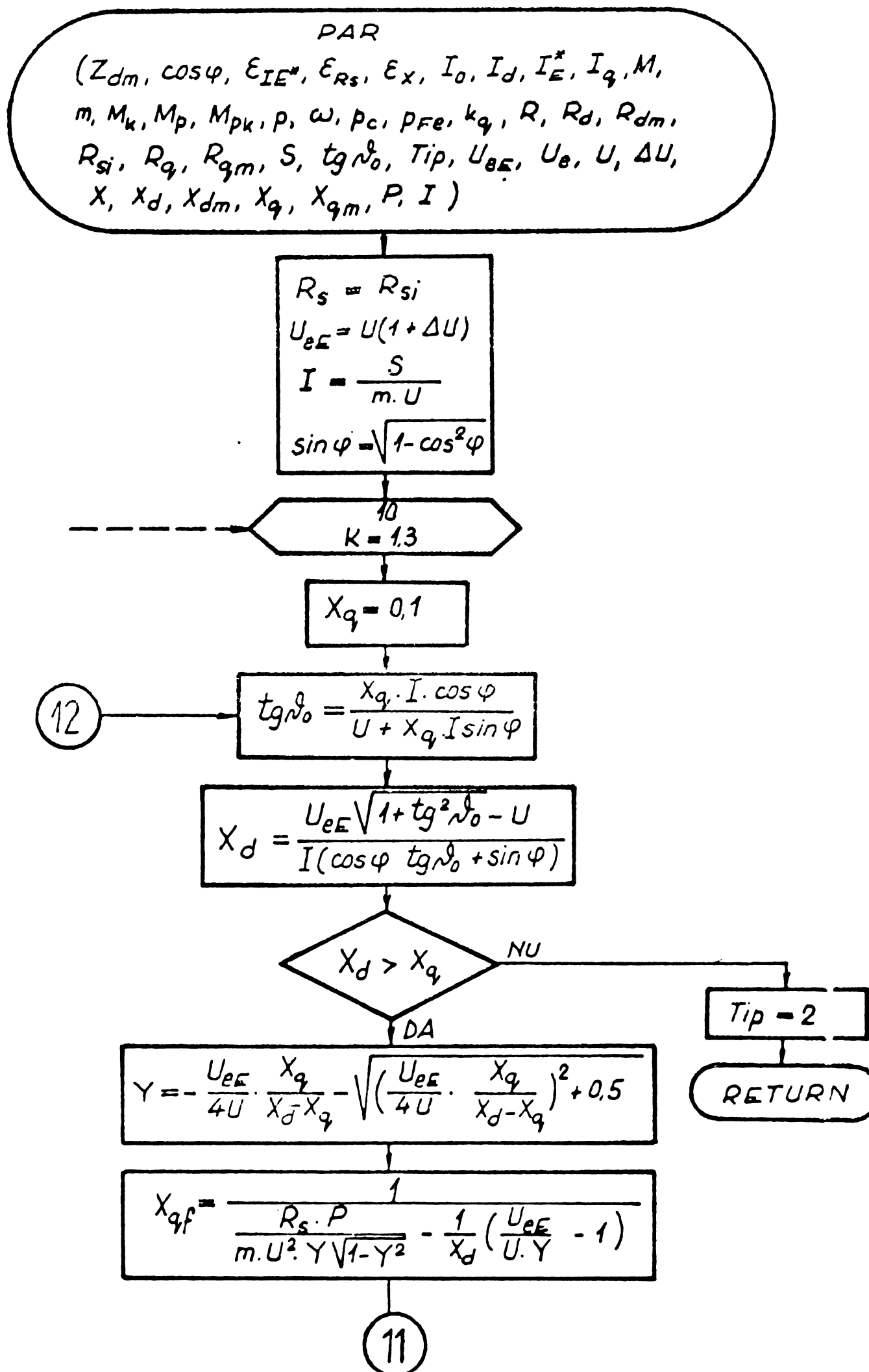
22

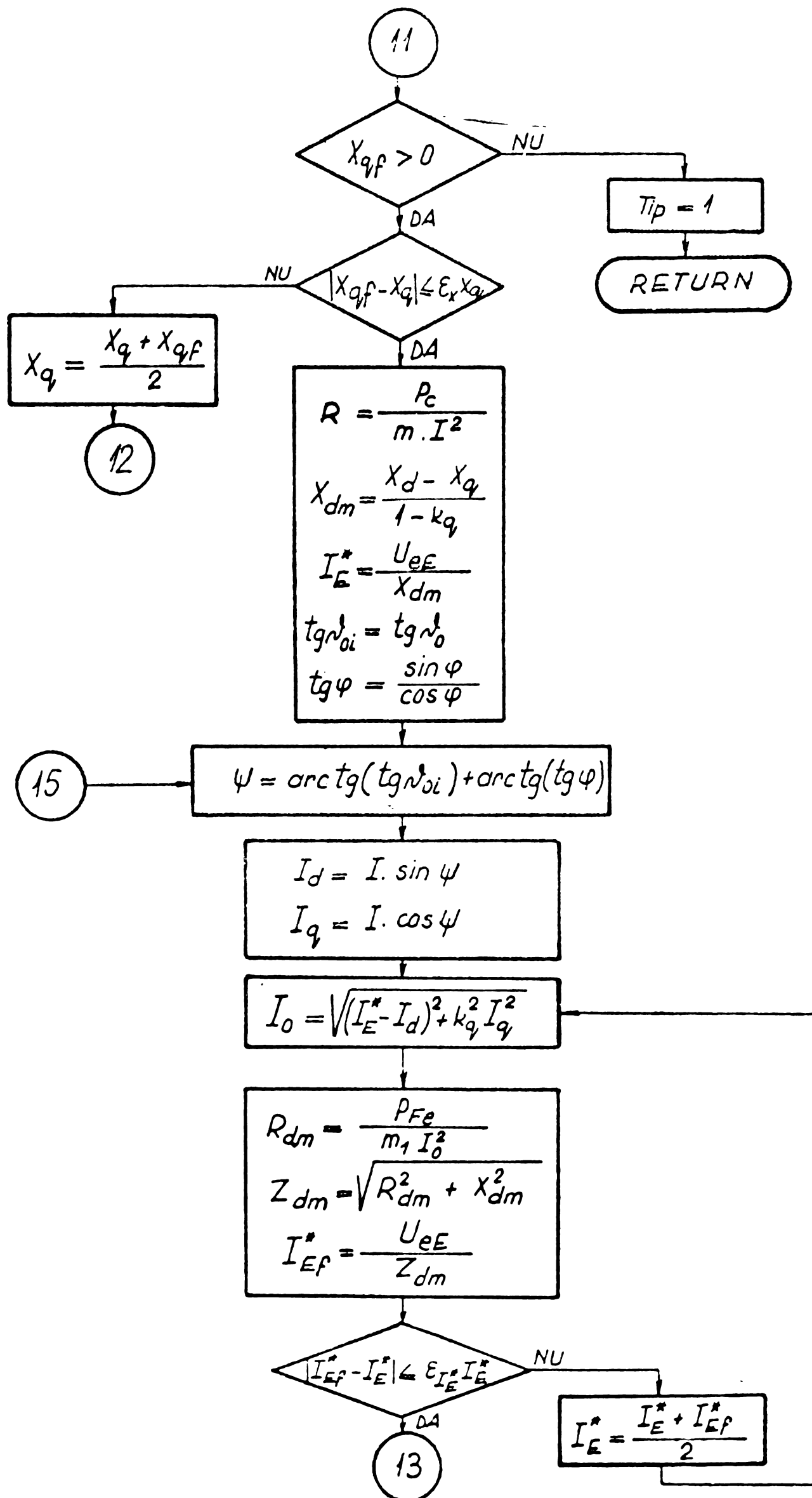
TIPARESTE

$\Delta u, R_s, C_f, C_{cf}, C_{c1}, B\delta_{med}, J, q,$
 $U_e, P_{Fe}, P_{cf}, P_c, P_E, N_c, N, N_E,$
 $I_o, I_d, I_q, I_E, I_{Ex}, M, M_k, R, R_d, R_q,$
 $R_{dm}, R_{qm}, R_E, X, X_d, X_q, X_{dm}, X_{qm},$
 $tg\delta_o, U_{eE}, U_{Ex},$
 $b_k, b_c, b_p, D, \delta, h_c, h_{j1}, h_{j2}, h_k, h_p,$
 $l, l_o, l_p, \tau_c, \tau, q_b, q_E, n_{ce2}, n_s,$
 $B_{z1}, B_{j1}, B_{j2}, B_p, U_{H\delta}, U_{Hz1}, U_{Hj1}, U_{Hj2}, U_{Hp},$
 $J_E, k_b, k_{e1}, k_{eS}, k_{\delta}, k_u, k_{uE}, k_y, k_s, \alpha_p, a_i$



SCHEMA LOGICA A SUBRUTINEI PAR





(13)

$$R_d = R + R_{dm}$$

$$R_{qm} = k_q \cdot R_{dm}$$

$$R_q = R + R_{qm}$$

$$A_2 = -R_{dm} \frac{I_E^*}{I} + X_q \cos \varphi - R_d \cdot \sin \varphi$$

$$B_2 = 2 \left(\frac{U}{I} + R_d \cdot \cos \varphi + X_q \cdot \sin \varphi \right)$$

$$C_2 = -R_{dm} \frac{I_E^*}{I} - X_q \cdot \cos \varphi + R_d \cdot \sin \varphi$$

EC2
(A₂, B₂, C₂, X₁, X₂, X_{I1}, X_{I2})

X_{I1} = 0

NU

Tip - 4

RETURN

DA

$$\operatorname{tg} \alpha_{01} = 2 \frac{X_1}{1 - X_1^2}$$

$$\operatorname{tg} \alpha_{02} = 2 \frac{X_2}{1 - X_2^2}$$

$|\operatorname{tg} \alpha_{01} - \operatorname{tg} \alpha_{0i}| \leq |\operatorname{tg} \alpha_{02} - \operatorname{tg} \alpha_{0i}|$

DA

$$\operatorname{tg} \alpha_0 = \operatorname{tg} \alpha_{01}$$

NU

$|\operatorname{tg} \alpha_{01} - \operatorname{tg} \alpha_{0i}| > |\operatorname{tg} \alpha_{02} - \operatorname{tg} \alpha_{0i}|$

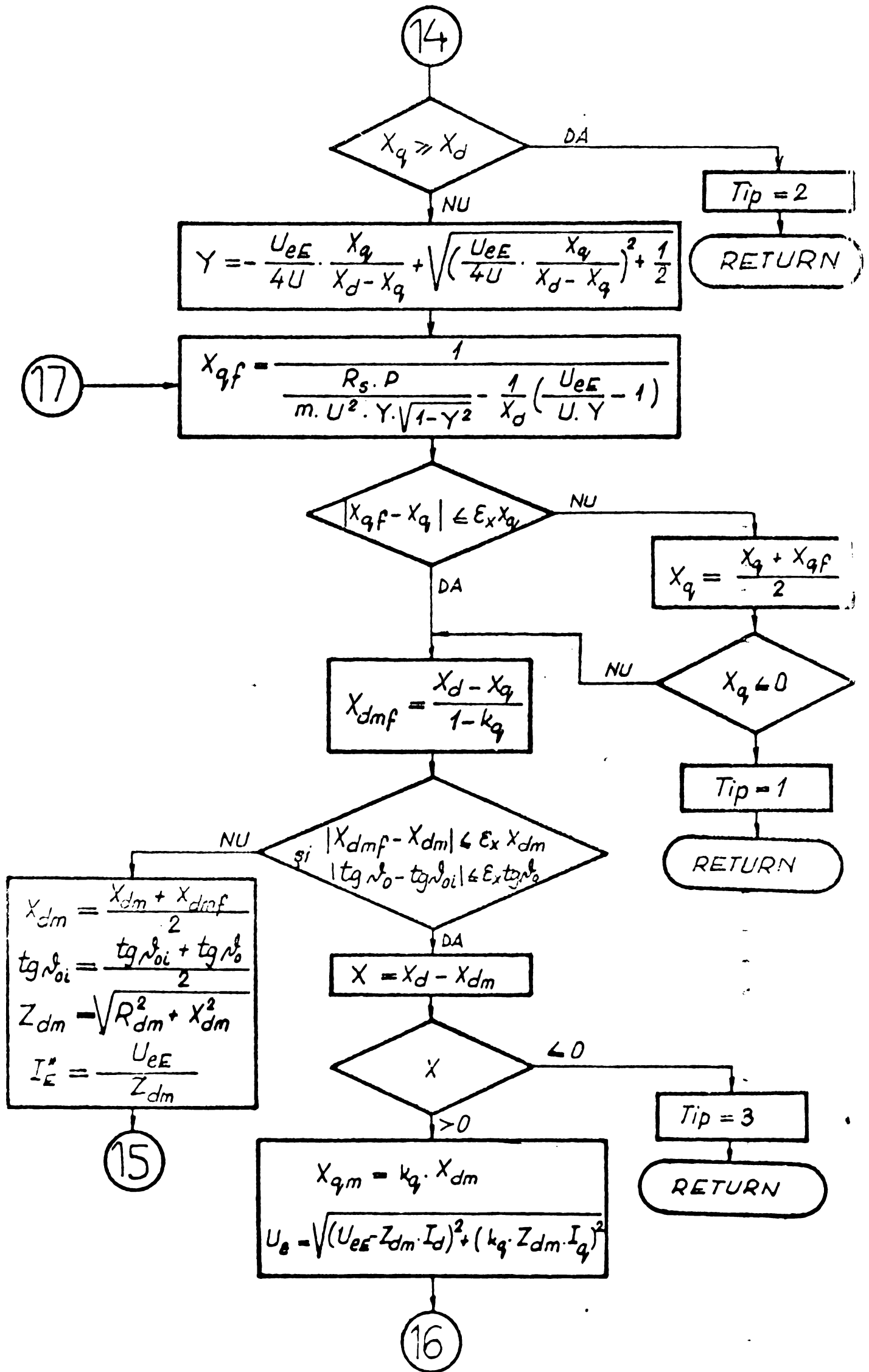
DA

$$\operatorname{tg} \alpha_0 = \operatorname{tg} \alpha_{02}$$

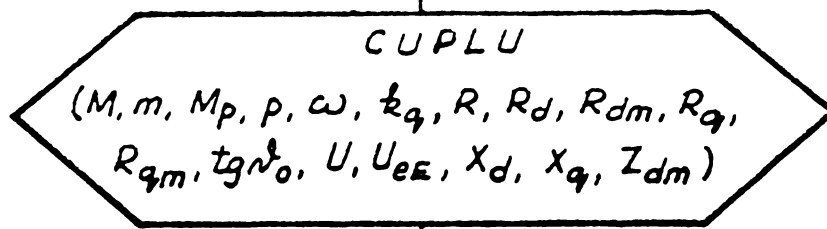
NU

$$X_d = \frac{X_{dm} I_E^* \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha_0} - U + R_q I (\operatorname{tg} \alpha_0 \sin \varphi - \cos \varphi)}{I (\operatorname{tg} \alpha_0 \cos \varphi + \sin \varphi)}$$

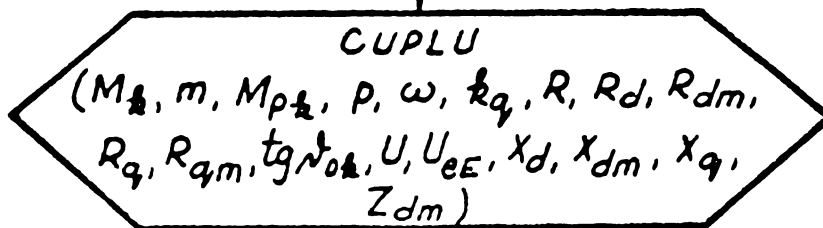
(14)



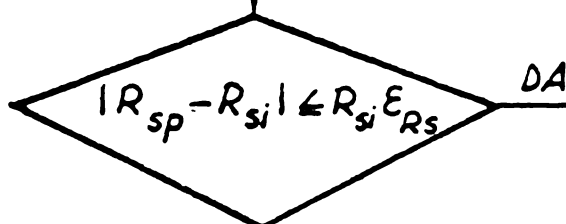
16



$$tg\delta_{0k} = \frac{1}{Y} \sqrt{1 - Y^2}$$



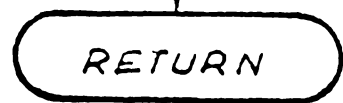
$$R_{sp} = \frac{M_k}{M}$$



Tip = 0



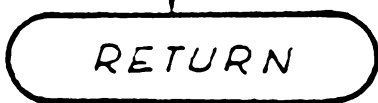
Tip = 13

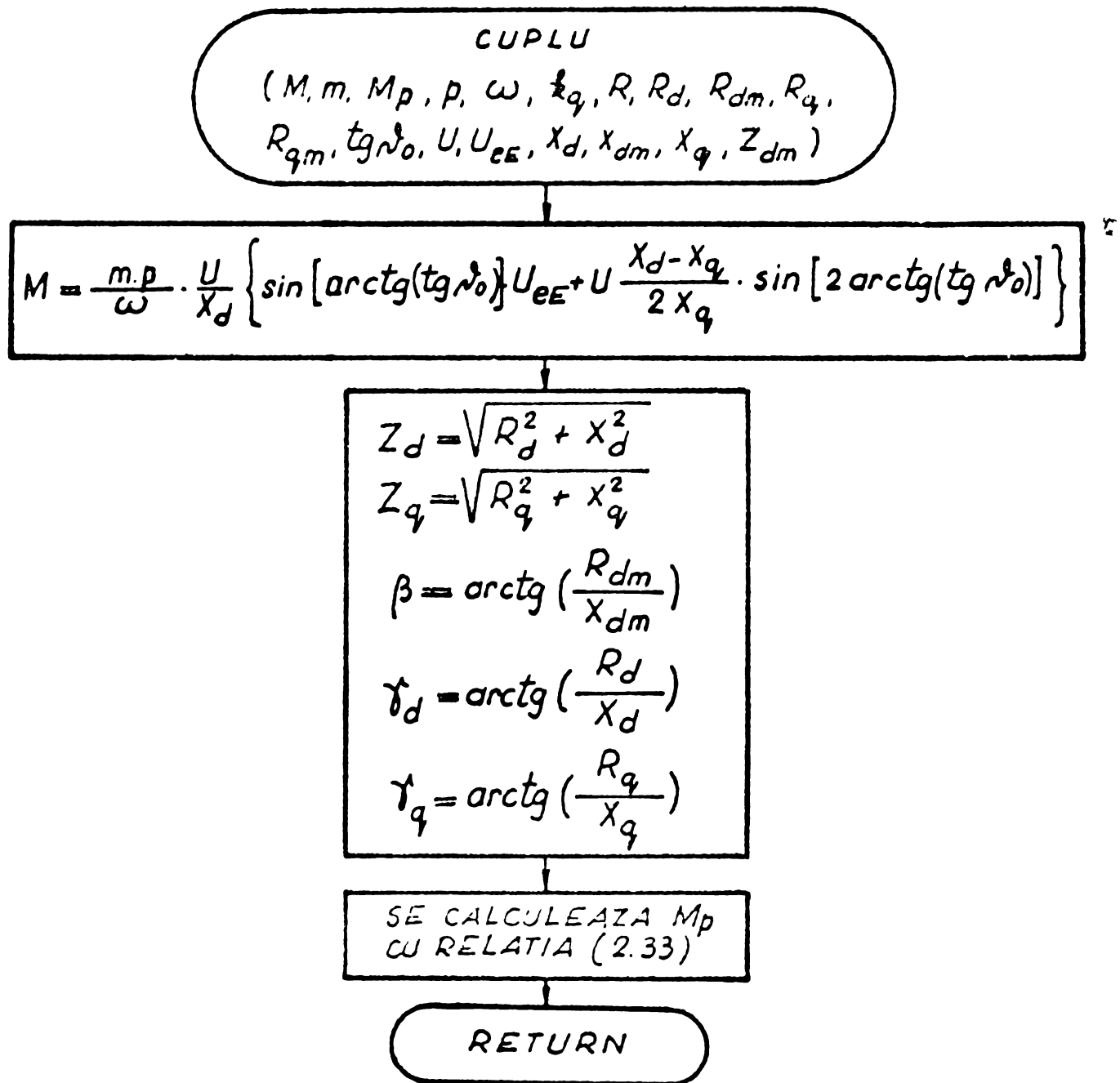


$$\begin{aligned} R_{s1} &= R_{si} \\ \Delta_{R_{s1}} &= R_{sp} - R_{si} \\ R_s &= 0,9 \cdot R_{si} \end{aligned}$$

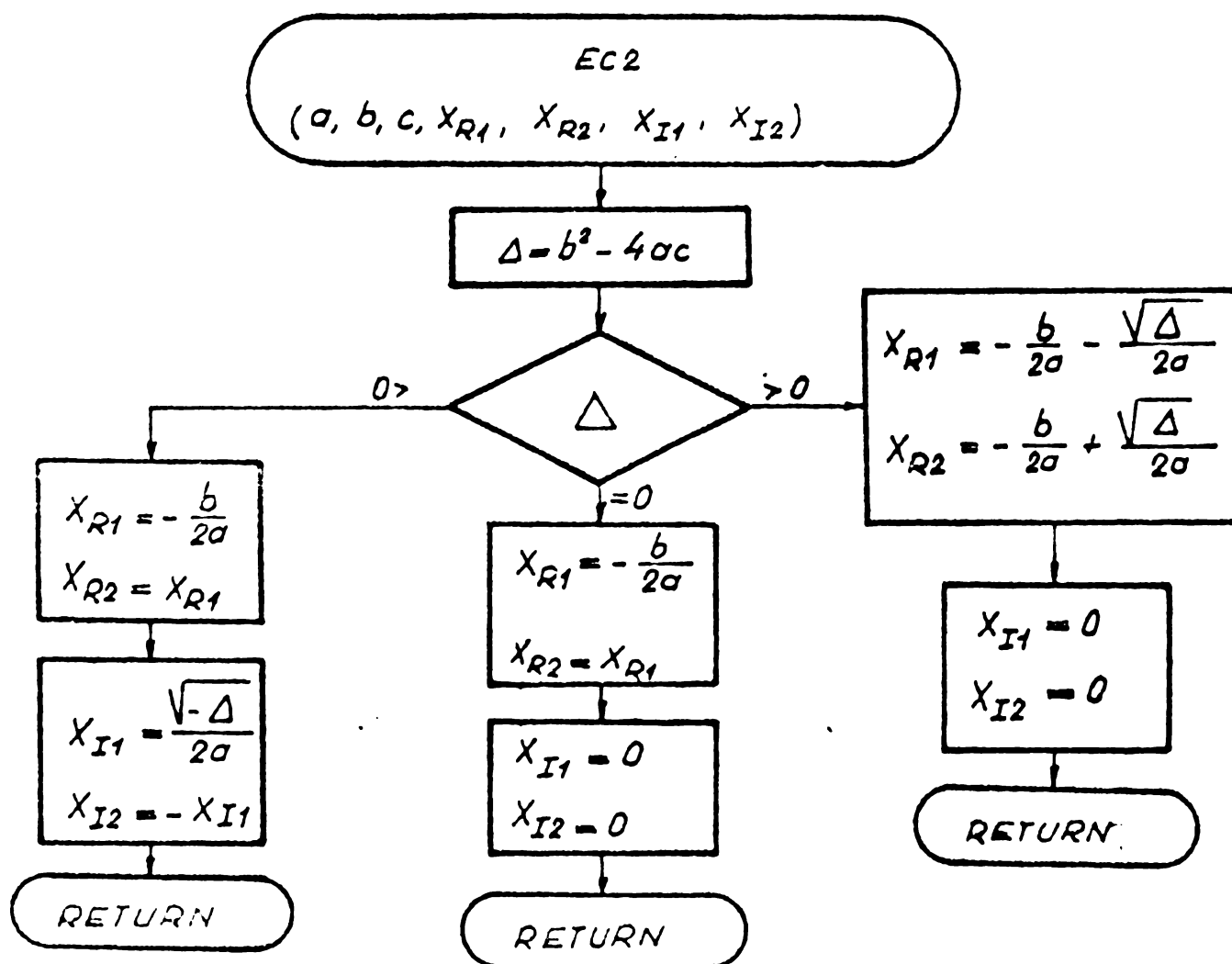
$$\begin{aligned} R_{s2} &= R_s \\ \Delta_{R_{s2}} &= R_{sp} - R_{si} \\ R_s &= R_{s2} - \Delta_{R_{s2}} \frac{R_{s1} - R_{s2}}{\Delta_{R_{s1}} - \Delta_{R_{s2}}} \end{aligned}$$

10

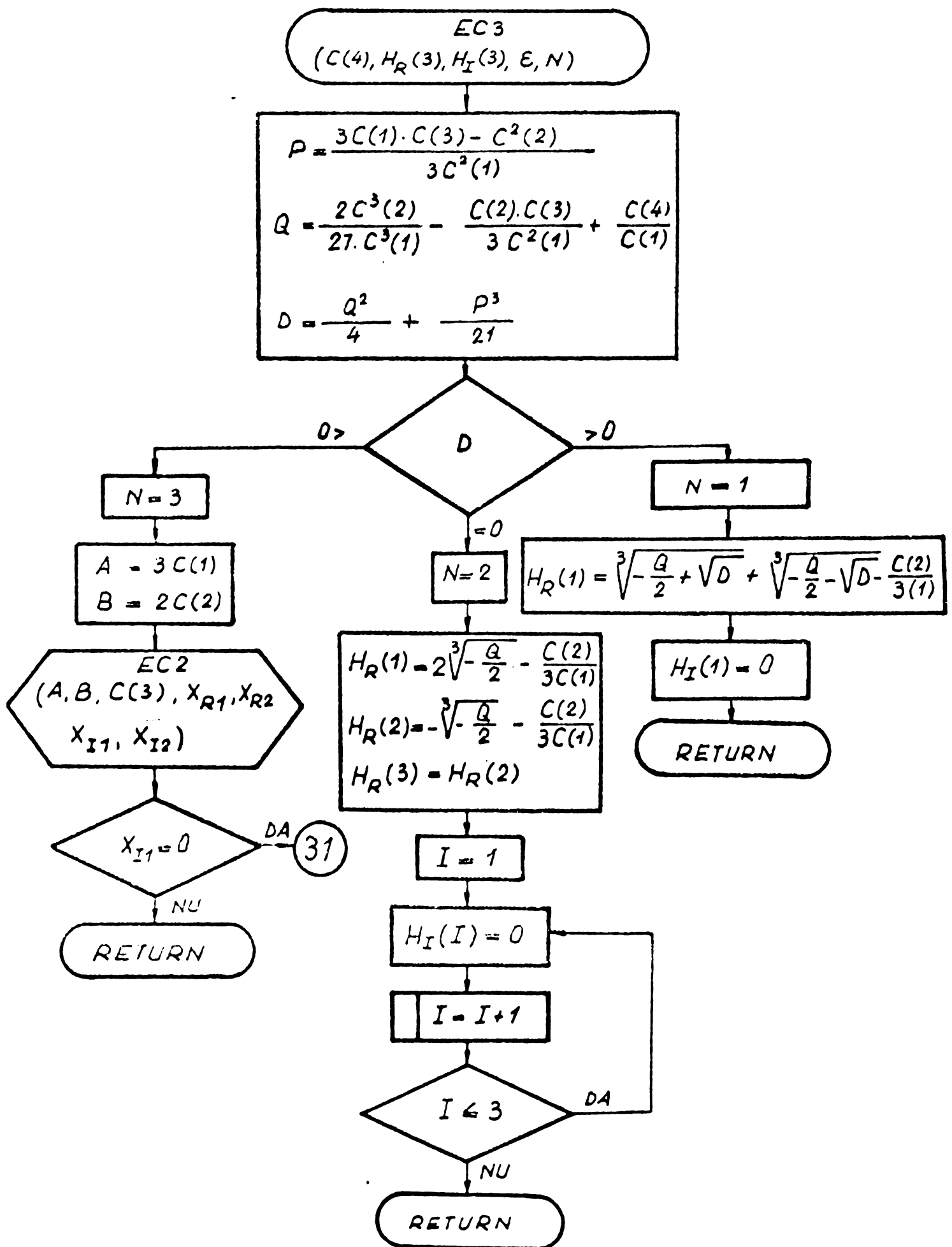


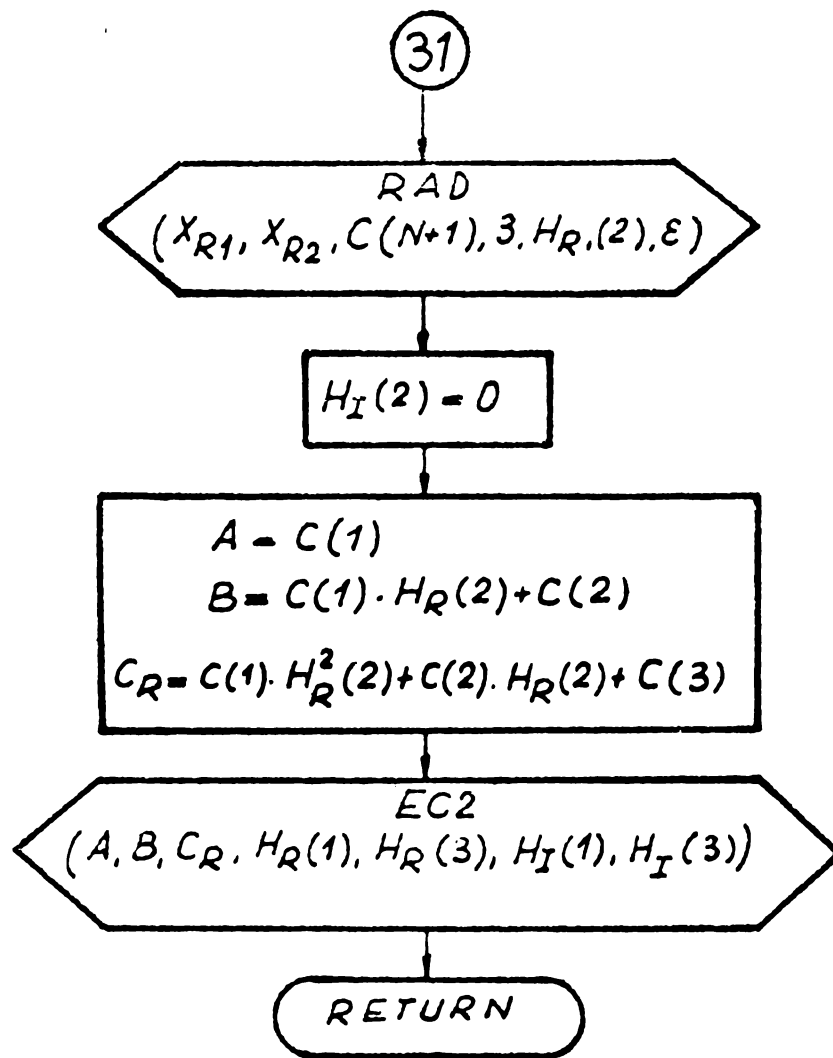


SCHEMA LOGICA A SUBRUTINEI EC2

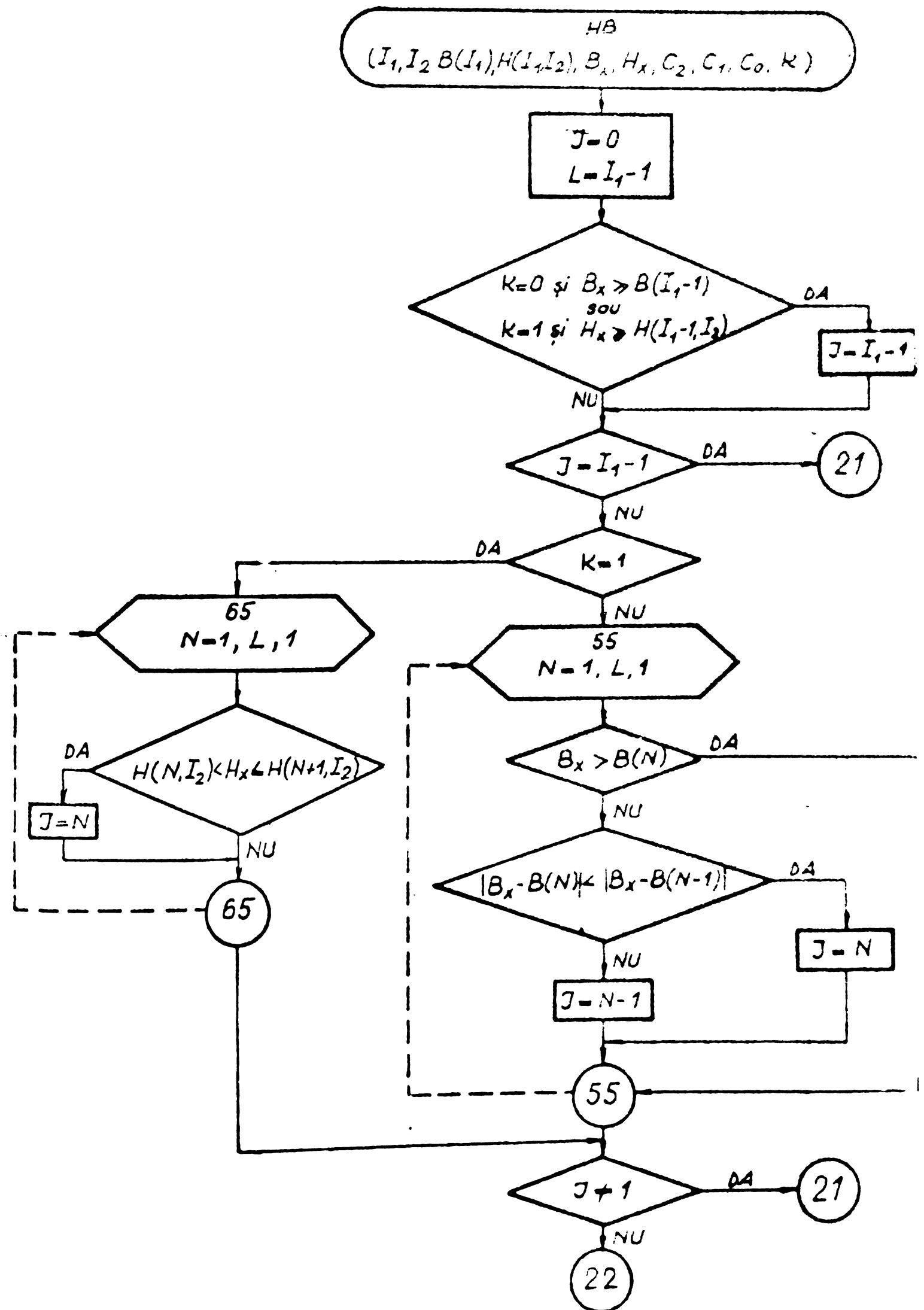


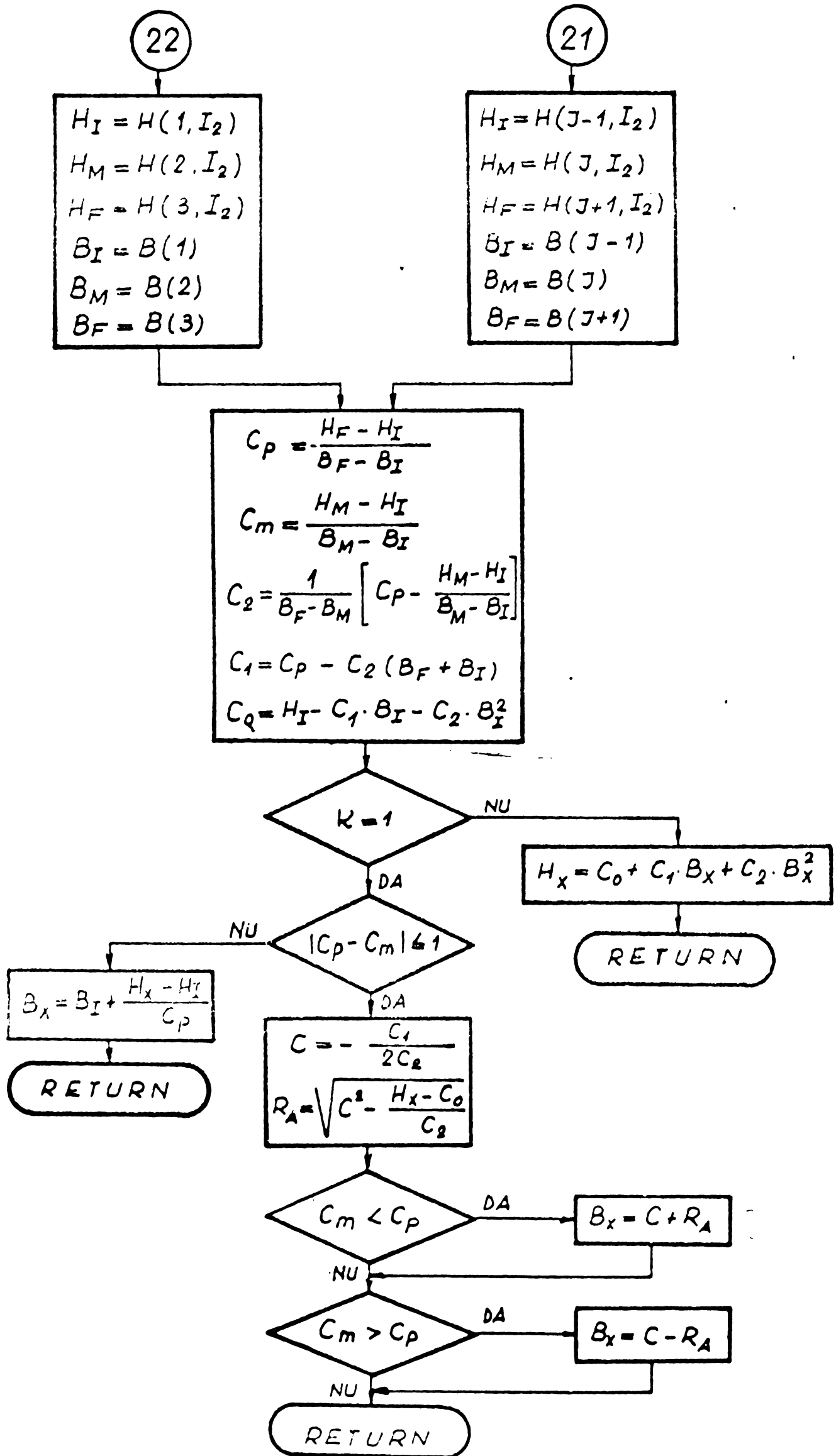
SCHEMA LOGICA A SUBRUTINEI EC3



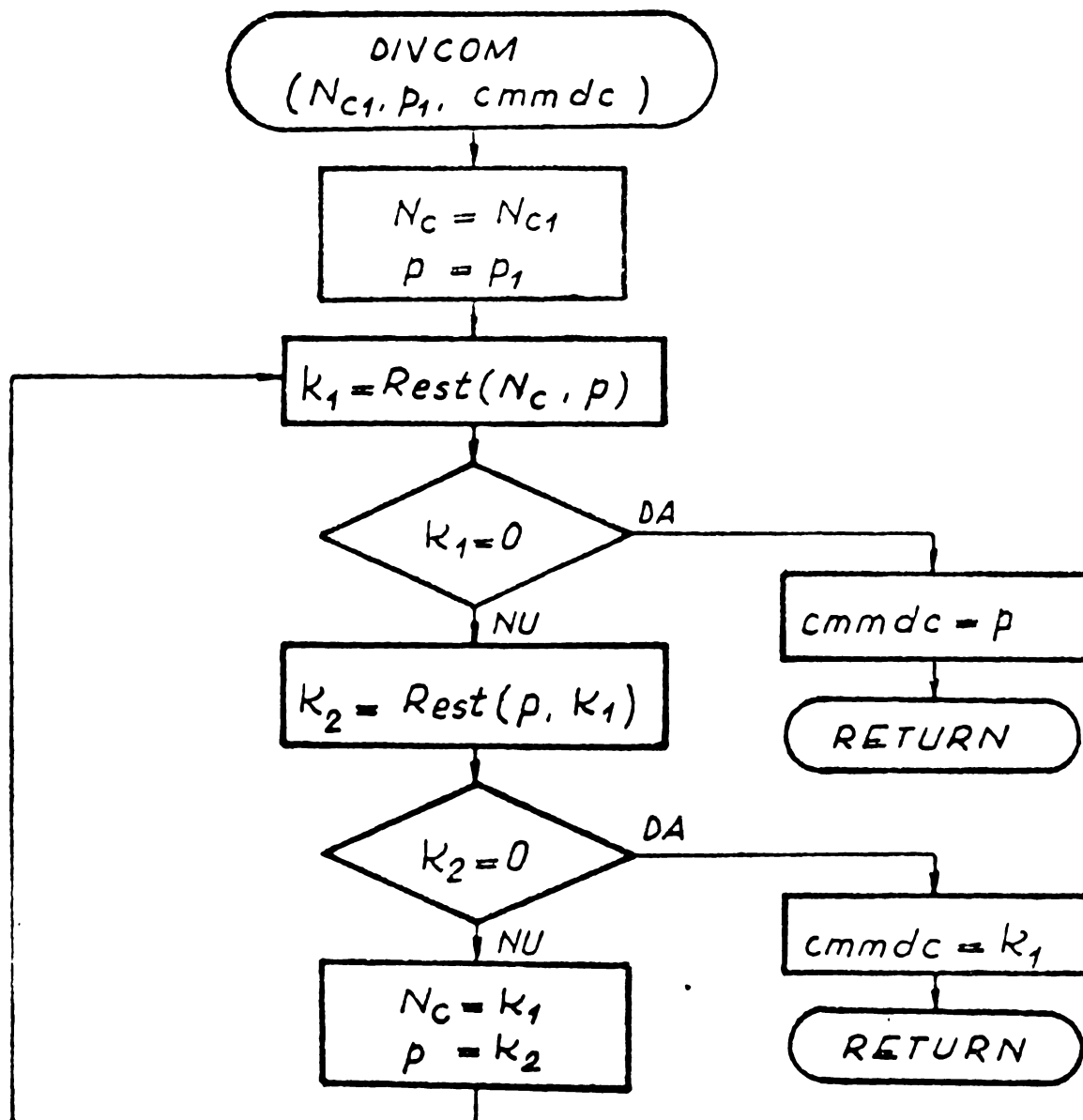


SCHEMA LOGICA A SUBRUTINEI HB

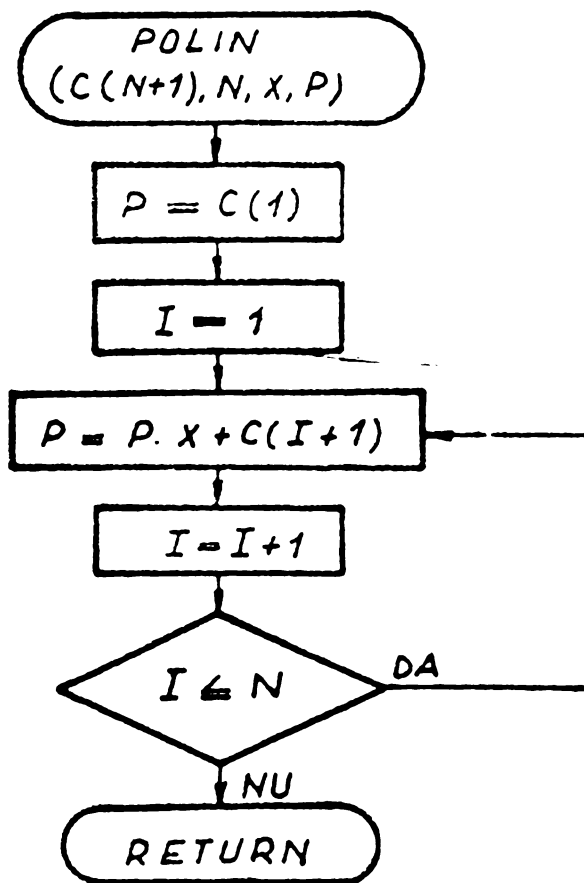




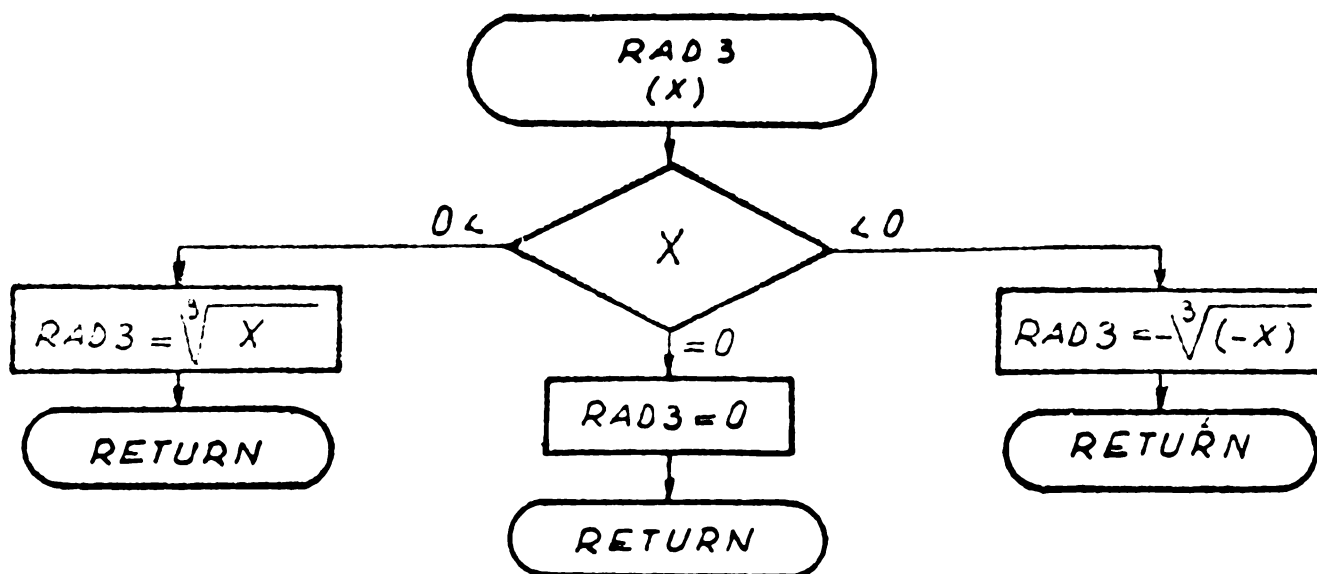
SCHEMA LOGICA A SUBRUTINEI DIVCOM



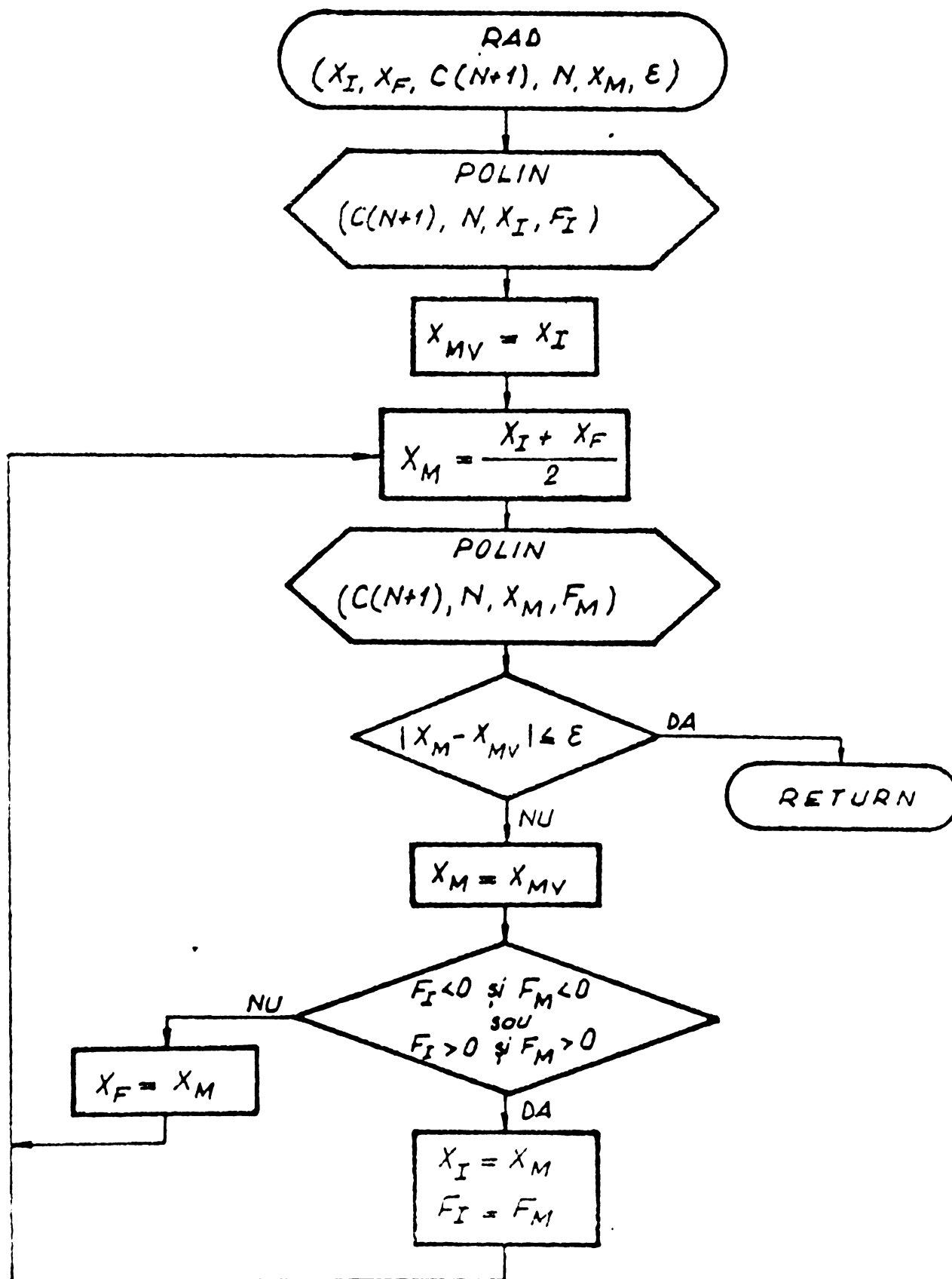
SCHEMA LOGICA A SUBRUTINEI POLIN



SCHEMA LOGICA A SUBRUTINEI RAD3



SCHEMA LOGICA A SUBRUTINEI RAD



UNIVERSITATEA DE STATISTICA
BUPT
BUCURESTI

SCHEMA LOGICA A SUBRUTINEI TRAP

TRAP

$\alpha, b_1, b_2, b_3, b_4, b_{z1}, d, d_c, \Delta_s, \Delta_{iz}, \Delta_j, \delta, \epsilon_k,$
 $h_1, h_2, h_3, h_4, h_c, K_{1t}, K_{2t}, k_{cu}, k_k, k_u, k_{uI}, k_y,$
 $l, \mu_0, N, N_c, N_{ce2}, p, \tau, \omega, q_{cu}, q_{cuel}, r_{bt}, \tau_c, X, Tip$

$Tip = 0$
 $k_u = k_{uI}$
 $\alpha_g = \frac{p\tau}{N_c}$
 $q_{cu} = \frac{NI}{pqJ}$
 $L_{cd} = 2\mu_0 l \frac{N^2}{pq} \frac{\alpha\delta}{b_4 + 0,8\delta}$
 $L_s = 0,86\mu_0 \frac{N^2}{p} l_s \cdot k_y^2$
 $\lambda_c = \frac{pq}{2\mu_0 l N^2} (\frac{\lambda}{\omega} - L_{cd} - L_s)$
 $n_{ce2} = \frac{q_{cu}}{2q_{cuel}}$
 $b_{z1} = r_{bt} \cdot \tau_c$
 $A = k_u \operatorname{tg} \frac{\alpha_g}{2}$
 $B = k_u (D \operatorname{tg} \frac{\alpha_g}{2} - \frac{b_{z1}}{\cos \frac{\alpha_g}{2}})$
 $C3 = -q_{cu}$

EC2
 $(A, B, C3, h_{c1}, h_{c2}, X_{I1}, X_{I2})$

$X_{I1} \neq 0$ sau $h_{c1} \leq 0$ și $h_{c2} \leq 0$

Tip = 7
RETURN

$0,2\tau_c < h_{c1} < 3\tau_c$

h_c = h_{c1}

Tip = 10

$0,2\tau_c < h_{c2} < 3\tau_c$

h_c = h_{c2}

RETURN

1

1

$$b_1 = (D + 2h_c) \operatorname{tg} \frac{\alpha_g}{2} - \frac{b_{z1}}{\cos(\alpha_g/2)}$$

$$b_2 = b_{01} + (b_1 - b_{01}) \frac{h_2 + h_3 + h_4}{h_c}$$

$$b_3 = b_{01} + (b_1 - b_{01}) \frac{h_3 + h_4}{h_c}$$

$$b_\Delta = b_{01} + (b_1 - b_{01}) \frac{h_2 + h_3 + h_4 + \frac{\Delta_s}{2}}{h_0}$$

$$\beta_1 = \frac{b_{01} h_c + (b_1 - b_{01})(h_2 + h_3 + h_4)}{b_{01} h_c + (b_1 - b_{01})(h_c - \Delta_{iz})}$$

$\beta < 0$

DA

Tip - 9

RETURN

$$c_{01} = \frac{4}{3} \frac{(1 - \beta_1)^2}{(\beta_1^2 - 3)(1 - \beta_1^2) - 4 \ln \beta_1} - \frac{\beta_1}{1 - \beta_1}$$

$$b_n = b_{01} + (b_1 - b_{01}) \frac{h_2 + h_3 + h_4}{h_c} + c_{01} (b_1 - b_{01}) \frac{h_c - \Delta_{iz} - h_2 - h_3 - h_4}{h_c}$$

$$h_1 = \frac{3b_n}{k_{cu}} \left[\lambda_c - k_u \left(\frac{2h_2}{b_2 + b_3} + \frac{2h_3}{b_3 + b_4} + \frac{h_4}{b_4} \right) - \frac{\Delta_s}{4b_\Delta} \right]$$

$h_1 < 0$ or $h_1 > D/3$

DA

Tip - 1

RETURN

NU

$$h_{cf} = h_1 + h_2 + h_3 + h_4 + \Delta_{iz} + \Delta_s$$

$|h_{cf} - h_d| < h_c \cdot \epsilon_k$

NU

$$h_c = \frac{h_c + h_{cf}}{2}$$

1

DA

$$q_{cr} = 2n_{ces} (d_c + \Delta_j)^2 + (b_1 + 2h_1 + 2\Delta_s) \Delta_{iz} + b_\Delta \Delta_s + (h_2 + h_3 + h_4) \frac{b_2 + b_{01}}{2}$$

$$k_{uf} = \frac{q_{cu}}{q_{cr}}$$

$|k_{uf} - k_u| < k_u \cdot \epsilon_k$

NU

$$k_u = \frac{k_u + k_{uf}}{2}$$

$$b_{z1f} = (D + h_c) \operatorname{tg} \frac{\alpha_g}{2} - \frac{q_{cu}}{k_u h_c}$$

DA

$0,5 \tau_c < b_{z1} < 0,75 \tau_c$

NU

Tip - 11

DA

RETURN

DA

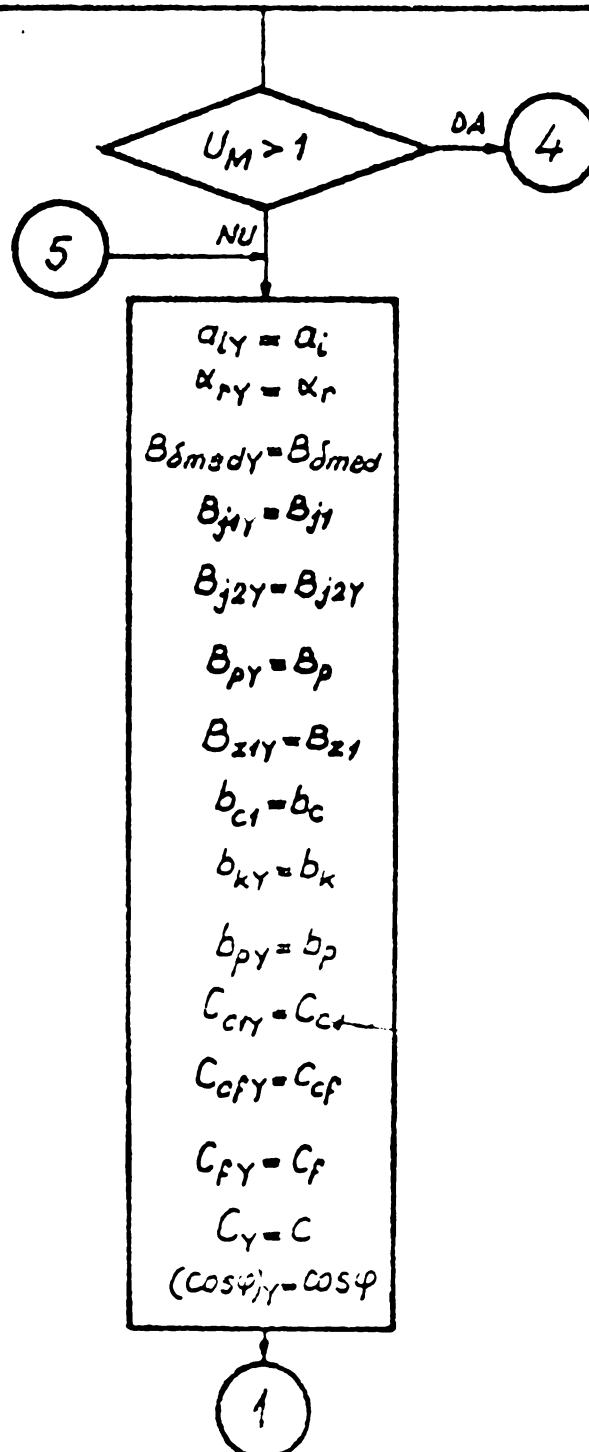
$|b_{z1f} - b_{z1}| < b_{z1} \epsilon_k$

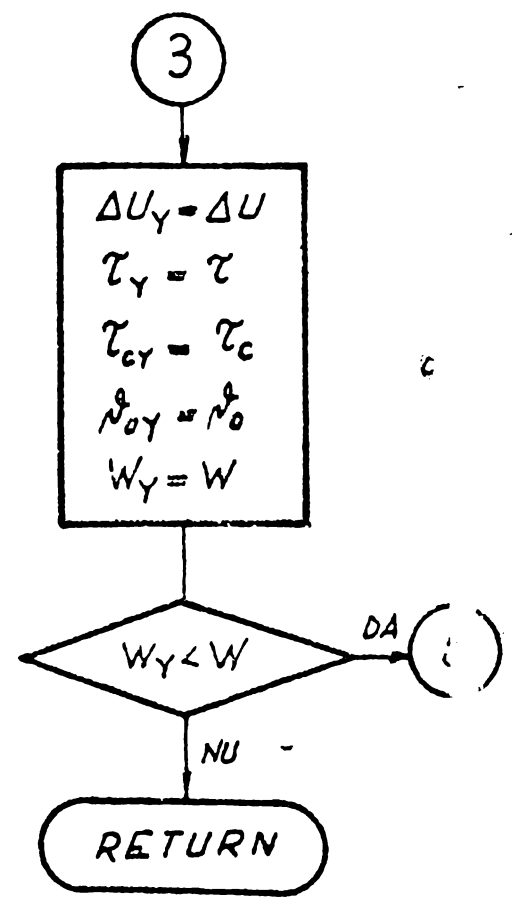
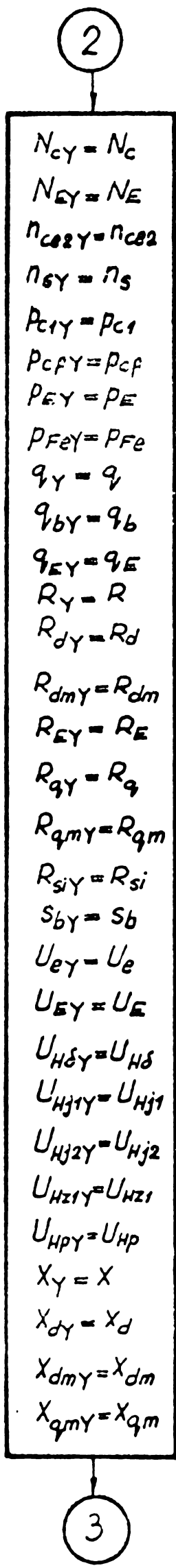
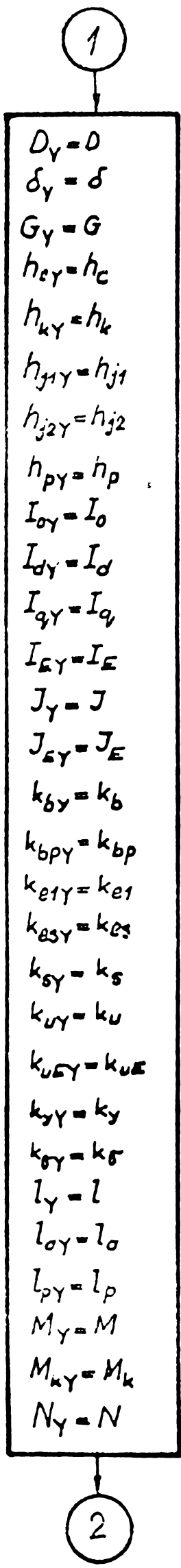
$$b_{z1} = \frac{b_{z1} + b_{z1f}}{2}$$

1

SCHEMA LOGICA A SUBRUTINEI MIN

$a_i, a_{iy}, \alpha, \alpha_r, B_{\delta med}, B_{\delta med y}, B_{j1}, B_{j1y}, B_{j2}, B_{j2y}, B_p, B_{py}, B_{z1},$
 $B_{z1y}, b_c, b_{cy}, b_k, b_{ky}, b_p, b_{py}, C_{c1}, C_{c1y}, C_{cf}, C_{cfy}, C_f, C_{fy}, C, C_y,$
 $\cos \varphi, (\cos \varphi)_y, D, D_y, \delta, \delta_y, G, G_y, h_c, h_{cy}, h_k, h_{ky}, h_{j1}, h_{j1y}, h_{j2}, h_{j2y},$
 $h_p, h_{py}, I_0, I_{0y}, I_d, I_{dy}, I_q, I_{qy}, I_E, I_{Ey}, J, J_y, J_E, J_{Ey}, k_b, k_{by},$
 $k_{bp}, k_{bpy}, k_{e1}, k_{e1y}, k_{e2}, k_{e2y}, k_u, k_{uy}, k_{uE}, k_{uEy}, k_y, k_{yy}, k_{\delta}, k_{\delta y},$
 $l, l_y, l_0, l_{0y}, l_p, l_{py}, M, M_y, M_k, M_{ky}, N, N_y, N_c, N_{cy}, N_E, N_{Ey},$
 $n_{ce2}, n_{ce2y}, n_s, n_{sy}, p_{c1}, p_{c1y}, p_{cf}, p_{cfy}, p_E, p_{Ey}, p_{fe}, p_{fey},$
 $q, q_y, q_b, q_{by}, q_E, q_{Ey}, R, R_y, R_d, R_{dy}, R_{dm}, R_{dmy}, R_E, R_{Ey}, \Delta U_y,$
 $R_{qm}, R_{qmy}, R_{s1}, R_{sy}, k_s, k_{sy}, s_b, s_{by}, U_e, U_{ey}, U_E, U_{Ey}, U_{H\delta}, U_{H\delta y},$
 $U_{Hj1}, U_{Hj1y}, U_{Hj2}, U_{Hj2y}, U_{Hz1}, U_{Hz1y}, U_{Hp}, U_{Hpy}, X, X_y, X_d, X_{dy},$
 $X_{din}, X_{dmy}, X_q, X_{qy}, X_{qm}, X_{qmy}, W, \Delta U, \tau, \tau_y, \tau_c, \tau_{cy}, \tau_0, \tau_{0y}, U_M$





BIBLIOGRAFIE

1. Anantha Pai M., Saunders R.M., Synchrons machine desing, using a digital computer, Trans.Americ.Inst.Electr.Eng. part.III 78, 28 (1959)
2. Avetisian A., Bertinov A.I., Optimalnoe proectirovanie iavnopoliusnogo inductora sinhronnoi maşini, Electricestvo, nr.6 45, (1965).
3. Avetisian A., Bertinov A.I., Mnogoetapnie proţesî vîbora optimalnih rezmerov electriceschih maşin, Electricestvo, nr.6, 69, (1966).
4. Avetisian A., Bertinov A.I., Dinamicescoe programirovanie raspeta optimalnih electriceschih maşin na T.B.M., Electricestvo, nr.11, 46, (1966).
5. Bahm, E., Einfache Methode für den automatischen Entwurf elektrischer Maschinen und Transformatoren mit Digitalrechner, Bull. Assoc.Suisse Electr., 52, 975,(1961).
6. Bauer A.F., Allgemeine Gesichtspunkte für die Anwendung von Rechnern beim Entwurf von elektrischen Maschinen, E.T.Z., 7, 489, (1966).
7. BĂLĂ C., Proiectarea maşinilor electrice, Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1967.
8. BĂLĂ C., Maşini electrice. Teorie şi încercări. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1979.
9. Bodefeld Th., Sequenz H., Elektrische Maschinen, Wien, 6 Auflage, Springer Verlag, 1962.
10. Brown R.R., A generalized computer procedure for the design of optimum systems, Trans. Americ.Inst. Electr. Eng. 78 part.II, 285, 289, (1959).

- 11.Cioc I., Contribuții privind studiul, proiectarea și construcția seriei unitare de mașini sincrone de puteri medii (100-1000 kVA). Teză de doctorat, 1974, Institut. Polit. București.
- 12.Dancea I., Programarea calculatoarelor numerice pentru rezolvarea problemelor cu caracter tehnic și de cercetare științifică, Cluj, Editura Dacia, 1973.
- 13.Dimo, P., Programarea în FORTRAN, București, Editura didactică și pedagogică, 1971.
- 14.Dombrovski V.V., Detinko F.M., Eremeev A.S., Ivanon N.P., Ipatov P.M., Kaplan M.I., Pinski G.B., Proiectivovanie gidrogeneratorov. Leningrad, Izdatelstvo Energia.
I.Elektromagnitnye i teplovye protsesy 1965.
II.Konstrukcii. Mehanicheskie rascety.1968.
- 15.Dombrovski V.V., Hitoretzki G.M., Osnovy proektirovaniya elektriceskih mašin peremennogo toca, Izdatelstvo Energia, 1974.
- 16.Dordea T., Mașini electrice. Ed.II, București, Editura didactică și pedagogică, 1977.
- 17.Dordea T., Asupra ecuațiilor mașinilor electrice de curent alternativ, St.cerc.energ.electr., 16, 17, (1966).
- 18.Dordea T., Asupra cuplului electromagnetic al mașinilor electrice, St.cerc. energ. electr., 18, 131, (1968)
- 19.Dordea T., Novac I., O metodă de calcul optimal al mașinilor electrice de inducție, Sesiunea II-a de comunicări tehnico-științifice 1975, Secțiunea B, ICPEH Reșița.
- 20.Dordea T., Asupra valorii densității de curent la mașina de inducție, Sesiunea III-a de comunicări tehnico-științifice 1977, Secțiunea B, I.C.P.E.H.Reșița.
- 21.Dordea T., Metoda I.P.T. de calcul cu ordinatorul electronic al mașinilor electrice de inducție, Conferința națională de electrotehnică și electroenergetică, 1982, Timișoara,

Vol.4, p.65.

22. Dordea T., Proiectarea și construcția mașinilor electrice, Timișoara, Litografia IPTVT
Partea I-a. Proiectarea mașinilor electrice, 1979.
Partea II-a. Construcția mașinilor electrice, 1981.
- 22'. Dumitru V., Programarea neliniară, București, Editura Academiei RSR, 1976.
23. Dorn W.S., Mc Cracken D.D., Metode numerice cu programe în FORTRAN IV, București, Editura tehnică, 1976.
24. Frohne, H., Rationalisierung beim Entwurf elektrischer Maschinen unter Verwendung digitaler Rechenautomaten, E.T.Z.-A, 84, 69 (1963).
25. Gheorghiu I., Fransua A., Tratat de mașini electrice, IV, Mașini sincrone, București, Editura Academiei RSR, 1972.
26. Godwin G.L., Optimum machine design by digital computer, Trans.Americ.Inst.Electr.Eng.part.III, 78, 478, (1959).
27. Harrington D., Larney N.H., Experience in using a high speed computer in the design of large turbine generators, Trans. Americ.Inst.Electr.Eng. part.III, 77, 1230, (1958).
28. Herzog G.W., Andersen O.W., Scrimgeour I., Chow W.S., The application of digital computers to rotating - machine design, Trans.Americ.Inst.Electr.Eng.part.III, 78, 814, (1959).
29. Irhașiu D., Metode utilizate în prezent în proiectarea mașinii sincrone cu poli aparenti. Referat de doctorat.
30. Irhașiu D., Unele aspecte privind proiectarea mașinii sincrone în vederea utilizării calculatoarelor numerice, Comunicare la sesiunea științifică a I.P.Timișoara, mai 1971, Timișoara.
31. Irhașiu D., Utilizarea calculatoarelor numerice în proiectarea mașinii sincrone cu poli proeminenți. Sesiunea II-a de co-

municări tehnico-științifice 1975, Secțiunea B, I.C.P.E.H. Reșița.

32. Irhașiu D., Determinarea dimensiunilor geometrice ale hidrogeneratoarelor cu ajutorul ordinarilor electronice, Sesiunea a III-a de comunicări tehnico-științifice 1977, Secțiunea B, I.C.P.E.H. Reșița.
33. Irhașiu D., Calculul electromagnetic al rotorului unui hidrogenerator, Bul. st. tehn. IPTV Timișoara, Electrotehnică, 25 Fasc.1, 51, (1980).
34. Irhașiu, D., Optimizarea mașinii sincrone cu poli aparenti, în regim de generator, Bul. st. tehn. IPTV Timișoara, Electrotehnică. 24. Fasc.2, 117, (1979).
35. Irhașiu D., Program de calcul optimal al hidrogeneratoarelor, Bul. st. I. P. Cluj-Napoca, Electrotehnică-Energetică-Informatică, 22, 68, (1979).
36. Kagan B.M., Ter-Mikaelian T.M., Rezolvarea problemelor ingineresti cu calculatoare numerice, București, Editura tehnică, 1965.
37. Klant I., Berechnung und Bemessung elektrischer Maschinen, Berlin, /Göttingen /Heidelberg, Springer Verlag, 1962.
38. Lehman S., Hagedorn G., Die technische Berechnung von synchronmaschinen mit Rechenautomaten, E.T.Z.-A, 84, 855, (1963).
39. Liwschitz M., Die elektrischen Maschinen, III, Berechnung und Bemessung, Leipzig und Berlin, Verlag Teubner, 1934.
40. Neidhöfer G., Baum E., Konstruktionsberechnung elektrischer Maschinen mit Digitalrechnern, Brown Boveri Mitteilungen, 48, 331, (1961).
41. Nicolaide A., Mașini electrice, Teorie. Proiectare, II, Craiova, Editura Scrisul Românesc, 1975.
42. Niculescu S., Inițiere în FORTRAN, București, Editura tehnică, 1972.

43. Novac I., Calculatoarele analogice și numerice în studiul și construcția de mașini electrice, Electrotehnica, 11, 410, (1967)
44. Nürnberg W., Die Asynchronmaschine, Berlin, Springer Verlag, 1963.
45. Nürnberg W., Lax F., Synchronmaschinen, Berlin, AEG-Telefunken Verlagsabteilung, 1971.
46. Postnikov L.M., Proiectarea mașinilor electrice, București. Editura energetică de stat, 1954.
47. Răduleț R., Opaschi M., Proiectarea hidrogeneratoarelor și a motoarelor sincrone, I, București, Editura tehnică, 1981.
48. Reiche H., Der Entwurf von volkswirtschaftlich optimalen elektrischen Maschinen, Energianwendung, 11, 241, (1966).
49. Reiche H., Glockner G., Zum wirtschaftlichen Entwurf von Synchron-Schenkelpol - Maschinen mit einem Digitalrechner, Elektrik, 20, 132, 203, (1966).
50. Reiche H., Glockner G., Maschinelles Berechnen elektrischer Maschinen, Berlin, VEB Verlag Technik, 1973.
51. Richter R., Infășurările mașinilor electrice, București, Editura tehnică, 1958.
52. Richter R., Mașini electrice. București, Editura tehnică.
I. Elemente generale de calcul. Mașini de curent continuu, 1958.
II. Mașina sincronă și mașina comutatoare, 1959.
53. Ruelle M.G., Emploi du calculateur électronique pour l'étude et la spécification des alternateurs hydrauliques, Bull. de la Société Fr. des Électr. 8/2, 427, (1961).
54. Schuisky W., Berechnung elektrischer Maschinen, Wien, Springer Verlag, 1960.
55. Schwartz B., Geometrical approach to the economical design of rotating electrical machines, Proc. of I.E.E., 113, 493, (1966).

56. Sequenz H., Analog and Digitalrechner bei den elektrischen Maschinen, E.u.M., 79, 423, (1962)
57. Stephen D.D., Using digital computer to design electrical machines, Engineering, 187, 718, (1959)
58. Veinott C.G., Electric machinery design by digital computer after nine years, Electrical Engineering, 82, 275, (1963)
59. Veinott C.G., Word - wide usage of computers in the design of electric machinery, Electric Machines and Electromechanics an Int. Quarterly, 2, 305, (1978).
60. Widemann E., Kellenberger W., Konstruktion elektrischer Maschinen, Berlin, Springer Verlag, 1967.