

MINISTERUL EDUCATIEI SI INVATAMINTULUI
INSTITUTUL POLITEHNIC „TRAIAN VUIA” TIMISOARA
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICA

Ing. IANCU VASILE

CONTRIBUTII LA STUDIUL MOTORULUI LINIAR MONOFAZAT

Teză de doctorat

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

CONDUCTATOR STIINTIFIC
Prof.dr.ing. Toma Dordea

- 1977 -
TIMISOARA

INSTITUTUL POLITEHNIC TIMIȘOARA	
Volum	329.826
Dulap	93 +1

C U P R I N S

	143.
INTRODUCERE	5
CAPITOLUL 1. CONSIDERATII GENERALE ASUPRA MOTORULUI LINIAR MONOFAZAT CU CONLENSATOR	9
CAPITOLUL 2. FENOMENE SPECIFICE LA MASINILE LINIARE	11
2.1. Efectul de capăt	11
2.2. Alte fenomene care apar la mașinile liniare	18
CAPITOLUL 3. INFLUENTA TIPULUI DE INFASURARE ASUPRA CIMPU- LUI MAGNETIC DIN INTREFIERUL SI JUGUL MAGNETIC	21
3.1. Infășurare semibobinată cu număr par de poli	22
3.2. Infășurare semobobinată cu număr impar de poli	27
3.3. Comparație între diferitele tipuri de înfășu- rări	31
CAPITOLUL 4. CALCULUL TRIDIMENSIONAL AL MOTORULUI LINIAR BIFAZAT	36
4.1. Modelul matematic	36
4.2. Descompunerea solenației primare în serii duble Fourier	38
4.3. Ecuațiile câmpului electromagnetic	51
4.4. Potențialul magnetic vector în întrefier	51
4.5. Potențialul magnetic vector în indus	52
4.6. Mărimile câmpului electromagnetic	53
4.7. Determinarea constantelor de integrare pentru motorul liniar unilateral	55
4.8. Determinarea constantelor de integrare pentru motorul liniar bilateral	59
4.9. Calculul forțelor	60
4.10. Fluxul magnetic, tensiunea electromotoare indusă	62
4.11. Vectorul lui Foynting, Puteri și pierderi	65
CAPITOLUL 5. CALCULUL CARACTERISTICILOR MOTORULUI LINIAR BIFAZAT CU ORDINATORUL ELECTRONIC	68
5.1. Programul de calcul	68
5.2. Prototipuri calculate	72

5.3. Influența parametrilor curenților de alimentare asupra forțelor dezvoltate de motorul liniar bifazat unilateral	73
5.4. Influența parametrilor indusului asupra forțelor dezvoltate de motorul liniar bifazat unilateral	77
5.5. Influența întrefierului asupra forțelor dezvoltate de motorul liniar bifazat unilateral	81
5.6. Influența ordinului armonicilor \dot{y}_{\max} la calculul forțelor	81
5.7. Influența saturației indusului motorului liniar bifazat unilateral	82
5.8. Variația inducției magnetice în întrefier pe lungimea și pe lățimea motorului liniar bifazat unilateral	83
5.9. Caracteristicile mecanice ale motorului liniar bifazat de tip bilateral	83
CAPITOLUL 6. REZULTATE EXPERIMENTALE	86
6.1. Instalații experimentale	86
6.2. Rezultatele experimentale la proba în scurt-circuit a motorului liniar bifazat unilateral	89
6.3. Rezultatele experimentale la proba în scurt-circuit a motorului liniar bifazat bilateral	91
CAPITOLUL 7. APLICĂȚII ALE MOTORULUI LINIAR MONOFAZAT CU CONDENSATOR	93
CONCLUZII	99
ANEXE	103
BIBLIOGRAFIE	159

I N T R O D U C E R E

Intr-o serie de acționări cu mișcări liniare, utilizarea motorului electric rotativ nu reprezintă soluția optimă, datorită sistemelor complicate de transmisie a mișcării (pârghii, cabluri, roți dințate etc). In astfel de acționări motorul electric liniar permite o simplificare a mecanismelor de transmisie necesare, reprezentând o construcție simplă și robustă.

Motorul electric rotativ monofazat cu poli ecranati sau cu condensator este larg răspândit într-o serie de utilizări, mai ales casnice, acolo unde se dispune de o sursă monofazată de tensiune.

Motorul electric liniar monofazat poate fi conceput ca rezultatul desfășurării în plan a motorului monofazat rotativ. Rezultă deci două tipuri de motoare electrice liniare monofazate: motorul liniar cu poli ecranati și motorul liniar cu condensator.

Cercetări în legătură cu primul tip de motor au fost realizate la Uzina Electromotor din Timișoara, de către dr.ing. Gheorghe Constantin.

Motorul electric liniar monofazat cu condensator, ca și cel cu poli ecranati, este destinat acționărilor de microputare ($F < 100 \text{ N}$) și viteză joasă ($v < 10 \text{ m/sec}$). Firma LINEARA din Suedia fabrică câteva tipuri de astfel de motoare. Dintre posibilitățile de utilizare pe care le recomandăm amintim: dispozitive de sortare, transportul pe distanțe scurte, dispozitive de ștampilare, acționarea uşilor glisante, acționarea ventilelor, transformarea mișcării liniare în mișcare de rotație și reglarea acesteia în funcție de raza la care acționează motorul electric liniar.

In literatura de specialitate există puține referiri la motorul liniar monofazat cu condensator.

In capitolul 1 sînt prezentate considerații generale referitoare la motorul liniar monofazat cu condensator, subliniindu-se avantajele față de motorul liniar trifazat.

Capitolul 2 conține un studiu cu privire la fenomenele specifice mașinilor liniare bifazate. Sînt prezentate particularități legate de întreruperea inductorului la cele două capete. Ipotezele simplificatoare în baza cărora se efectuează acest studiu (funcționarea în gol a mașinii liniare, neglijarea armonicilor superioare ale solenației, miezuri magnetice nesaturate, curenți defazați în cvadratură pe cele două faze și egali) permit evidențierea analitică cît și grafică a urmărilor cauzate de deschiderea circuitului magnetic al inductorului. Sînt trasate cu ajutorul unui calculator Hewlett-Packard curbele reprezentînd distribuția spațialo-temporară a inducției magnetice în întrefierul motorului liniar și fluxul magnetic în jug.

Tipul de înfășurare exercită o influență importantă asupra cîmpului magnetic din întrefierul și jugul magnetic al motorului liniar. Această influență este analizată în capitolul 3. Sînt prezentate trei tipuri de înfășurări: înfășurare într-un singur strat, înfășurare în dublu strat cu polii de capăt semibobinați (înfășurare semibobinată) cu număr par și cu număr impar de poli.

În capitolul 4 este prezentat calculul tridimensional al motorului liniar bifazat unilateral și bilateral, avînd solenația descompusă în serii duble Fourier, pe lungimea și lățimea motorului și un indus compus din „m” straturi de rezistivități electrice și permeabilități magnetice diferite. Sînt deduse expresiile forțelor de propulsie și normală cît și celelalte mărimi: tensiuni induse, puteri, randament, factor de putere. Teoria straturilor, permite considerarea saturației indusului și elaborarea unei metode de calcul pentru motoarele unilaterale și bilaterale.

Capitolul 5 prezintă calculul pe un calculator FELIX C-256 a caracteristicilor motorului liniar bifazat de tip unilateral și bilateral. Sînt descrise programele de calcul și se face un studiu al influenței pe care diferiții parametri ai inductorului, întrefierului și indusului o au asupra forțelor dezvoltate de motor.

Capitolul 6 conține rezultatele experimentale obținute pe două prototipuri, primul de tip unilateral și al doilea de tip bilateral. Ele validează metoda de calcul propusă.

În capitolul 7 sînt arătate cîteva din aplicațiile motorului liniar monofazat cu condensator, în domenii în care poate înlocui cu succes motorul rotativ monofazat cu condensator sau motorul liniar trifazat.

In incheiere, pe baza rezultatelor teoretice și experimentale sînt prezentate concluziile finale.

Principalele contribuții ale lucrării sînt:

1. Evidențierea analitică și grafică a urmărilor cauzate de deschiderea circuitului magnetic la cele două capete ale mașinii liniare, analizînd componentele alunecătoare și pulsatorii ale cîmpului magnetic în întrefierul și jugul mașinii liniare.

2. Studiul asupra diferitelor tipuri de înfășurări și stabilirea influenței pe care tipul de înfășurare o are asupra cîmpului magnetic, precum și concluziile rezultate pentru tehnologia de fabricație a motoarelor liniare m-fazate în general și bifazate în special.

3. Elaborarea unei noi metode de calcul tridimensional a motorului liniar bifazat care consideră solenația primară descompusă în serii duble Fourier după lungimea și lățimea mașinii, iar indusul format din m straturi (teoria straturilor); pentru motorul liniar bifazat, calculul tuturor mărimilor cîmpului electromagnetic, expresiile forțelor, puterilor, randamentului, factorului de putere și ale tensiunilor induse, în cazul general al unor înfășurări care diferă prin numărul de spire pe bobină și fază, numărul de creștături pe pol și fază, amplitudinea curenților pe cele două faze și un defazaj oarecare între curenți; stabilizarea expresiilor mai simple pentru unele cazuri particulare.

4. Studiul mai multor programe de calcul bazate pe metoda descrisă care se referă la: calculul forțelor de propulsie și normală, influența saturației stratului feromagnetic al indusului, distribuția spațială a inducției în prezența indusului, calculul puterilor și factorului de putere. Programele elaborate permit calculul atât a motorului de tip unilateral cît și a motorului liniar de tip bilateral.

5. Analiza influenței pe care diferiții parametri o au asupra performanțelor motorului liniar bifazat. Acești parametri au fost grupați în trei categorii: o primă categorie se referă la inductor (valoarea curenților, defazajului dintre ei și frecvența de alimentare), o a doua se referă la întrefier iar a treia categorie se referă la indus (material, lățime, grosime).

6. Incercările experimentale care validează teoria și calculul prezentat în lucrare și evidențiază rolul condensatorului în

funcționarea motorului bifazat alimentat de la o sursă monofazată de tensiune.

7. Stabilirea domeniilor de utilizare a acestor mașini, ca acționări de tipul: ușilor glisante, dispozitivelor de sortare, transportorului pe distanțe scurte, acționarea ventilelor, servo-acționărilor liniare, motorului liniar cu indusul disc. Se subliniază aplicarea motorului liniar monofazat cu condensator de tip bilateral la acționarea unui model de ciocan de matritare conceput și construit la Institutul politehnic Cluj-Napoca.

Elaborarea tezei de doctorat a avut loc sub îndrumarea permanentă și competentă a conducătorului științific prof.dr.ing. Toma Dordea, cărui autorul îi exprimă recunoștința și îi mulțumește pe această cale.

C A P I T O L U L 1

CONSIDERATIILE GENERALE ASUPRA MOTORULUI LINIAR MONOFAZAT CU CONDENSATOR

Considerat ca varianta liniară a motorului elastic rotativ monofazat cu condensator, motorul liniar monofazat cu condensator prezintă o serie de avantaje față de motorul electric liniar trifazat. Dintre acestea amintim:

- posibilitatea conectării la rețeaua de tensiune monofazată;
- simplificarea schemei electronice de comandă și reglaj a vitezei;
- obținerea unor viteze de sincronism scăzute, prin micșorarea pasului polar;
- îmbunătățirea factorului de putere total, datorită conectării condensatorului pe una din faze.

În principiu, un motor electric liniar monofazat cu condensator, presupune existența unei înfășurări bifazate pe inductor. Faza principală se alimentează direct de la rețea iar faza auxiliară se alimentează de la aceeași rețea, prin intermediul unui condensator (fig.1.1.a).

Într-o serie de aplicații este necesară inversarea sensului de deplasare. Prin schimbarea condensatorului între cele două faze, cu ajutorul unui inversor de sens (fig.1.1.b) se poate realiza simplu schimbarea sensului de deplasare și totodată o frînare prin contraconectare.

Faza auxiliară poate fi alimentată și prin intermediul unui defazor care realizează un defazaj optim de 90° a curentului prin faza auxiliară față de curentul prin faza principală, (fig.1.1.c).

În cazul existenței unei rețele trifazate cu neutrul accesibil, cele două faze ale motorului electric liniar se pot alimenta cu un sistem de tensiuni în cvadratură conform schemei din fig.1.1.d). Rolul autotransformatorului este de a adapta tensiunile pe cele două faze în scopul simetrizării curentului, putând folosi totodată și la modificarea vitezei.

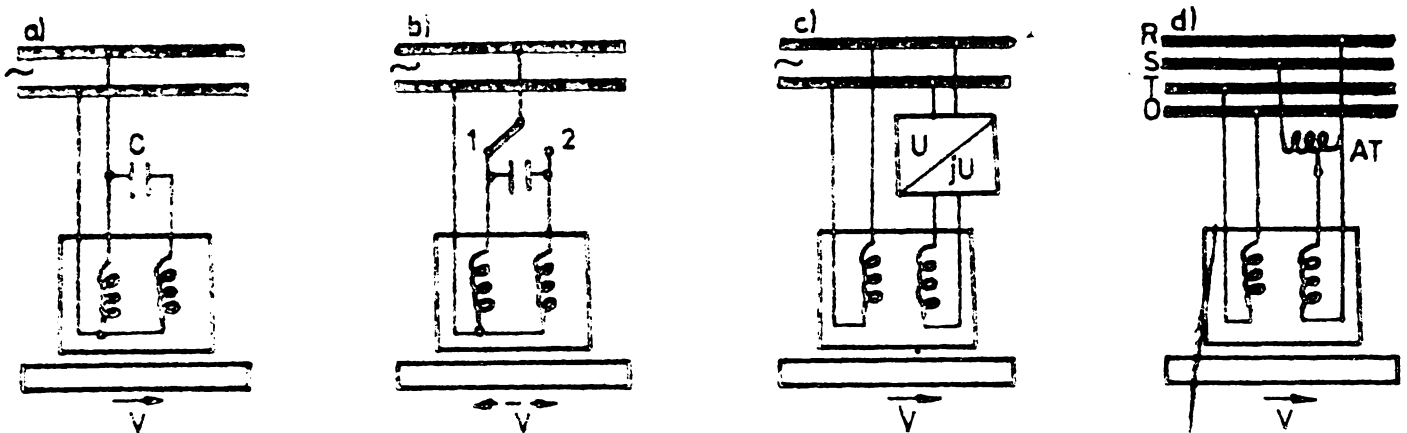


Fig.1.1. Diferite scheme de conectare la rețea a motorului liniar bifazat: a) conectarea la o rețea monofazată printr-un condensator. b) conectarea la o rețea monofazată printr-un condensator și un inversor de sens; c) conectarea la o rețea monofazată printr-un circuit defazor; d) conectarea la o rețea trifazată cu neutrul accesibil, printr-un autotransformator.

Referitor la motorul electric liniar monofazat cu condensator există foarte puține referiri în literatura de specialitate [53], [105].

Au apărut o serie de publicații în care s-a încercat simplificarea teoriei motorului liniar trifazat și a considerării în mod cât mai simplu a efectelor particulare ale motorului liniar trifazat.

Lucrarea de față își propune să evidențieze particularitățile de mașină liniară și să dea o metodă cât mai exactă de calcul.

C A P I T O L U L 2

FENOMENE SPECIFICE LA MASINILE LINIARE

Înțelegem prin fenomene specifice mașinilor liniare, fenomenele noi în comportarea acestora, deosebite de ale mașinilor rotative [3]. Ele sînt o consecință a faptului că inductorul unei mașini liniare este rectiliniu și de lungime finită.

Fenomenul specific mașinilor liniare este efectul de capăt. Celelalte fenomene, ca: efectul de margine, fenomenul refulării curentului în indus, mărirea întrefierului, nu sînt specifice mașinilor liniare. Ele sînt comune, mașinilor asincrone cu rotorul masiv și mașinilor liniare. Există numai unele particularități în manifestarea acestora la mașinile liniare.

Datorită complexității fenomenelor care apar la mașinile liniare plane, acestea pot fi considerate ca un caz general al mașinilor electrice, mașinile clasice rotative cît și mașinile liniare tubulare, putînd fi considerate cazuri particulare ale mașinilor liniare plane.

2.1. EFECTUL DE CAPAT

Lungimea finită a inductorului mașinii liniare are drept consecință efectul de capăt. Acesta se manifestă prin două subefecte: efectul de capăt static și efectul de capăt dinamic.

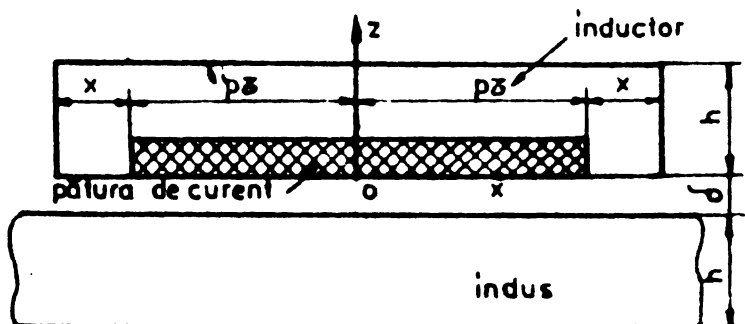


Fig.2.1. Modelul matematic al mașinii liniare la funcționarea în gol.

Pentru a evidenția fenomenele care însoțesc efectul de capăt static, se consideră funcționarea în gol a unei mașini liniare, neglijându-se armonicile superioare ale solenajiei.

Se consideră că miezul magnetic al inductorului, cit și in-
dusul sint nesaturate, de permeabilitate magnetică μ , iar neuni-
formitatea întrefierului datorită prezenței dinților se ia în
considerare prin întrefierul echivalent δ .

Infășurarea bifazată a inductorului, presupusă uniform dis-
tribuită, este parcursă de curenții:

$$\begin{cases} i_A = I_m \sin \omega t \\ i_B = I_m \cos \omega t \end{cases} \quad (2.1)$$

generînd la suprafața inductorului, pătura de curent

$$a = A_m \cos \left(\omega t - \frac{\sqrt{2}}{2} x \right) \quad (2.2)$$

Inductorul mașinii liniare este prelungit la ambele capete,
în afara zonei active cu infășurări, cu distanțele X (fig.1.1).
În raport cu un sistem de coordonate plasat la mijlocul inducto-
rului (fig.1.1), conform [97], distribuția spațialo-temporară a
inducției magnetice în întrefierul mașinii are expresiile:

$$B_1(x,t) = (-1)^p B_m \left[\frac{\text{sh} \beta p \delta}{\text{sh} \beta (X + p \delta)} \sin \omega t + \frac{\beta \delta}{\sqrt{2}} \frac{\text{sh} \beta p \delta}{\text{ch} \beta (X + p \delta)} \cos \omega t \right] \text{ch} \beta \left(x - X + p \delta \right) \text{ pentru } -p \delta \leq x \leq -p \delta \quad (2.3)$$

$$B_2(x,t) = B_m \sin \left(\omega t - \frac{\sqrt{2}}{2} x \right) + (-1)^{p+1} B_m \left[\frac{\text{sh} \beta X}{\text{sh} \beta (X + p \delta)} \sin \omega t \text{ch} \beta X - \frac{\beta \delta \text{ch} \beta X}{\sqrt{2} \text{ch} \beta (X + p \delta)} \cos \omega t \right] \text{sh} \beta (X + p \delta) \text{ pentru } -p \delta \leq x \leq p \delta \quad (2.4)$$

$$B_3(x,t) = (-1)^p B_m \left[\frac{\text{sh} \beta p \delta}{\text{sh} \beta (X + p \delta)} \sin \omega t - \frac{\beta \delta}{\sqrt{2}} \frac{\text{sh} \beta p \delta}{\text{ch} \beta (X + p \delta)} \cos \omega t \right] \text{ch} \beta \left(-x - X + p \delta \right) \text{ pentru } p \delta \leq x \leq (p \delta + X) \quad (2.5)$$

unde:

$$B_m = \frac{A_m \mu_0 \sqrt{2}}{\delta \sqrt{\beta^2 + \frac{\mu_0^2}{\delta^2}}}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{2}{\mu_r \delta h}}$$

Fluxul magnetic, în diferite secțiuni ale jugului magnetic
al inductorului, conform [97] se poate scrie:

$$\phi_{j_1}(x,t) = (-1)^p B_m \frac{1}{\beta} \frac{\text{sh} \beta p \tau}{\text{sh} \beta (\tau - p \tau)} \sin \omega t + \phi_m \frac{\text{sh} \beta p \tau}{\text{ch} \beta (\tau - p \tau)} \cos \omega t \quad \text{sh} \beta (x + \tau - p \tau) \quad (-p \tau - \tau) \leq x \leq -p \tau \quad (2.6)$$

$$\phi_j(x,t) = \phi_m \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x + (-1)^{p+1} \phi_m \frac{\text{ch} \beta x}{\text{ch} \beta (\tau + p \tau)} \cos \omega t - \text{ch} \beta x + (-1)^{p+1} B_m \frac{1}{\beta} \frac{\text{sh} \beta x}{\text{sh} \beta (\tau + p \tau)} \sin \omega t \cdot \text{sh} \beta x \right. \\ \left. \text{pentru } -p \tau \leq x \leq p \tau \quad (2.7) \right.$$

$$\phi_{j_2}(x,t) = (-1)^{p+1} B_m \frac{1}{\beta} \frac{\text{sh} \beta p \tau}{\text{sh} \beta (\tau + p \tau)} \sin \omega t + (-1)^p \phi_m \frac{\text{sh} \beta p \tau}{\text{ch} \beta (\tau + p \tau)} \cos \omega t \quad \text{sh} \beta (-x + \tau + p \tau) \\ \text{pentru } p \tau \leq x \leq p \tau + \tau \quad (2.8)$$

unde: $\phi_m = B_m \frac{\tau}{\pi}$

Expresiile inducției și fluxului în diferitele zone ale mașinii pot fi scrise simplificat:

$$B_1(x,t) = (-1)^p (B_1' \sin \omega t + B_1'' \cos \omega t) \text{ch} \beta (x + \tau + p \tau) \quad (2.9)$$

$$B(x,t) = B_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x \right) + (-1)^{p+1} B' \text{ch} \beta x \sin \omega t + (-1)^{p+1} B'' \text{sh} \beta x \cos \omega t \quad (2.10)$$

$$B_2(x,t) = (-1)^{p+1} (B_2' \sin \omega t + (-1)^{p+1} B_2'' \cos \omega t) \text{ch} \beta (-x + \tau + p \tau) \quad (2.11)$$

$$\phi_{j_1}(x,t) = (-1)^p (\phi_1' \sin \omega t + \phi_1'' \cos \omega t) \text{sh} \beta (x + \tau + p \tau) \quad (2.12)$$

$$\phi_j(x,t) = \phi_m \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x \right) + (-1)^{p+1} \phi' \text{ch} \beta x \cos \omega t + \phi'' \text{sh} \beta x \sin \omega t \quad (2.13)$$

$$\phi_{j_2}(x,t) = (-1)^{p+1} (\phi_2' \sin \omega t + (-1)^{p+1} \phi_2'' \cos \omega t) \text{sh} \beta (-x + \tau + p \tau) \quad (2.14)$$

unde:

$$B_1' = \frac{\text{sh} \beta p \tau}{\text{sh} \beta (\tau - p \tau)} B_m$$

$$B_1'' = \beta \frac{\tau}{\pi} \frac{\text{sh} \beta p \tau}{\text{ch} \beta (\tau - p \tau)} B_m$$

$$B' = \frac{\text{sh} \beta x}{\text{sh} \beta (\tau + p \tau)} B_m$$

$$B'' = \beta \frac{\tau}{\pi} \frac{\text{ch} \beta x}{\text{ch} \beta (\tau + p \tau)} B_m$$

$$\phi_1' = \frac{1}{\beta} \frac{\text{sh} \beta p \tau}{\text{sh} \beta (\tau + p \tau)} B_m$$

$$\phi_1'' = \frac{\text{sh} \beta p \tau}{\text{ch} \beta (\tau + p \tau)} \phi_m$$

$$\phi = \frac{\text{ch} \beta X}{\text{ch} \beta (X + p\tau)} \phi_m \quad \phi'' = \frac{1}{\beta} \frac{\text{sh} \beta X}{\text{sh} \beta (X + p\tau)} B_m$$

Efectul de capăt, static se poate evidenția, la mersul în gol a mașinii liniare, deci fără a ține seama de curenții din indus, prin caracterul câmpurilor magnetice din întrefier al fluxurilor din jugurile magnetice, precum și al fluxurilor de scăpări [111], în condițiile limitării circuitului magnetic al mașinii la cele două capete.

Analizând expresiile (1.9 - 1.14) în ipotezele considerate, se desprind următoarele concluzii:

a) În întrefierul mașinii liniare, în zona activă (cu înfășurări) ($-p\tau \leq x \leq p\tau$), pe lângă componenta alunecătoare a inducției mai apar două componente pulsatorii ale acesteia. Prima componentă pulsatorie, avînd o repartiție spațială după legea $\text{ch} \beta X$ se datorează prelungirii circuitului magnetic la cele două capete, anulîndu-se pentru $X=0$. A doua componentă pulsatorie, avînd o repartiție spațială după legea $\text{sh} \beta X$, se datorează permeabilității magnetice finite a circuitului magnetic, anulîndu-se pentru $\beta=0$ ($\mu = \infty$). Datele experimentale [111] arată că cea de-a doua componentă pulsatorie se poate neglija, avînd o influență redusă.

b) La capetele inductorului din afara zonei active ($-p\tau - X \leq x \leq -p\tau$ și $p\tau \leq x \leq p\tau + X$) inducția magnetică din întrefier conține numai componente pulsatorii. Prima componentă pulsatorie este prezentă întotdeauna la capetele mașinii, amplitudinea ei reducîndu-se odată cu mărirea spațiilor X . Cea de a doua componentă pulsatorie, dispăre în cazul particular $\beta=0$ ($\mu = \infty$)

c) Fluxurile din jugul magnetic al mașinii au același aspect ca și inducțiile din întrefier, cu deosebirea că chiar în cazul particular $\beta=0$ și $X=0$, fluxurile din jugul magnetic păstrează o componentă pulsatorie:

$$\phi(x,t) = \phi_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}x) + (-1)^{p+1} \phi_m \cos \omega t$$

care modulează compoziția sinusoidală a fluxului în jurul valorii medii, dublându-i valoarea în anumite zone, în funcție de numărul de perechi de straturi.

$$\phi_{jmax} = 2\phi_m \cos \omega t \quad \begin{array}{l} \text{la } x = \pm(2k+1)\delta \text{ pentru } p=4 \\ \text{la } x = \pm 2k\delta \text{ pentru } p=6 \end{array}$$

și anulându-i valoarea în alte zone.

$$\phi_{jmin} = 0 \quad \begin{array}{l} \text{la } x = \pm 2k\delta \text{ pentru } p=4 \\ \text{la } x = \pm(2k+1)\delta \text{ pentru } p=6 \end{array}$$

d) Influența lungimii X a capetelor nebobinate ale inductorului asupra distribuției spațio-temporale a inducției în întrefier și fluxului în jugul magnetic poate fi mai ușor examinată în cazul particular $\beta = 0$ ($\mu = \infty$)

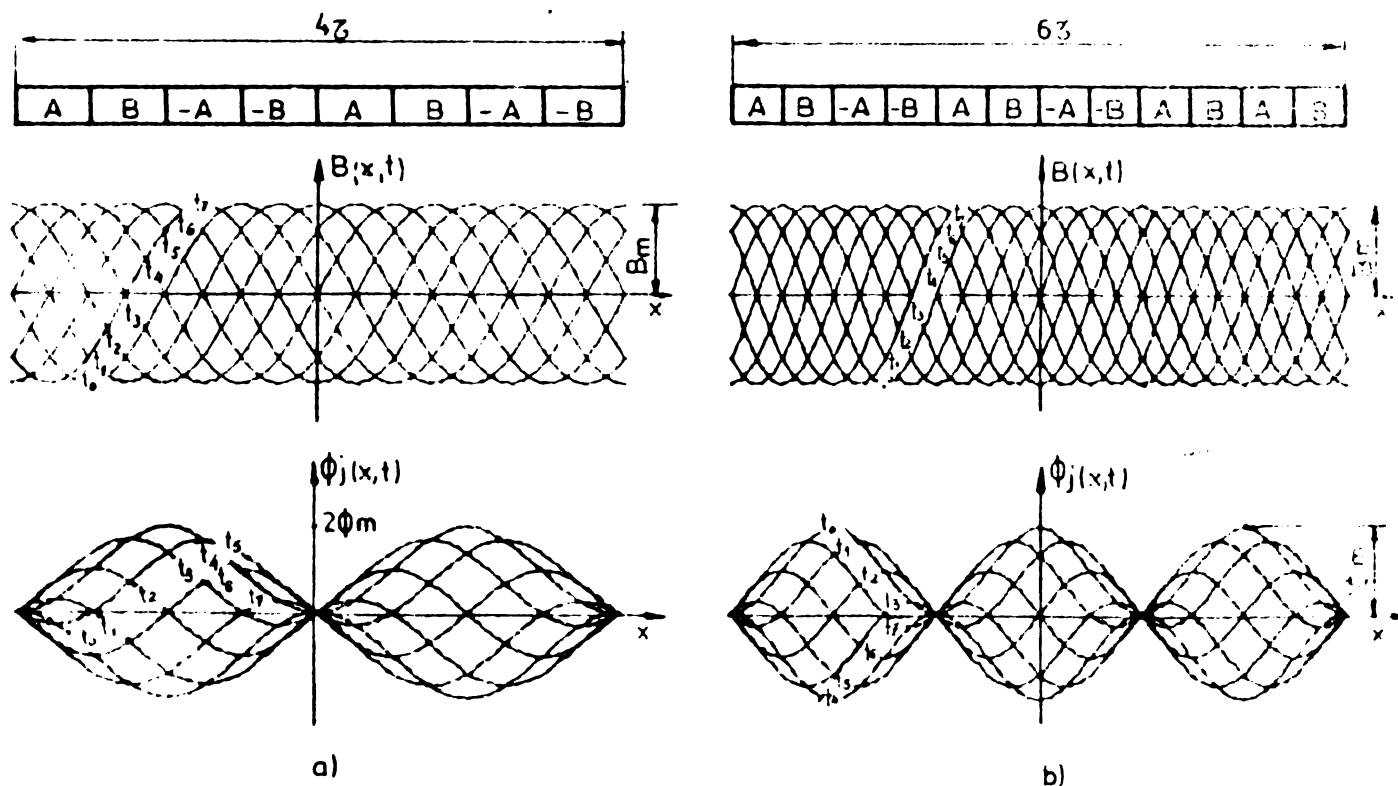


Fig.2.9. Distribuția spațio-temporală a inducției magnetice în întrefier și fluxului în jugul magnetic, pentru o înfășurare într-un singur strat, $X=0$, la momentele:

$$t_0=0, t_1=\frac{1}{8}T, t_2=\frac{1}{4}T, t_3=\frac{3}{8}T, t_4=\frac{1}{2}T, t_5=\frac{5}{8}T, t_6=\frac{3}{4}T, t_7=\frac{7}{8}T,$$

pentru $2p=4$ (a) și $2p=6$ (b).

Pentru acest caz particular expresiile (2.9-2.14) devin:

$$B_1(x,t) = (-1)^p \frac{p\delta}{X \cdot p\delta} B_m \sin \omega t \quad \text{pentru } -p\delta \leq x \leq p\delta \quad (2.15)$$

$$B(x,t) = B_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{\delta} x) + (-1)^{p+1} B_m \frac{X}{X+p\delta} \sin \omega t \quad \text{pentru } -p\delta \leq x \leq p\delta \quad (2.16)$$

$$B_2(x,t) = (-1)^p \frac{p\delta}{X+p\delta} B_m \sin \omega t \quad \text{pentru } p\delta \leq x \leq p\delta + X \quad (2.17)$$

$$\Phi_{j1}(x,t) = (-1)^p \Phi_m \frac{p}{\pi(X+p\delta)} (x+X+p\delta) \sin \omega t \quad \text{pentru } -p\delta - X \leq x \leq -p\delta \quad (2.18)$$

$$\Phi_j(x,t) = \Phi_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{\delta} x) + (-1)^{p+1} \Phi_m \cos \omega t + (-1)^{p+1} \Phi_m \frac{\pi}{\delta} \frac{X}{X+p\delta} x \sin \omega t \quad (2.19)$$

pentru $-p\delta \leq x \leq p\delta$

$$\Phi_{j2}(x,t) = (-1)^{p+1} \Phi_m \frac{p}{\pi(X+p\delta)} (x+X+p\delta) \sin \omega t \quad \text{pentru } p\delta \leq x \leq p\delta + X \quad (2.20)$$

Pe baza relațiilor (2.15-2.20) s-au trasat cu ajutorul unui calculator Hewlett-Packard, caracteristicile reprezentând distribuțiile spațio-temporare ale inducției în întrefier și ale fluxului în jugul magnetic al unei mașini liniare pentru $X=0$ (fig.2.2) și pentru $X=B$ (fig.2.3).

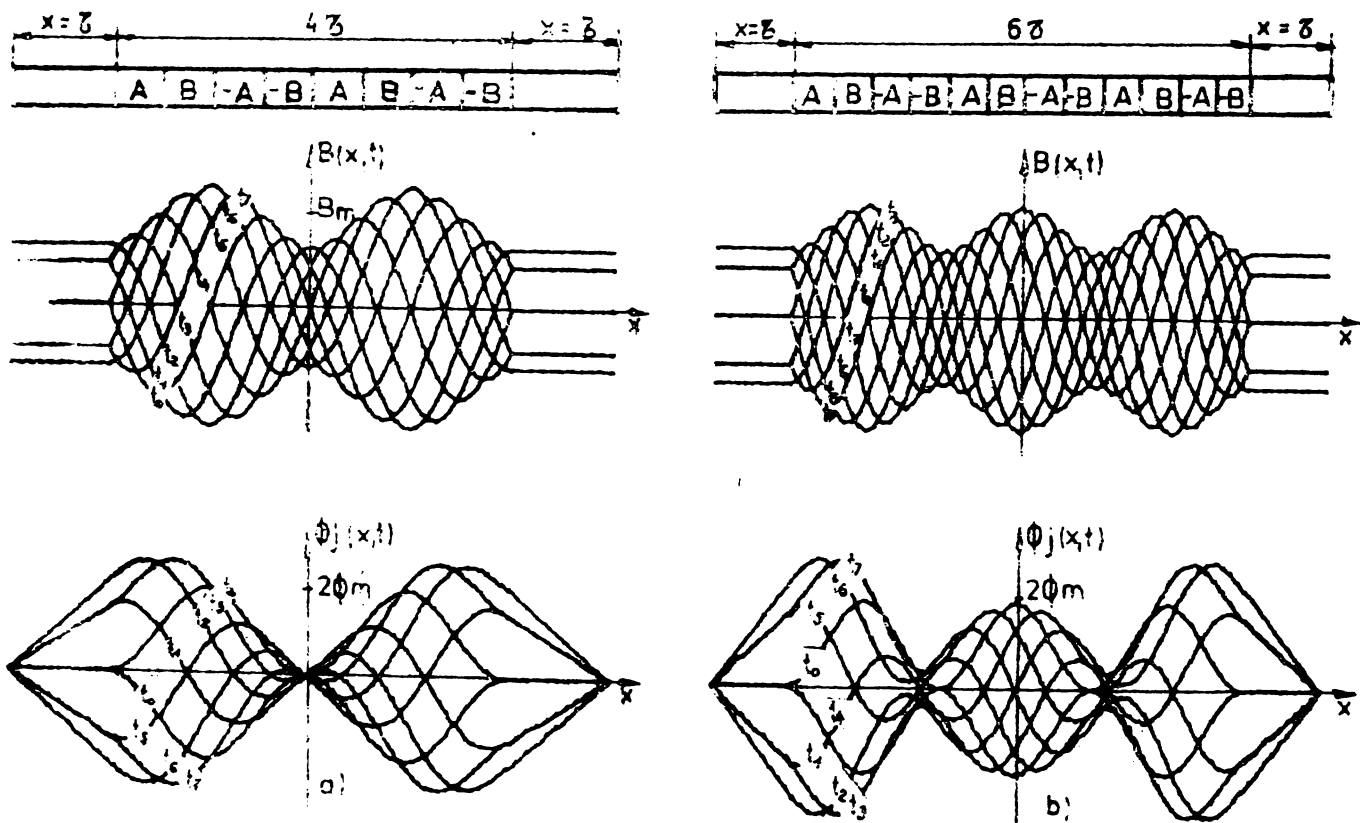


Fig.2.3. Distribuția spațio-temporară a inducției magnetice în întrefier și a fluxului în jugul magnetic, pentru o înfășurare într-un singur strat, $X=B$, la momentele:

$$t_0=0, t_1=\frac{1}{8}T, t_2=\frac{1}{4}T, t_3=\frac{3}{8}T, t_4=\frac{1}{2}T, t_5=\frac{5}{8}T, t_6=\frac{3}{4}T, t_7=\frac{7}{8}T,$$

pentru $2p=4$ (a) și $2p=6$ (b).

Se desprind următoarele concluzii:

a) Prelungirea circuitului magnetic în afara zonei active (cu înfășurări) a mașinii liniare ($X \neq 0$) determină modularea amplitudinii inducției în întrefier, pe toată lungimea mașinii și de asemenea o deformare a fluxului, mai pronunțată spre capetele zonei active (fig.2.3). Componenta pulsatorie a cîmpului, care modulează inducția magnetică în întrefierul mașinii este cu atât mai redusă cu cît numărul de poli este mai mare (2.16), anulîndu-se pentru $p \rightarrow \infty$.

b) Lipsa prelungerilor circuitului magnetic ($X=0$) determină atenuarea urmărilor cauzate de deschiderea circuitului magnetic la cele două capete ale mașinii liniare. Pentru cazul particular $X=0$ (fig.2.2), mașina liniară limitîndu-se la zona activă, se pot scrie expresiile

$$B(x,t) = B_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{\sigma} x) \quad (2.21)$$

$$\phi_j(x,t) = \phi_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{\sigma} x) + (-1)^{p+1} \phi_m \cos \omega t \quad (2.22)$$

În concluzie, se poate aprecia că efectul de capăt static se manifestă prin apariția unor cîmpuri pulsatorii care modulează amplitudinea inducției magnetice în întrefierul mașinii liniare și fluxul în jugul magnetic al inductorului și al indusului (la mașina unilaterală). Aceste cîmpuri pulsatorii au următoarele efecte negative asupra funcționării mașinii liniare:

- induc tensiuni electromotoare suplimentare în indus, care prin curenții produși determină pierderi suplimentare;
- măresc reactanțele înfășurărilor inductorului;
- influențează simetria curenților inductorului;
- măresc puterea reactivă consumată de mașină și astfel înrăutățesc mai mult factorul de putere.

Pentru îmbunătățirea indicilor economici ai mașinii liniare se impune adoptarea unor măsuri corespunzătoare care să asigure o repartiție optimă a inducției magnetice în întrefier sub forma unei pur alunecătoare [6], [8], [23], [28], [35], [44], [45], [84], [87], [107], [111].

Efectul de capăt dinamic este cauzat de intrarea și ieșirea succesivă, în tot timpul mișcării, a unei părți din indus de sub inductor. Consecința este că se induc tensiuni electromotoare care produc curenți ce se opun variației cîmpului, micșorîndu-l

INSTITUTUL DE RECHIZIȚĂRI ȘI ÎNCĂLZIRE
329826
Vol. 93
Dulap H

la capătul de intrare și mărind -l la capătul de ieșire. Curenții induși, produc la rândul lor pierderi și forțe suplimentare. Efectul de capăt dinamic devine mai pronunțat la mașinile de viteze ridicate, compensarea lui fiind o problemă importantă. În schimb, la mașinile liniare de viteză joasă din categoria cărora fac parte mașinile liniare monofazate cu condensator, rezultatele experimentale arată că efectul de capăt dinamic are o influență redusă, neglijarea lui neconducând la erori esențiale de calcul.

2.2. ALTE FENOMENE CARE APAR LA MASINILE LINIARE

Efectul de margine este cauzat de lățimea finită a indusului mașinilor liniare care determină apariția unor componente ale cîmpului electric în direcția mișcării chiar și în zona de sub inductor (fig.2.4) și de cîmpul de dispersie al capetelor de bobine ale înfășurărilor inductorului (fig.2.5).

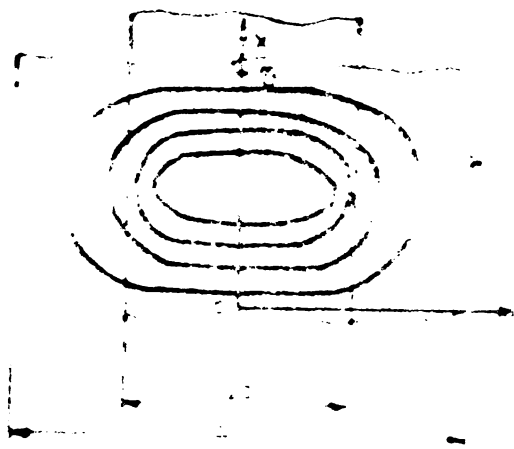


Fig.2.4. Aspectul cîmpului elctric al liniilor de curent în aerul, pe lățimea unui pol

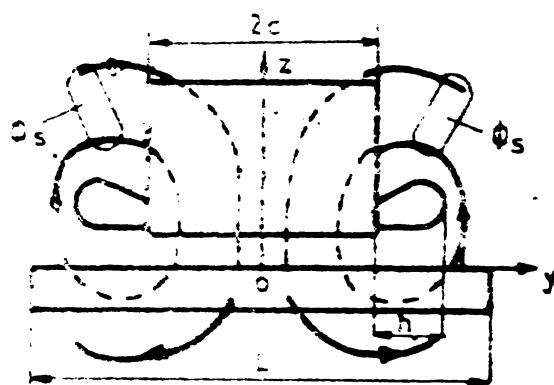


Fig.2.5. Fluxurile de dispersie ale capetelor de bobine ale înfășurărilor mașinii liniare

Componentele cîmpului electric în direcția mișcării, pe de o parte modifică repartiția cîmpului în direcția transversală [6] iar pe de altă parte determină creșterea rezistenței echivalente a inductorului. Cîmpurile de dispersie ale capetelor de bobine, ca și la mașina rotativă cu rotorul masiv, induc tensiuni electromotoare în bobine, de ori de valori spre sus, care provoacă pierderi suplimentare.

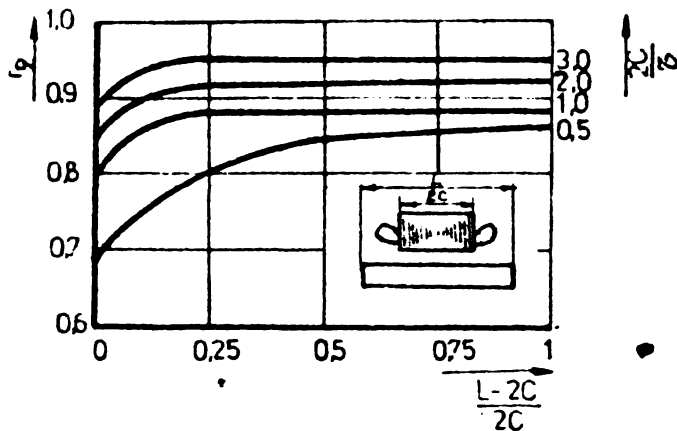


Fig.2.6. Variația factorului de reducere transversal r_q .

În final, efectul de margine determină reducerea forței de tracțiune, reducere care se poate exprima prin factorul de reducere transversal r_q [101], [104]. În figura 2.6 s-a reprezentat variația acestui factor în funcție de raportul dintre lățimea indusului din afara zonei active ($L-2c$) și lățimea inductorului $2c$, pentru diferite valori ale raportului dintre lățimea in-

ductorului $2c$ și pasul polar τ .

Se observă că performanțele mașinii liniare cresc cu mărirea lățimii indusului. Peste o anumită limită însă, creșterea lățimii indusului nu mai are influență.

În scopul reducerii efectului de margine, în afară de alegerea corespunzătoare a dimensiunilor indusului se mai recomandă și alte metode constructive cum ar fi: practicarea unor fante transversale în indus pe toată zona activă [104], indus cu înfășurarea în colivie [101], [104], îndoirea indusului în plan perpendicular pe suprafața inductorului la marginea acestuia [35] etc.

Efectul de refluxare constă în modificarea amplitudinii și fazei curentului în direcția adâncirii indusului. El este mai pronunțat la frecvențe ridicate și modul de calcul al efectului de refluxare depinde de ponderea efectului transversal, de proximitate și contantele de material ale indusului [6].

Intrefierul micit. Intrefierul mașinii liniare de inducție este mai mare decât al mașinii de inducție rotative; pentru a se obține o forță convenabilă, se concep înfășurări care admit densități mari de curent. Această exigență, dat fiind suprafața relativ redusă a inductorilor, conduce la creștături adânci, conținând mase importante de cupru. Pe de altă parte, valoarea mică a intrefierului limitează forțele parazite și vibrațiile provocate de armonicile superioare ale cîmpului. Creșterea intrefierului

influențează caracteristicile motorului liniar de inducție:
micșorarea factorului de putere și a randamentului, creșterea
alunecării.

C A P I T O L U L 3

INFLUENȚA TIPULUI DE INFASURARE ASUPRA CÎMPULUI MAGNETIC IN INTREFIER SI JUGUL MAGNETIC

Fenomenele specifice mașinii liniare și mai cu seamă efectul de capăt, se răsfrîng asupra concepției înfășurărilor inductorului.

Construcția înfășurării inductorului trebuie să urmărească obținerea unei pur alunecătoare a cîmpului magnetic în întrefierul mașinii liniare. Cel mai frecvent se utilizează două tipuri de înfășurări în dublu strat, derivate din înfășurările mașinii de inducție rotative. Ambele tipuri de înfășurări au zonele de la capete semibobinate, primul tip avînd număr par de poli iar cel de al doilea tip număr impar de poli. Vom numi acest tip de înfășurări, înfășurări semibobinate.

Se consideră o înfășurare bifazată în dublu strat, avînd bobină pe pol și fază și 4 poli ($2p=4$), dispusă pe statorul mașinii de inducție rotative (fig.3.1.a). Se taie și se desface în plan acest stator. Prin secționarea inductorului se secționează și bobinele 7 și 8 care traversează planul de tăiere (fig. 3.1.b). Prin omiterea acestor bobine se obține o înfășurare semibobinată cu număr par de poli a mașinii liniare derivate din cea rotativă considerată (fig.3.1.c). O astfel de înfășurare are creștăturile primului și ultimului pol semibobinate iar pe cele ale domeniului de mijloc, bobinate complet.

Refăcînd bobinele 7 și 8 care au fost tăiate, rezultă un nou pol și o înfășurare semibobinată cu număr impar de poli (fig.3.1.d).

În legătură cu cele două tipuri de înfășurări ale mașinii liniare, cu număr par sau impar de poli, derivate din înfășurarea în dublu strat a unei mașini rotative este important de urmărit

repartiția spațio-temporală a cîmpului magnetic, pentru a putea evidenția superioritatea uneia sau a celeilalte.

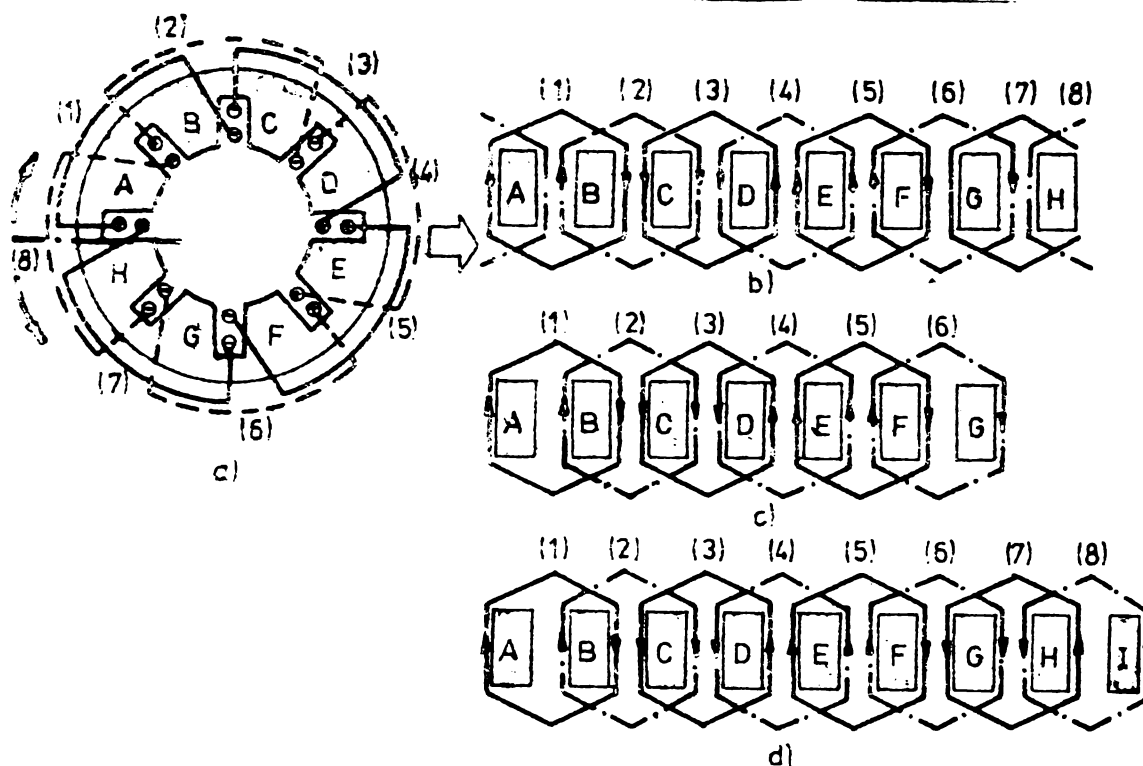


Fig.3.1. Obținerea înfășurării semibobinate: a) Infășurare bifazată în dublu strat cu $2p=4$, la o mașină rotativă; b) Desfășurarea în plan a înfășurării bifazate a mașinii rotative; c) Infășurare semibobinată cu număr par de poli la o mașină liniară cu $2p=4$; d) Infășurare semibobinată cu număr impar de poli la o mașină liniară cu $2p+1=5$.

3.1. INFASURARE SEMIECOBINATA CU NUMAR PAR DE POLI

Pe miezul magnetic nesaturat al inductorului unei mașini liniare, putem concepe acest tip de înfășurare prin suprapunerea a două înfășurări într-un singur strat, prima avînd $2p$ poli iar a doua $2p-2$ poli (fig.3.2).

Adoptăm aceleași ipoteze simplificatoare ca la capitolul precedent, adică:

- mașina funcționează în gol (absența curenților induși)
- se consideră înfășurarea uniform distribuită pe suprafața inductorului;
- se neglijează armonicile superioare ale solenației, luînd în considerare numai armonica fundamentală;
- neuniformitatea întrefierului datorită creștăturilor inductorului se consideră prin întrefierul echivalent δ ;
- permeabilitatea magnetică a miezului se adoptă pentru

simplificare infinită.

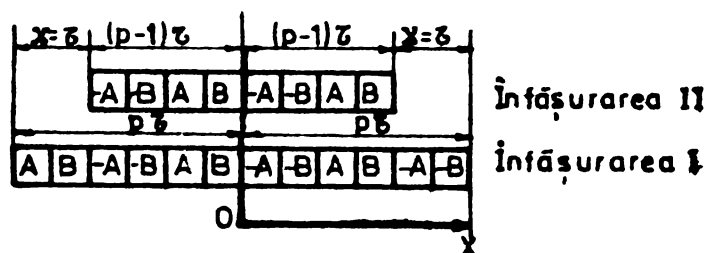


Fig.3.2. Modelul matematic al unei înfășurări semibobinate cu număr par de poli

În raport cu sistemul de coordonate adoptat conform figurii 3.2, se definesc trei domenii de acțiune electromagnetică:

- domeniul de capăt stînga: $-p\tau \leq x \leq -(p-1)\tau$
- domeniul de mijloc: $-(p-1)\tau \leq x \leq (p-1)\tau$
- domeniul de capăt dreapta: $(p-1)\tau \leq x \leq p\tau$

Se notează cu B_1 și Φ_{j1} mărimile cîmpului magnetic (inducția magnetică în întrefier, respectiv, fluxul în jugul magnetic) corespunzător domeniului de capăt stînga, cu B și Φ_j cele în domeniul de mijloc iar cu B_2 și Φ_{j2} , mărimile cîmpului magnetic corespunzător domeniului de capăt dreapta.

Corespunzător celor trei domenii de acțiune electromagnetică, pentru înfășurarea I, inducția magnetică în întrefier B^I și fluxul în jugul magnetic Φ_j^I au expresiile (2.15 - 2.20) în care se face $X=0$.

Rezultă:

$$B_1^I(x,t) = B_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x) \quad (3.1)$$

$$B^I(x,t) = B_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x) \quad (3.2)$$

$$B_2^I(x,t) = B_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x) \quad (3.3)$$

$$\Phi_{j1}^I(x,t) = \Phi_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x) + (-1)^{p+1} \Phi_m \cos \omega t \quad (3.4)$$

$$\Phi_j^I(x,t) = \Phi_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x) + (-1)^{p+1} \Phi_m \cos \omega t \quad (3.5)$$

$$\Phi_{j2}^I(x,t) = \Phi_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x) + (-1)^{p+1} \Phi_m \cos \omega t \quad (3.6)$$

Pentru cea de a doua înfășurare sînt valabile relațiile (2.15 - 2.20), în care se face $X=\bar{c}$. Se obțin următoarele expresii pentru inducția în întrefier B^{II} și fluxul în jugul magnetic Φ_{j1}^{II} , corespunzător celor trei domenii de acțiune electromagnetică:

$$B_1^{II}(x,t) = (-1)^{p-1} B_m \frac{p-1}{p} \sin \omega t \quad (3.7)$$

$$B_1^{II}(x,t) = B_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{\delta} x \right) + (-1)^p B_m \frac{1}{p} \sin \omega t \quad (3.8)$$

$$B_2^{II}(x,t) = (-1)^{p-1} B_m \frac{p-1}{p} \sin \omega t \quad (3.9)$$

$$\Phi_{j1}^I(x,t) = (-1)^{p-1} \Phi_m \frac{\pi}{\delta} \frac{p-1}{p} (x+p\bar{c}) \sin \omega t \quad (3.10)$$

$$\Phi_{j1}^{II}(x,t) = \Phi_m \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{\delta} x \right) + (-1)^p \Phi_m \cos \omega t + (-1)^p \Phi_m \frac{\pi}{\delta} \frac{1}{p} \sin \omega t \quad (3.11)$$

$$\Phi_{j2}^{II}(x,t) = (-1)^p \Phi_m \frac{\pi}{\delta} \frac{p-1}{p} (-x+p\bar{c}) \sin \omega t \quad (3.12)$$

Pentru înfășurarea semibobinată mărimile cîmpului magnetic rezultă prin însumarea pe fiecare domeniu de acțiune electro - magnetică a mărimilor corespunzătoare celor două înfășurări într-un singur strat:

$$B_1(x,t) = B_1^I(x,t) + B_1^{II}(x,t) \quad (3.13)$$

$$B(x,t) = B^I(x,t) + B^{II}(x,t) \quad (3.14)$$

$$B_2(x,t) = B_2^I(x,t) + B_2^{II}(x,t) \quad (3.15)$$

$$\Phi_{j1}(x,t) = \Phi_{j1}^I(x,t) + \Phi_{j1}^{II}(x,t) \quad (3.16)$$

$$\Phi_j(x,t) = \Phi_j^I(x,t) + \Phi_j^{II}(x,t) \quad (3.17)$$

$$\Phi_{j2}(x,t) = \Phi_{j2}^I(x,t) + \Phi_{j2}^{II}(x,t) \quad (3.18)$$

Înlocuind expresiile (3.1 - 3.12) în (3.13 - 3.18), rezultă:

$$B_1(x,t) = B_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{\delta} x \right) + (-1)^{p-1} B_m \left(1 - \frac{1}{p} \right) \sin \omega t \quad (3.19)$$

$$B(x,t) = 2B_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{\delta} x \right) + (-1)^p B_m \frac{1}{p} \sin \omega t \quad (3.20)$$

$$B_2(x,t) = B_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{\delta} x \right) + (-1)^{p-1} B_m \left(1 - \frac{1}{p} \right) \sin \omega t \quad (3.21)$$

$$\Phi_{j1}(x,t) = \Phi_m \cos(\omega t - \frac{\sqrt{1}}{\delta} x) + (-1)^{p+1} \Phi_m \cos \omega t + (-1)^{p+1} \Phi_m \frac{\sqrt{1}}{\delta} (1 - \frac{1}{p})(x + p\delta) \sin \omega t \quad (3.22)$$

$$\Phi_j(x,t) = 2\Phi_m \cos(\omega t - \frac{\sqrt{1}}{\delta} x) + (-1)^p \Phi_m \frac{\sqrt{1}}{\delta} \frac{1}{p} x \sin \omega t \quad (3.23)$$

$$\Phi_{j2}(x,t) = \Phi_m \cos(\omega t - \frac{\sqrt{1}}{\delta} x) + (-1)^{p+1} \Phi_m \cos \omega t + (-1)^p \Phi_m \frac{\sqrt{1}}{\delta} (1 - \frac{1}{p})(-x + p\delta) \sin \omega t \quad (3.24)$$

Analizând distribuțiile spațio-temporare ale inducției magnetice în întrefier, respectiv ale fluxului în jugul magnetic, caracterizate de relațiile (3.19-3.24), se desprind următoarele concluzii:

a) Inducția magnetică în întrefier și fluxul în jugul magnetic au în afara componentelor alunecătoare și componente pulsatorii, acestea din urmă fiind condiționate de existența capetelor inductorului unde înfășurarea în dublu strat trece într-o înfășurare într-un singur strat. În ceea ce privește componenta alunecătoare a cîmpului magnetic, se observă că în domeniile de capăt are valoare pe jumătate față de domeniul mijlociu, cu înfășurare completă.

b) Componentele pulsatorii modulează amplitudinea cîmpului magnetic pe lungimea motorului. În figura 3.3 s-au reprezentat distribuțiile spațio-temporare ale inducției magnetice în întrefier și ale fluxului în jugul magnetic, în figura 3.3.a pentru un inductor cu 4 poli iar în fig.3.3.b pentru un inductor cu 10 poli.

Curbele din figură 3.3 au fost trasate cu ajutorul unui calculator Hewlett-Packard, reprezentînd ecuațiile (3.19-3.24).

Curbele care caracterizează distribuția spațio-temporară a fluxului în jugul magnetic, arată o deformare însemnată a acestuia pe toată lungimea inductorului. Deformarea se ameliorează pe măsura depărtării de capetele inductorului, spre mijlocul acestuia.

Comparînd distribuțiile pentru $2p=4$ și $2p=10$ rezultă că numărul de poli influențează esențial distribuția cîmpurilor magnetice.

c) La mașina liniară infinită ($p \rightarrow \infty$) inducția în întrefier și fluxul în jugul magnetic au variațiile cunoscute de la mașina clasică rotativă

$$b(x,t) = 2 B_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{\delta} x) \quad (3.25)$$

$$\phi_j(x,t) = 2 \phi_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{\delta} x) \quad (3.26)$$

estfel că la mașina liniară cu număr de poli infinit se poate neglia efectul de capat.

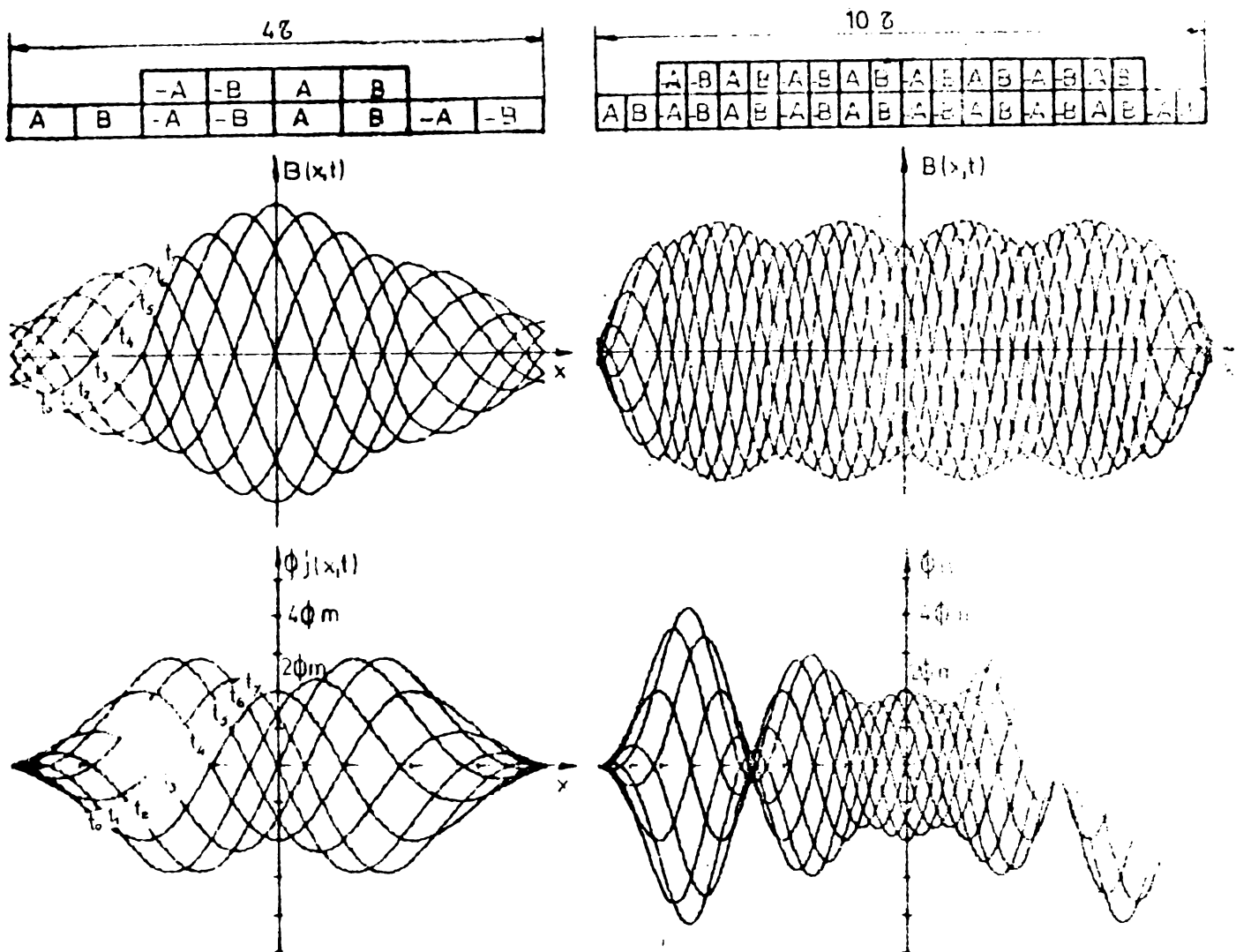


Fig.3.3. Distribuția spațialo-temporală a inducției magnetice in intrefier i a fluxului in juul magnetic, pentru o infășurare semibobinată, cu număr par de poli, la momentele:

$t_0=0, t_1=\frac{1}{8}T, t_2=\frac{1}{4}T, t_3=\frac{3}{8}T, t_4=\frac{1}{2}T, t_5=\frac{5}{8}T, t_6=\frac{3}{4}T, t_7=\frac{7}{8}T,$
 pentru $2p=4$ (a) i $2p=10$ (b).

d) O ameliorare importantă a distribuției cîmpului se obține și în cazul execuției înfășurării din figura 3.4.

Aceasta poate fi considerată ca derivînd din înfășurarea semibobinată cu număr par de poli, din figura 3.1.c, prin completarea polilor de capăt semibobinați, cu bobine ale căror mănunchiuri de întoarcere sînt plasate în afara zonei active, în jurul dinților de capăt [111].

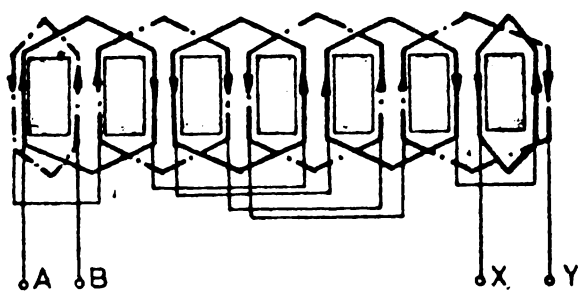


Fig.3.4. Înfășurare în dublu strat, $2p=4$, $X=0$.

e) Răcordarea cîmpurilor în diferitele domenii de acțiune electromagnetică se poate ușor verifica atât din curbele trasate în figura 3.3 cît și din ecuațiile (3.19-3.24).

3.2. INFASURARE SEMIBOBINATA CU NUMAR IMPAR DE POLI

Adoptînd ipotezele simplificatoare de la 3.2, acest tip de înfășurare poate fi considerată ca rezultatul suprapunerii a două înfășurări într-un singur strat cu același număr de poli $2p$, dar decalate în spațiu cu $\tau/2$ (fig.3.5).

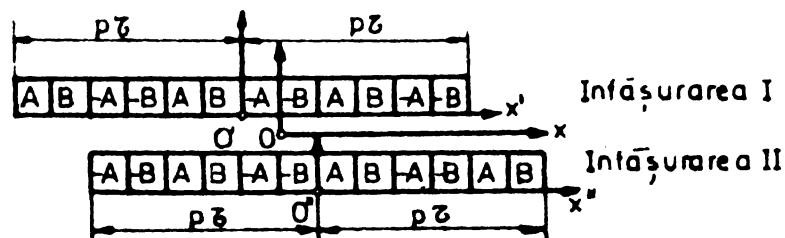


Fig.3.5. Modelul matematic al înfășurării semi-bobinate cu număr impar de poli.

Fiecărei înfășurări într-un singur strat i se asociază este un sistem de coordonate planat cu originea în mijlocul înfășurării ($O'x'$, respectiv $O''x''$). Înfășurării rezultante îi corespunde sistemul de coordonate Ox al cărui origine se găsește la mijlocul maginii la distanța de jumătate pas polar față de fiecare din originile celorlalte două sisteme.

Pentru înfășurarea I, în raport cu sistemul de coordonate $O'x'$, inducția magnetică în întrefier are expresiile:

$$B^I(x,t) = B_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x') + (-1)^{p+1} \frac{1}{2p+1} B_m \sin \omega t \quad \text{pentru } -p\tau \leq x' \leq p\tau \quad (3.27)$$

$$B^I(x,t) = (-1)^p \frac{2p}{2p+1} B_m \sin \omega t \quad \text{pentru } p\tau \leq x' \leq (p+1)\tau \quad (3.28)$$

care au fost obținute din (2.15-2.17) făcând $X = \tau/2$.

Pentru înfășurarea II, în raport cu sistemul de coordonate $O''x''$, inducția magnetică în întrefier are expresiile:

$$B^{II}(x,t) = B_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x'') + (-1)^p \frac{1}{p+1} B_m \sin \omega t \quad \text{pentru } -p\tau \leq x'' \leq p\tau \quad (3.29)$$

$$B^{II}(x,t) = (-1)^{p+1} \frac{2p}{2p+1} B_m \sin \omega t \quad \text{pentru } -(p+1)\tau \leq x'' \leq -p\tau \quad (3.30)$$

obținute din (2.15-2.17) făcând $X = \tau/2$.

Inducția magnetică în întrefierul maginii, determinată de înfășurarea rezultantă semibobinată cu număr impar de poli, în raport cu sistemul de coordonate Ox , se obține însumând pe fiecare domeniu inducțiile corespunzătoare celor două înfășurări într-un singur strat după ce în prealabil s-au operat schimbările de variabilă: $x' = x + \tau/2$, $x'' = x - \tau/2$.

În raport cu sistemul de coordonate Ox , se definesc trei domenii de acțiune electromagnetică:

- domeniul de capăt stînga: $-(p + \frac{1}{2})\tau \leq x \leq -(p - \frac{1}{2})\tau$
- domeniul de mijloc: $-(p - \frac{1}{2})\tau \leq x \leq (p - \frac{1}{2})\tau$
- domeniul de capăt dreapta: $(p - \frac{1}{2})\tau \leq x \leq (p + \frac{1}{2})\tau$

Se notează că și în cazul înfășurării semibobinate cu număr par de poli inducția magnetică în întrefier cu E_1 și fluxul în jugul magnetic cu Φ_{j1} în domeniul de capăt stînga, cu B și Φ_j în domeniul de mijloc și cu E_2 și Φ_{j2} în domeniul de capăt dreapta.

Rezultă următoarele expresii ale inducției magnetice în întrefierul mașinii:

$$B_1(x,t) = B_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x) \cdot (-1)^{p+1} B_m \sin \omega t \quad (3.31)$$

$$B(x,t) = -2B \cos(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x) \quad (3.32)$$

$$B_2(x,t) = -B_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x) \cdot (-1)^p B_m \sin \omega t \quad (3.33)$$

Fluxul magnetic în jug se obține integrând inducția magnetică:

$$\Phi_{j1}(x,t) = \Phi_m (\omega t - \frac{\pi}{\tau} x) \cdot (-1)^p \Phi_m \cos \omega t + (-1)^{p+1} \Phi_m \frac{\pi}{\tau} [(p + \frac{1}{2})\tau + x] \sin \omega t \quad (3.34)$$

$$\Phi_j(x,t) = -2\Phi_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x) \cdot (-1)^{p+1} \Phi_m \pi \sin \omega t \quad (3.35)$$

$$\Phi_{j2}(x,t) = -\Phi_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x) \cdot (-1)^{p+1} \Phi_m \cos \omega t + (-1)^{p+1} \Phi_m \frac{\pi}{\tau} [(p + \frac{1}{2})\tau - x] \sin \omega t \quad (3.36)$$

Analizând distribuția spațialo-temporală a inducției magnetice în întrefier și a fluxului în jugul magnetic caracterizată prin relațiile (3.31-3.33) respectiv (3.34-3.36), rezultă următoarele concluzii:

a) Inducția magnetică în întrefier, în domeniul de mijloc, cu înfășurare completă, prezintă numai componentă alunecătoare. În domeniile de capăt, unde înfășurarea în dublu strat trece într-una în simplu strat inducția magnetică din întrefier prezintă două componente: o componentă alunecătoare, de amplitudine jumătate din amplitudinea inducției din domeniul cu înfășurare completă și o componentă pulsatorie. În ceea ce privește componentele pulsatorii ale cimpului de la cele două capete, se observă că au amplitudinea componentei alunecătoare din domeniile respective și pulsează în antifază.

b) Fluxul magnetic în jug păstrează pe întreaga lungime a mașinii, pe lângă componenta alunecătoare, care reproduce forma componentei alunecătoare a inducției și componenta pulsatorii. Acestea din urmă, modulează componenta alunecătoare pe întreaga lungime a mașinii, determinând variația amplitudinii fluxului în jugul magnetic. În figura 3.6 s-a reprezentat distribuția spațialo-temporală a inducției magnetice în întrefier respectiv a fluxului în jugul magnetic al unei mașini liniare cu $2p+1 = 9$ poli. Curbele au fost traseate cu ajutorul unui calculator Hewlett-Packard,

reprezentând ecuațiile (3.31-3.36).

c) Racordarea câmpurilor corespunzătoare diferitelor domenii de acțiune electromagnetică se poate ușor verifica atât din ecuațiile (3.31-3.36) cât și din curbele trasate în figura 3.6.

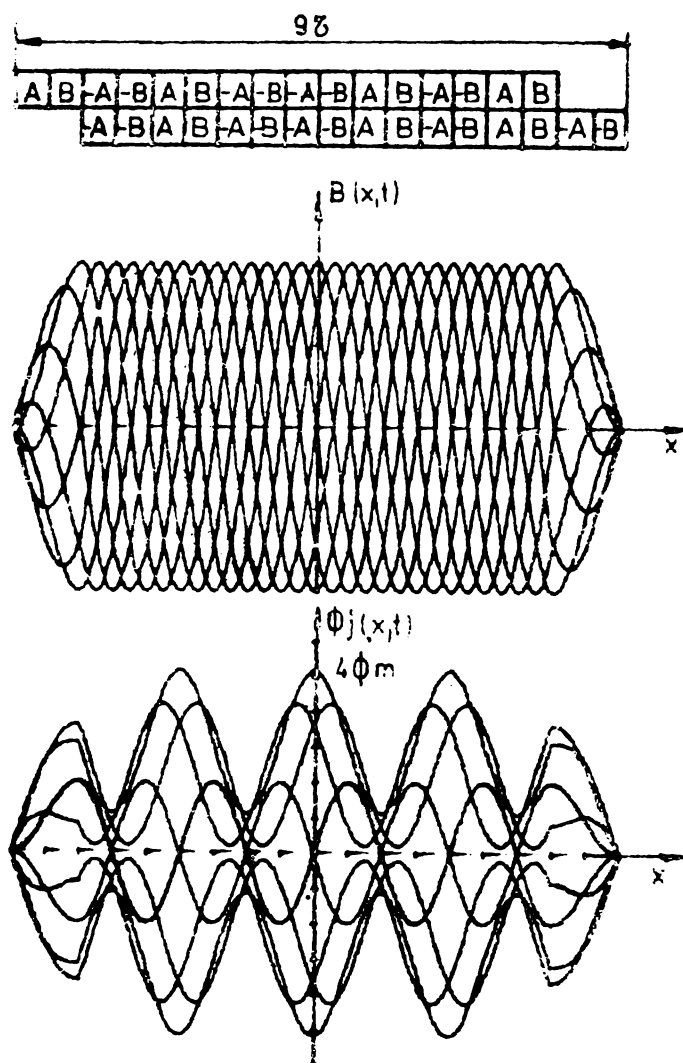


Fig.3.6. Distribuția spațio-temporală a inducției magnetice în întrefier și a fluxului în jugul magnetic pentru o înfășurare semibobinată cu număr impar de poli ($2p+1=9$), la momentele:

$$t_0=0; t_1=\frac{1}{8}T, t_2=\frac{1}{4}T, t_3=\frac{3}{8}T, t_4=\frac{1}{2}T,$$

$$t_5=\frac{5}{8}T; t_6=\frac{3}{4}T, t_7=\frac{7}{8}T.$$

3.3. COMPARATIE INTRE DIFERITELE TIPURI DE INFASURARI

Pe plan mondial se utilizează atât înfășurări semibobinate cu număr par de poli, cât și înfășurări semibobinate cu număr impar de poli. Avantajele fiecărui tip de înfășurare trebuie apreciate în raport cu distribuția spațialo-temporară a inducției magnetice în întrefier și a fluxului în jugul magnetic (al inductorului sau al indusului).

În figura 3.7 este prezentată comparativ compunerea câmpurilor generate de două înfășurări într-un strat și obținerea celor două tipuri de înfășurări analizate separat în paragrafele anterioare. Câmpul magnetic în întrefier a fost reprezentat pentru fiecare înfășurare într-un singur strat și pentru înfășurarea rezultantă, prin cele două componente ale sale: componenta alunecătoare și componenta pulsatorie. Analizând comparativ înfășurarea semibobinată cu număr par de poli și înfășurarea semibobinată cu număr impar de poli, se pot formula următoarele concluzii:

a) În condițiile respectării ipotezelor simplificatoare de la 3.1, inducția magnetică în domeniul de mijloc cu înfășurare în dublu strat se prezintă sub forma unei unde pur alunecătoare la înfășurarea semibobinată cu număr impar de poli (fig.3.7.e). La înfășurarea semibobinată cu număr par de poli, în domeniul de mijloc apare și o componentă pulsatorie (fig.3.7.d) a cărei amplitudine este invers proporțională cu numărul de poli, anulându-se pentru $p \rightarrow \infty$. În domeniile de la cele două capete, unde înfășurarea în dublu strat trece într-o înfășurare într-un singur strat, la ambele tipuri de înfășurări, inducția magnetică în întrefier, prezintă pe lângă componente alunecătoare (fig.3.7.c) și câte o componentă pulsatorie. Cele două tipuri de înfășurări, diferă și prin aceea că la capete, componentele pulsatorii pulsează în fază la înfășurarea cu număr par de poli și în antifază la înfășurarea cu număr impar de poli.

Se poate trage concluzia că d.p.d.v. al repartiției spațialo-temporare a inducției, înfășurarea semibobinată cu număr impar de poli este mai avantajoasă decât înfășurarea semibobinată cu număr par de poli, deoarece în domeniul de mijloc, cu înfășurarea în dublu strat, inducția magnetică în întrefier prezintă numai o componentă alunecătoare.

b) Fluxul în jugul magnetic al inductorului sau indusului reproduce în general forma de variație a inducției, prezentând

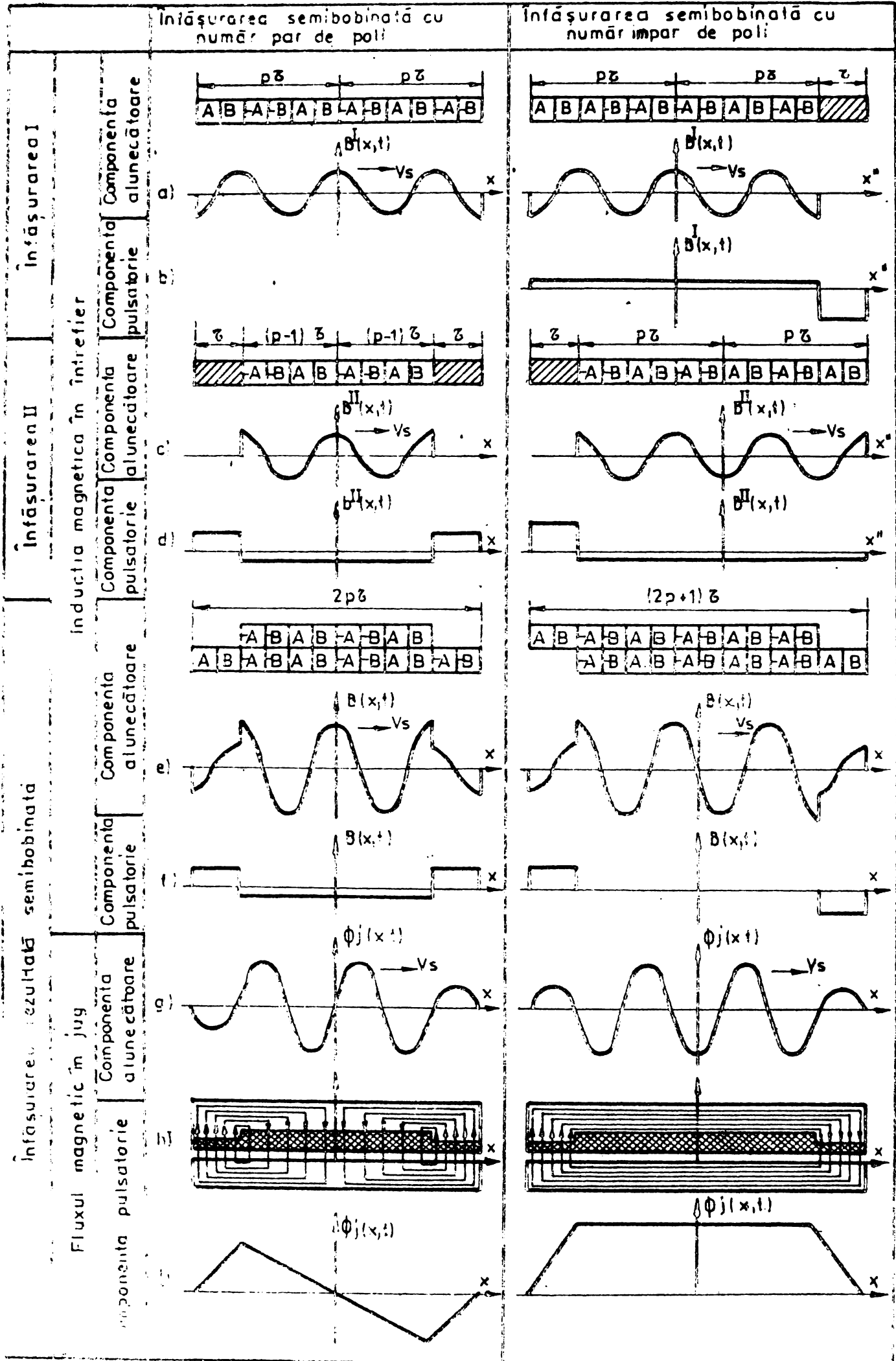


FIG. 37. COMPUZEREA CÂMPURILOR LA ÎNFĂȘURĂRILE SEMIBOBINATE

în primul rând o componentă alunecătoare (fig.3.7.g) a cărei amplitudine în domeniul de mijloc este dublă față de domeniile de capăt.

Analizând fluxul determinat de componenta pulsatorie a inducției se observă că acesta se închide diferit la cele două înfășurări (fig.3.7.h); la înfășurarea semibobinată cu număr par de poli se închide între domeniile de capăt și domeniul de mijloc, avînd distribuția spațială din fig.3.7.i. și între cele două domenii de capăt, prin jugul magnetic al inductorului și indusului la înfășurarea semibobinată cu număr impar de poli, avînd o altă distribuție spațială.

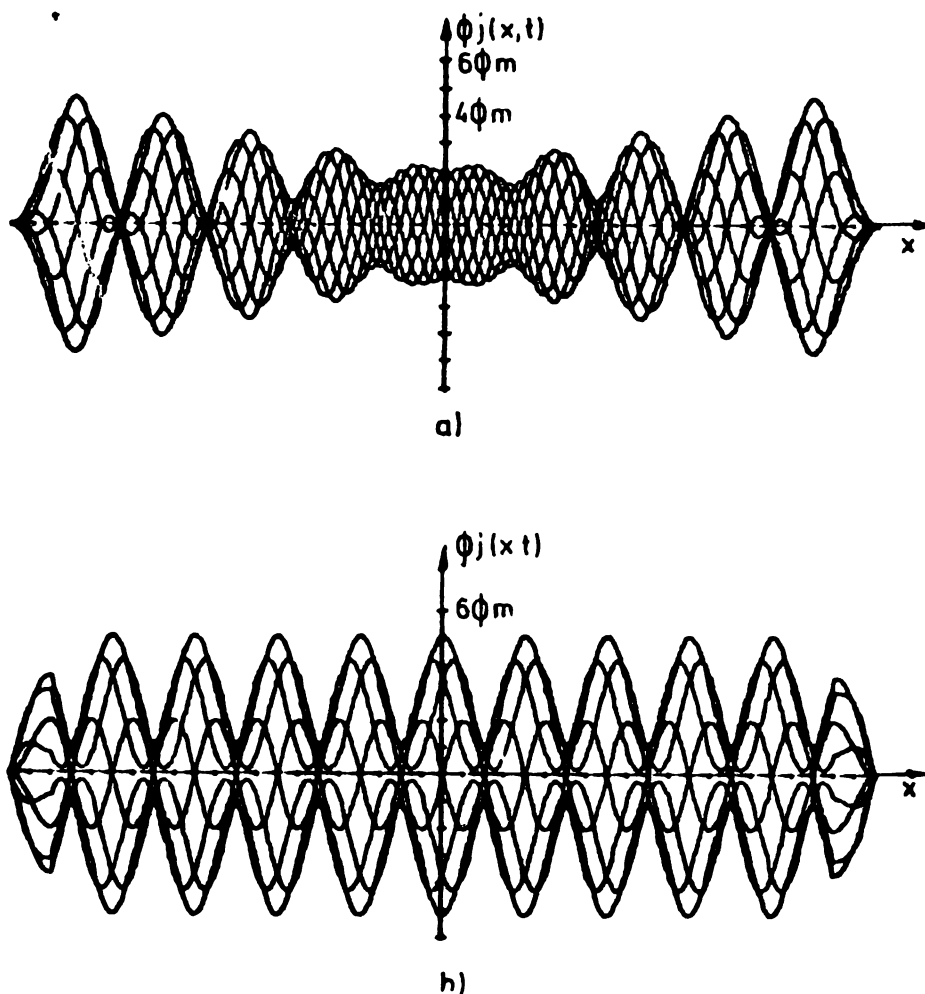
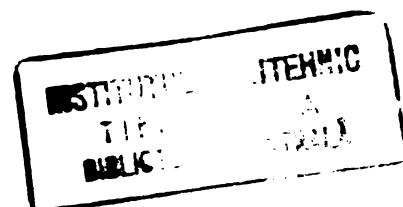


Fig.3.8. Distribuția spațialo-temporară a fluxului în jugul magnetic: a) înfășurare semibobinată cu număr par de poli ($2p=20$); b) înfășurare semibobinată cu număr impar de poli ($2p+1=21$).

Fluxul rezultat în jugul magnetic are distribuții diferite pentru cele două tipuri de înfășurări. La înfășurarea semibobinată cu număr par de poli, acest flux atinge amplitudinea maximă



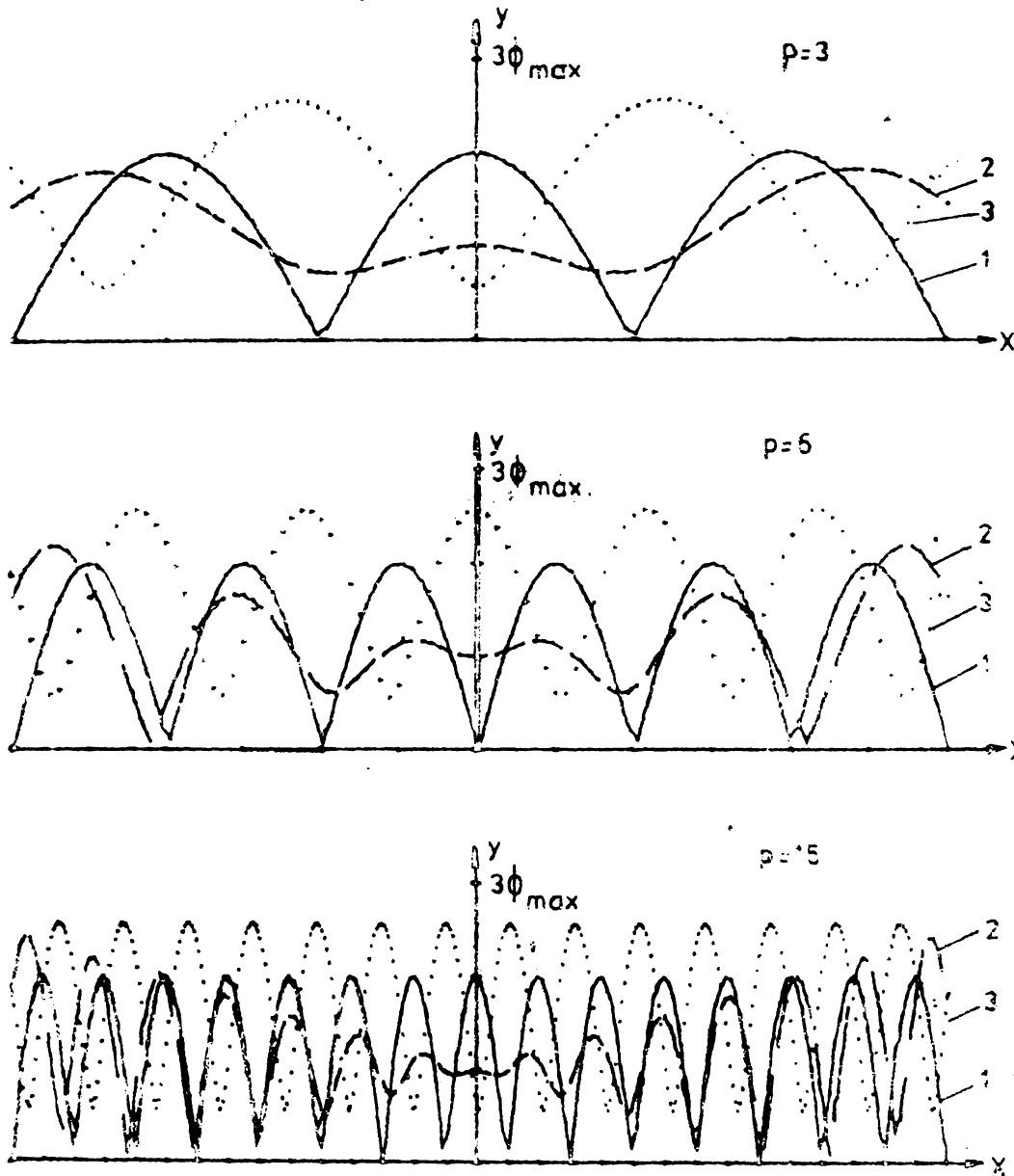


Fig.3.9. Infășurătoarele familiilor de curbe ale fluxului în jugul magnetic, în domeniul cu înfășurare completă pentru diferite tipuri de înfășurări și diferite numere de poli: 1-înfășurare într-un singur strat, $X=0$; 2-înfășurare semi-bobinată cu număr par de poli; 3-înfășurare semibobinată cu număr impar de poli.

spre capetele domeniului de mijloc, în spre mijlocul jugului magnetic menținându-se la valoarea dată de componenta alunecătoare a fluxului. Pentru un număr foarte mare de poli (Fig.3.8.a) efectul de modulare a componentei pulsatorii a cîmpului se atenuează mult. La înfășurarea semibobinată cu număr impar de poli amplitudinea fluxului este modulată uniform pe întreg domeniul de mijloc, prezentînd maxime și minime. Maximile amplitudinii fluxului depășesc valorile date de componenta alunecătoare a fluxului (Fig. 3.8.b).

O comparație între diferitele tipuri de înfășurări este mai ușor realizabilă dacă se scrie ecuația înfășurătoarei familiilor de curbe ale fluxului în jugul magnetic. Pentru aceasta se derivează funcțiile 2.19, 3.23 și 3.35 reprezentînd fluxul în jugul magnetic pentru o înfășurare într-un singur strat cu $X=0$ respectiv pentru cele două tipuri de înfășurări semibobinate în domeniul de înfășurare în dublu strat (domeniul de mijloc), se anulează expresiile obținute (condiția de extreme) și se elimină $\cos \omega t$ și $\sin \omega t$ între aceste ecuații și funcțiile corespunzătoare [24]. Se obțin ecuațiile înfășurătoarei familiilor de curbe ale fluxului din jugul magnetic, după cum urmează:

-înfășurarea într-un singur strat:

$$y = \pm \phi_{\max} \sqrt{2 + 2(-1)^{p+1} \cos \frac{\pi}{\delta} x} \quad (3.37)$$

-înfășurarea semibobinată cu număr par de poli:

$$y = \pm \phi_{\max} \sqrt{1 + \left(\frac{\pi}{\delta} \frac{1}{2p} x\right)^2 + (-1)^p \frac{\pi}{\delta} \frac{1}{p} x \sin \frac{\pi}{\delta} x} \quad (3.38)$$

-înfășurarea semibobinată cu număr impar de poli:

$$y = \pm \phi_{\max} \sqrt{1 + \frac{\pi^2}{\delta^2} + (-1)^p \frac{\pi}{\delta} \cos \frac{\pi}{\delta} x} \quad (3.39)$$

În figura 3.9 s-au trasat aceste curbe pentru diferitele înfășurări și diferite numere de poli, pentru înfășurările semibobinate, în domeniile cu înfășurare în dublu strat, ϕ_{\max} reprezentînd maximul componentei alunecătoare a fluxului în jugul magnetic în acest domeniu, același pentru cele trei tipuri de înfășurare.

Se poate trage concluzia că d.p.d.v. al distribuției fluxului în jugul magnetic, înfășurarea semibobinată cu număr par de poli este cea mai avantajoasă, amplitudinea fluxului crescînd doar spre capetele domeniului de mijloc.

Cele mai mari maxime le prezintă amplitudinea fluxului la înfășurarea semibobinată cu număr impar de poli.

C A P I T O L U L 4

CALCULUL TRIDIMENSIONAL AL MOTORULUI LINIAR BIFAZAT

Există două metode de calcul al motorului liniar: la tensiune constantă și la curent constant. Calculul performanțelor motorului liniar la tensiune constantă este mai greu de efectuat. De aceea se preferă cea de a doua metodă de calcul, la curent constant.

Existența componentelor pulsatorii ale câmpului magnetic, determinate de deschiderea inductorului la cele două capete, prezența armonicilor de creștătură, extinderea câmpului magnetic în afara zonei active, ca urmare a efectului de capăt dinamic, conduc la necesitatea descompunerii curbei solenației în armonici, pe lungimea mașinii. De asemenea câmpurile de dispersie din zona capetelor de bobine, determină variația câmpului magnetic pe întregimea motorului liniar.

Toate mărimile câmpului magnetic și în final performanțele motorului liniar se pot determina cunoscând forma solenației.

4.1. MODELUL MATEMATIC

Se adoptă sistemul de coordonate fixat la suprafața indușului (fig.4.1), atât pentru motorul liniar unilateral cât și pentru

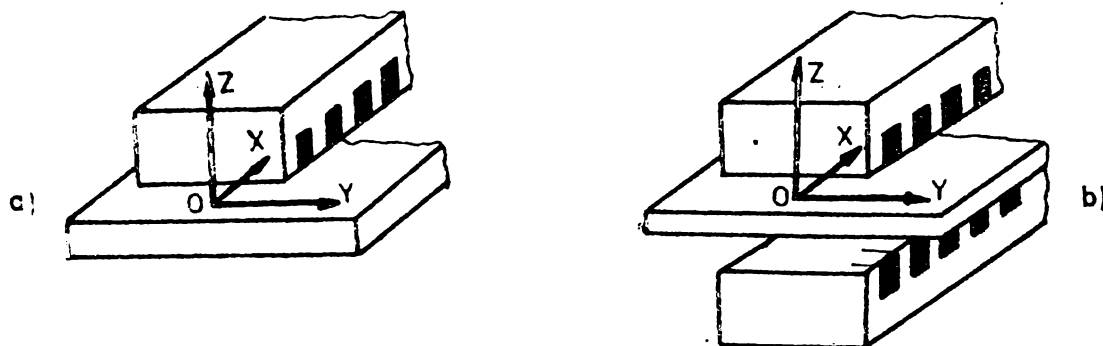


Fig.4.1. Alegerea sistemelor de coordonate: a) motor liniar unilateral; b) motor liniar bilateral.

cel bilateral.

Ținând seama de fenomenele specifice motorului liniar, care au loc pe lungimea acestuia, modelul matematic al motorului, în direcția x (fig.4.2) este constituit dintr-un șir infinit de inductoare, de lungime L_1 , distanțate între ele prin spațiile libere

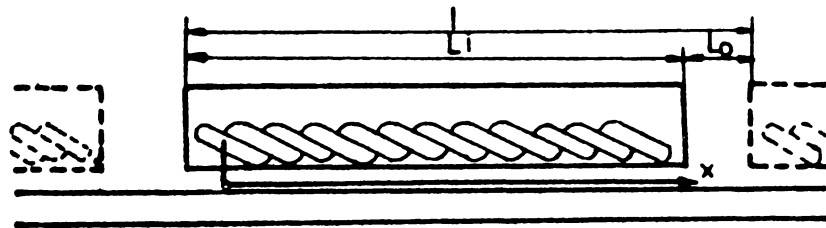


Fig.4.2. Modelul matematic al motorului liniar în direcția x .

L_0 , lungimea acestora din urmă depinzând direct de efectul de capăt dinamic, simbolizând spațiul în care câmpul magnetic este „extras” din întrefier. Spațiile libere L_0 pot fi neglijate în cazul motoarelor liniare de viteză joasă. În conformitate cu modelul matematic în direcția x , rezultă o periodicitate a solenației cu perioada $l=L_1+L_0$.

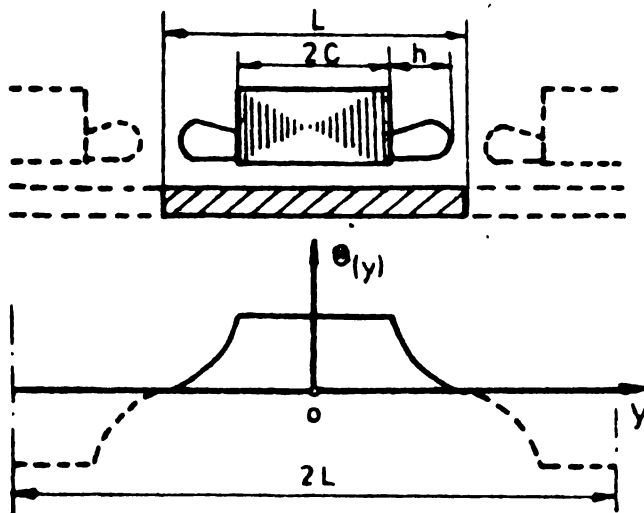


Fig.4.3. Modelul matematic și repartiția solenației în direcția y .

Modelul matematic și repartiția solenației în direcția y sînt prezentate în fig.4.3.

Cîmpul de dispersie al capetelor de bobine, avînd o variație după o anumită lege [64], determină pe lățimea motorului, periodicitatea solenației după o semiperioadă L .

Modelul matematic al motorului liniar, în

direcția z (fig.4.4) se compune din pătura de curent localizată pe suprafața inductorului, avînd armonici spațio-temporare după direcțiile x și y și un indus stratificat. Indusul poate fi constituit din straturi conductoare (Al,Cu) sau feromagnetice (Cl,

tole) fiecare caracterizându-se printr-o grosime Δ_m , permeabilitatea magnetică μ_m și rezistivitate ρ_m .

Din modelul matematic din fig.4.4.a se pot obține cazurile particulare ale motorului liniar.

Modelul din fig.4.4.b. reprezintă un motor liniar unilateral cu indusul dintr-un strat, de grosime Δ_1 , permeabilitate magnetică μ_1 și rezistivitate ρ_1 .

Modelul din fig.4.4.c. reprezintă un motor liniar unilateral din două straturi, unul din material nemagnetic (Aluminiu, Cupru, etc) iar celălalt din material feromagnetic avînd și rolul de jug magnetic. Stratul feromagnetic poate fi din oțel masiv sau din tole. O oarecare saturație a stratului feromagnetic este dorită pentru că o utilizare eficientă implică stabilirea punctului de funcționare în zona cotelui caracteristicii de magnetizare [6].

Grosimea stratului feromagnetic trebuie corelată cu adîncimea de pătrundere a cîmpului în mediul magnetic:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu_0 \sigma \omega}} \quad (4.1)$$

Modelul din figura 4.4.d. reprezintă un motor liniar bilateral, avînd pătura de curent distribuită pe suprafața celor două inductoare. Indusul de grosime Δ_1 , permeabilitate magnetică μ_1 și rezistivitate ρ_1 , este situat la o adîncime egală δ de cele două inductoare de aceeași grosime și permeabilitate magnetică ∞ .

Metodologia de calcul a performanțelor motorului liniar cu indus stratificat satisface o gamă largă de cazuri particulare ale acestui motor

4.2. DESCOMPUNEREA SOLENATIEI PRIMARE ÎN SERII DUBLE FOURIER

Se consideră o înfășurare bifazată cu creștăturile polilor de capăt semibobinate (înfășurare semibobinată), avînd q bobine pe pol și fază și p perechi de poli. Conform [64], se definește unghiul de creștătură α :

$$\alpha = \frac{L_i}{L_i + L_o} \frac{2\pi}{Z_1} \quad (4.2)$$

unde: $Z_1 = 4p \cdot q$ - ϵ la înfășurarea semibobinată cu număr par de poli

$Z_1 = 2q(2p - \epsilon)$ - ϵ la înfășurarea semibobinată cu număr impar de poli. Cu $\epsilon = 1$ se obține scurtarea pasului înfășurării

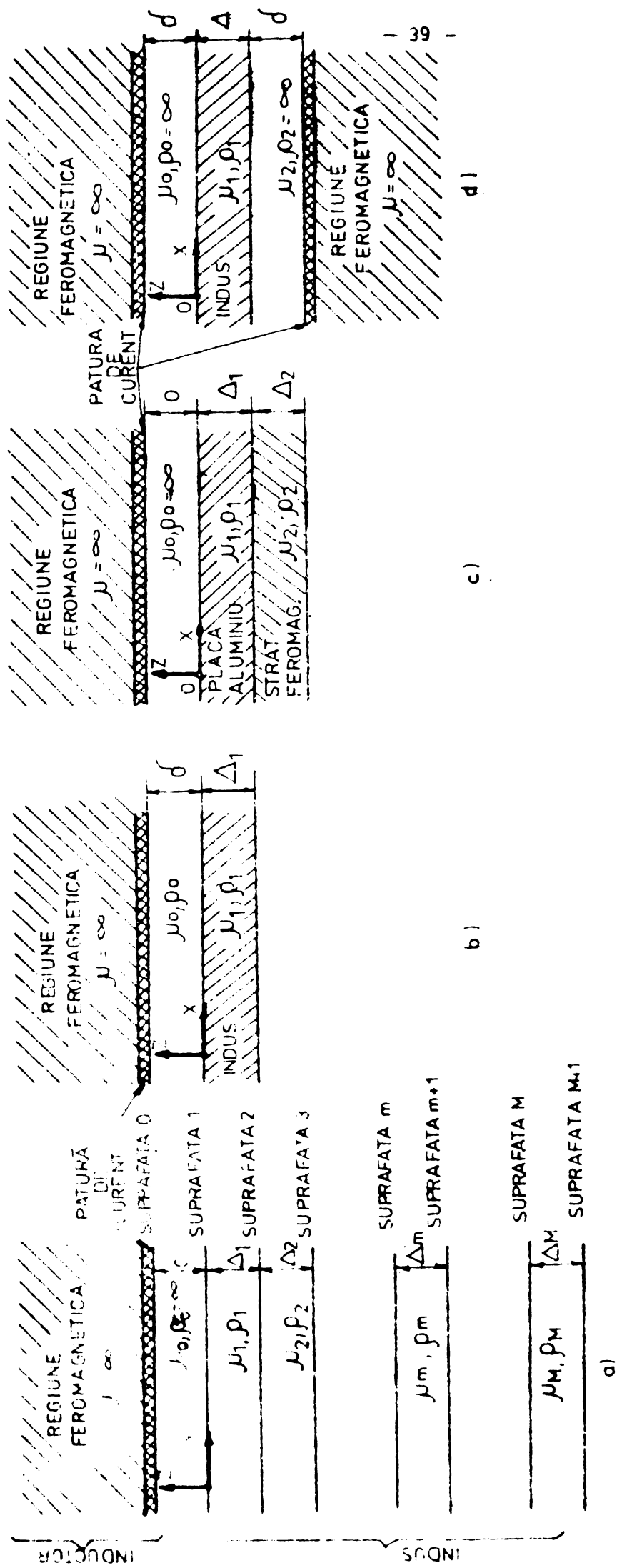


Fig. 4.4. Modelul matematic al motorului liniar, în direcția z : a) motor liniar unilateral cu inductor stratificat (M straturi); b) motor liniar unilateral cu inductor dintr-un singur strat; c) motor liniar unilateral cu inductor tip sandwich; d) motor liniar bilateral.

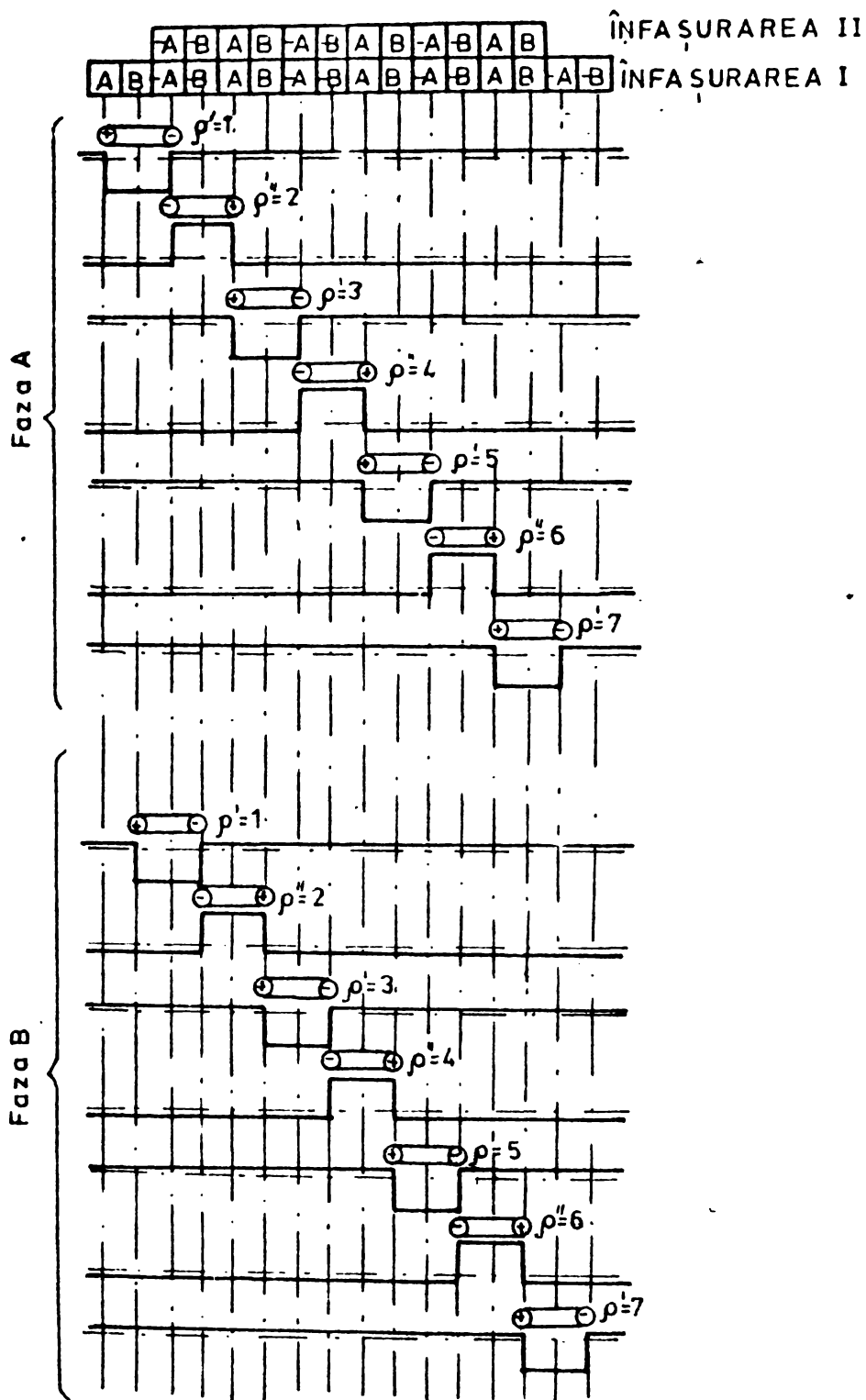


Fig.4.5. Repartiția solenației pentru o înfășurare bifază semibobinată cu număr par de poli, $2p=8$.

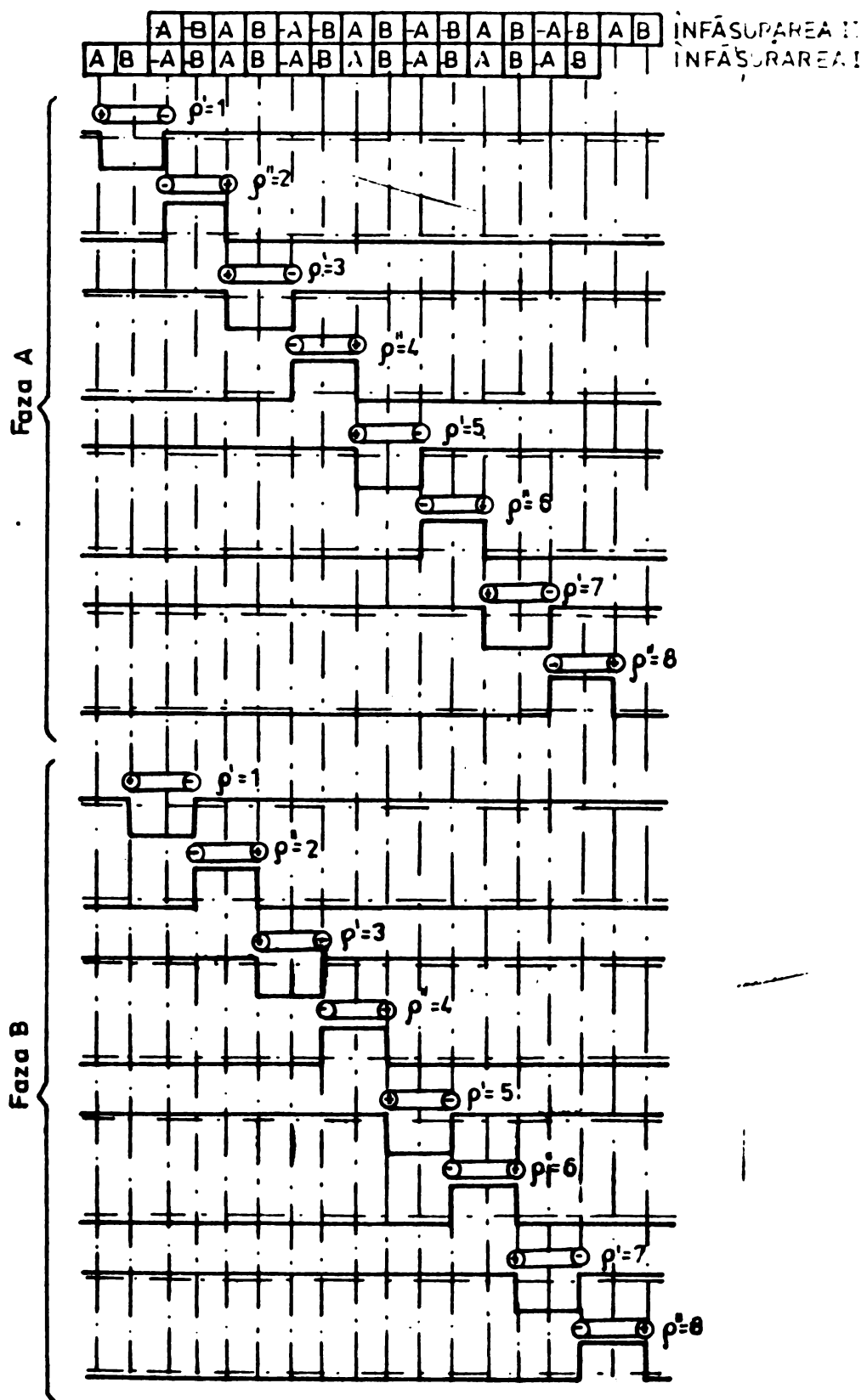
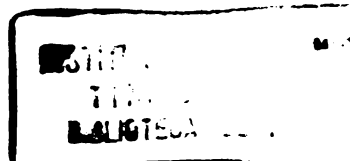


Fig.4.6. Repartiția solenației pentru o înfășurare bifazată semibobinată cu număr impar de poli, $2p+1 = 9$.



In figura 4.5 s-a reprezentat distribuția solenației fiecărei bobine aparținând unei înfășurări bifazate semibobinate cu număr par de poli iar în figura 4.6, aceeași distribuție pentru o înfășurare semibobinată cu număr impar de poli.

Bobinele cu număr de ordine impar aparțin înfășurării într-un singur strat I iar bobinele cu număr de ordine par aparțin înfășurării într-un singur strat II, fiind conectate în opoziție cu primele .

Notăm cu W_A numărul de spire ale unei bobine aparținând fazei A și cu W_B numărul de spire ale unei bobine aparținând fazei B.

Curenții prin cele două faze ale motorului pot fi scrși în complex:

$$\begin{aligned} \underline{I}_A &= I_A \sqrt{2} e^{j\omega t} \\ \underline{I}_B &= I_B \sqrt{2} e^{j(\omega t - \varphi)} \end{aligned} \quad (4.3)$$

Valoarea instantanee a curenților rezultă, de exemplu prin considerarea părții reale a expresiilor în complex.

Armonica ν a solenației primei bobine a fazei A, aparținând înfășurării I, rezultă conform [64]:

$$\underline{\theta}_{\nu A, I} = \frac{W_A I_A \sqrt{2}}{j\nu} K'_{\nu A} e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{l} x)} \quad (4.4)$$

unde: $\nu = \pm 1; \pm 2, \dots, \pm (Z_1 + p) \frac{L_0 + L_i}{L_i} 1,1$

$$K'_{\nu A} = \sin \nu (2\varphi_A - \varepsilon) \frac{\alpha}{2}$$

ε - scurtarea pasului

Originea axei Ox s-a considerat în axa primei bobine.

Armonica ν a solenației bobinei κ a polului ρ' al înfășurării I, pentru cele două faze se poate scrie:

$$\underline{\theta}'_{\nu A, \kappa, \rho'} = \frac{W_A I_A \sqrt{2}}{j\nu} K'_{\nu A} e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{l} x)} e^{j\nu((\kappa-1)\alpha + (\rho'-1)2\varphi_A \alpha)} \quad (4.5)$$

$$\underline{\theta}'_{\nu B, \kappa, \rho'} = \frac{W_B I_B \sqrt{2}}{j\nu} K'_{\nu B} e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{l} x) - j\varphi} e^{j\nu((\kappa-1)\alpha + (2\rho'-1)2\varphi_B \alpha)} \quad (4.6)$$

Armonica ν a solenației bobinei κ a polului ρ'' al înfășurării II, pentru cele două faze se poate scrie:

$$\underline{\Theta}''_{\nu A, \kappa, \rho} = \frac{W_A I_A \sqrt{2}}{\pi \nu} K'_{\nu A} \cdot e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{T} x)} \cdot e^{j\nu[(\kappa-1)\frac{\alpha}{2} + (\rho''-1)2q_A\alpha]} \quad (4.7)$$

$$\underline{\Theta}''_{\nu B, \kappa, \rho} = \frac{W_B I_B \sqrt{2}}{\pi \nu} K'_{\nu B} \cdot e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{T} x - \varphi)} \cdot e^{j\nu[(\kappa-1)\frac{\alpha}{2} + (2\rho''-1)2q_B\alpha]} \quad (4.8)$$

Armonica ν a solenației rezultante a bobinelor înfășurării I, rezultă:

$$\underline{\Theta}'_{\nu A} = \sum_{\kappa=1}^{q_A} \sum_{\rho=1,3}^{2p-1} \underline{\Theta}'_{\nu B, \kappa, \rho} = \frac{W_A I_A \sqrt{2}}{\pi \nu} K''_{\nu A} \cdot e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{T} x)} \cdot e^{j\nu[(q_A-1)\frac{\alpha}{2} + (p-1)2q_A\alpha]} \quad (4.9)$$

$$\underline{\Theta}'_{\nu B} = \sum_{\kappa=1}^{q_B} \sum_{\rho=1,3}^{2p-1} \underline{\Theta}'_{\nu B, \kappa, \rho} = \frac{W_B I_B \sqrt{2}}{\pi \nu} K'_{\nu B} \cdot e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{T} x - \varphi)} \cdot e^{j\nu[(q_B-1)\frac{\alpha}{2} + (2p-1)q_B\alpha]} \quad (4.10)$$

unde:

$$K''_{\nu A} = \sin \nu (2q_A - \varepsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin \nu q_A \frac{\alpha}{2}}{\sin \nu \frac{\alpha}{2}} \cdot \frac{\sin 2p\nu q_A \alpha}{\sin 2\nu q_A \alpha} \quad (4.11)$$

$$K'_{\nu B} = \sin \nu (2q_B - \varepsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin \nu q_B \frac{\alpha}{2}}{\sin \nu \frac{\alpha}{2}} \cdot \frac{\sin 2p\nu q_B \alpha}{\sin 2\nu q_B \alpha} \quad (4.12)$$

În ceea ce privește înfășurarea II, aceasta are număr diferit de bobine la înfășurarea semibobinată cu număr par și impar de poli. Pentru înfășurarea semibobinată cu număr par de poli, rezultă pentru armonica ν a solenației rezultante a bobinelor înfășurării II, expresia:

$$\underline{\Theta}''_{\nu A, PAR} = \sum_{\kappa=1}^{q_A} \sum_{\rho=2,4}^{2p-2} \underline{\Theta}''_{\nu A, \kappa, \rho} = \frac{W_A I_A \sqrt{2}}{\pi \nu} K''_{\nu A, PAR} \cdot e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{T} x)} \cdot e^{j\nu[(q_A-1)\frac{\alpha}{2} + (p-1)2q_A\alpha + \pi]} \quad (4.13)$$

$$\underline{\Theta}''_{\nu B, PAR} = \sum_{\kappa=1}^{q_B} \sum_{\rho=2}^{2p-2} \underline{\Theta}''_{\nu B, \kappa, \rho} = \frac{W_B I_B \sqrt{2}}{\pi \nu} K''_{\nu B, PAR} \cdot e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{T} x - \varphi)} \cdot e^{j\nu[(q_B-1)\frac{\alpha}{2} + (p-1)2q_B\alpha + \pi]} \quad (4.14)$$

Armonica ν a solenației rezultante a bobinelor înfășurării II, pentru cele două faze ale unei înfășurări semibobinate cu număr impar de poli este:

$$\underline{\Theta}'_{\nu A, IMPAR} = \sum_{\kappa=1}^{q_A} \sum_{p=2,4}^{2p} \underline{\Theta}''_{\nu A, \kappa, p} = \frac{W_A I_A \sqrt{2}}{jT\nu} K''_{\nu A, IMPAR} \cdot e^{j(\omega t - \nu) \frac{2\pi}{T} x} e^{j\nu[(q_A-1)\frac{\alpha}{2} + 2pq_A\alpha + \pi]} \quad (4.15)$$

$$\underline{\Theta}''_{\nu B, IMPAR} = \sum_{\kappa=1}^{q_B} \sum_{p=2,4}^{2p} \underline{\Theta}''_{\nu B, \kappa, p} = \frac{W_B I_B \sqrt{2}}{jT\nu} K''_{\nu B, IMPAR} \cdot e^{j(\omega t - \nu) \frac{2\pi}{T} x - \epsilon} e^{j\nu[(q_B-1)\frac{\alpha}{2} + (2p+1)q_B\alpha + \pi]} \quad (4.16)$$

unde:

$$K''_{\nu A, PAR} = \sin\nu(2q_A - \epsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin\nu q_A \frac{\alpha}{2}}{\sin\nu \frac{\alpha}{2}} \frac{\sin 2(p-1)\nu q_A \alpha}{\sin 2\nu q_A \alpha} \quad (4.17)$$

$$K''_{\nu B, PAR} = \sin\nu(2q_B - \epsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin\nu q_B \frac{\alpha}{2}}{\sin\nu \frac{\alpha}{2}} \frac{\sin 2(p-1)\nu q_B \alpha}{\sin 2\nu q_B \alpha} \quad (4.18)$$

$$K''_{\nu A, IMPAR} = \sin\nu(2q_A - \epsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin\nu q_A \frac{\alpha}{2}}{\sin\nu \frac{\alpha}{2}} \frac{\sin 2p\nu q_A \alpha}{\sin 2\nu q_A \alpha} \quad (4.19)$$

$$K''_{\nu B, IMPAR} = \sin\nu(2q_B - \epsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin\nu q_B \frac{\alpha}{2}}{\sin\nu \frac{\alpha}{2}} \frac{\sin 2p\nu q_B \alpha}{\sin 2\nu q_B \alpha} \quad (4.20)$$

Insumind solenațiile corespunzătoare celor două faze, rezultă solenația armonică ν a înfășurării bifazate pentru fiecare tip în parte:

a) Înfășurarea bifazată într-un singur strat

Solenația armonică ν a înfășurării rezultă:

$$\underline{\Theta}_{\nu}(x, t) = \underline{\Theta}'_{\nu A} + \underline{\Theta}'_{\nu B} \quad (4.21)$$

înlocuind (4.9) și (4.10) în (4.21) se obține expresia:

$$\underline{\Theta}_{\nu}(x, t) = \frac{W_A I_A \sqrt{2}}{jT\nu} e^{j(\omega t - \nu) \frac{2\pi}{T} x} \left[K''_{\nu A} e^{j\nu[(q_A-1)\frac{\alpha}{2} + (p-1)2q_A\alpha]} + \frac{W_B I_B}{W_A I_A} K''_{\nu B} \cdot e^{j\nu[(q_B-1)\frac{\alpha}{2} + (2p-1)q_B\alpha]} \cdot e^{-j\epsilon} \right] \quad (4.22)$$

Pentru cazul particular $q_A = q_B = q$, expresia (4.22) devine:

$$\underline{\Theta}_{\nu}(x, t) = \frac{W_A I_A \sqrt{2}}{jT\nu} K_{\nu} e^{j(\omega t - \nu) \frac{2\pi}{T} x} e^{j\nu\beta} \left[1 + \frac{W_B I_B}{W_A I_A} e^{j(\nu q \alpha - \epsilon)} \right] \quad (4.23)$$

$$k_{\gamma} = \sin \gamma (2q - \varepsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin \gamma q \frac{\alpha}{2}}{\sin \gamma \frac{\alpha}{2}} \frac{\sin 2p \gamma q \alpha}{\sin 2 \gamma q \alpha}$$

$$\beta = (q-1) \frac{\alpha}{2} + (p-1) 2q \alpha$$

Făcînd în relația (4.23), $W_A I_A = W_B I_B = WI$ rezultă:

$$\underline{\Theta}_{\gamma}(x,t) = 2 \frac{WI \sqrt{2}}{jI\gamma} k_{\gamma} \cdot e^{j\gamma\beta} \cdot e^{j(\omega t - \gamma \frac{2\pi}{T} x)} \cdot e^{j \frac{\gamma q \alpha - \varepsilon}{2}} \quad (4.24)$$

unde:

$$k_{\gamma} = \sin \gamma (2q - \varepsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin \gamma q \frac{\alpha}{2}}{\sin \gamma \frac{\alpha}{2}} \frac{\sin 2p \gamma q \alpha}{\sin 2 \gamma q \alpha} \cos \frac{\gamma q \alpha - \varepsilon}{2}$$

reprezintă factorul de infășurare longitudinal al infășurării într-un singur strat.

b) Infășurare bifazată semibobinată cu număr par de poli
Solenauția armonică γ rezultă din însumarea solenațiilor corespunzătoare infășurărilor I și II_{PAR}:

$$\underline{\Theta}_{\gamma}(x,t) = \underline{\Theta}_{\gamma A} + \underline{\Theta}_{\gamma B} + \underline{\Theta}_{\gamma A, PAR} + \underline{\Theta}_{\gamma B, PAR} = \underline{\Theta}_{\gamma A} + \underline{\Theta}_{\gamma B} \quad (4.25)$$

Făcînd înlocuirile corespunzătoare, se obține:

$$\underline{\Theta}_{\gamma}(x,t) = \frac{W_A I_A \sqrt{2}}{jI\gamma} \cdot e^{j(\omega t - \gamma \frac{2\pi}{T} x)} \left[k_{\gamma A, PAR} \cdot e^{j\gamma \left[(q_A - 1) \frac{\alpha}{2} + (p-1) 2q_A \alpha \right]} + \frac{W_B I_B}{W_A I_A} k_{\gamma B, PAR} \cdot e^{j\gamma \left[(q_B - 1) \frac{\alpha}{2} + (2p-1) q_B \alpha \right]} \cdot e^{-j\varepsilon} \right] \quad (4.26)$$

unde

$$k_{\gamma A, PAR} = \sin \gamma (2q_A - \varepsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin \gamma q_A \frac{\alpha}{2}}{\sin \gamma \frac{\alpha}{2}} \frac{\cos (2p-1) \gamma q_B \alpha}{\cos \gamma q_B \alpha}$$

$$k_{\gamma B, PAR} = \sin \gamma (2q_B - \varepsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin \gamma q_B \frac{\alpha}{2}}{\sin \gamma \frac{\alpha}{2}} \frac{\cos (2p-1) \gamma q_B \alpha}{\cos \gamma q_B \alpha}$$

Pentru cazul particular $q_A = q_B = q$, expresia (4.26) devine:

$$\underline{\Theta}_{\gamma}(x,t) = \frac{W_A I_A \sqrt{2}}{jI\gamma} k_{\gamma} \cdot e^{j(\omega t - \gamma \frac{2\pi}{T} x)} \cdot e^{j\gamma\beta} \left[1 + \frac{W_B I_B}{W_A I_A} \cdot e^{j(\gamma q \alpha - \varepsilon)} \right] \quad (4.27)$$

unde:

$$k_{\gamma} = \sin \gamma (2q - \varepsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin \gamma q \frac{\alpha}{2}}{\sin \gamma \frac{\alpha}{2}} \frac{\cos (2p-1) \gamma q \alpha}{\cos \gamma q \alpha}$$

$$\beta = (q-1) \frac{\alpha}{2} + (p-1) 2q \alpha$$

Făcînd în relația (4.27) $W_A I_A = W_B I_B = WI$, rezultă:

$$\underline{\Theta}_{\gamma}(x,t) = 2 \frac{WI \sqrt{2}}{\gamma T \gamma} k_{\gamma} \cdot e^{j(\omega t - \gamma \frac{2\pi}{T} x)} \cdot e^{j\gamma \beta} \cdot e^{j \frac{\gamma q \alpha - \varepsilon}{2}} \quad (4.28)$$

unde:

$$k_{\gamma} = \sin \gamma (2q - \varepsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin \gamma q \frac{\alpha}{2}}{\sin \gamma \frac{\alpha}{2}} \cdot \frac{\cos (2p-1) \gamma q \alpha}{\cos \gamma q \alpha} \cos \frac{\gamma q \alpha - \varepsilon}{2}$$

reprezintă factorul de înfășurare longitudinal al înfășurării semi-bobinate cu număr par de poli.

c) Infășurare bifazată semibobinată cu număr impar de poli
Solenția armonică γ rezultă:

$$\underline{\Theta}_{\gamma}(x,t) = \underline{\Theta}_{\gamma A} + \underline{\Theta}_{\gamma B} + \underline{\Theta}_{\gamma A, IMPAR} + \underline{\Theta}_{\gamma B, IMPAR} = \underline{\Theta}_{\gamma A} + \underline{\Theta}_{\gamma B} \quad (4.29)$$

în urma înlocuirilor se obține:

$$\underline{\Theta}_{\gamma}(x,t) = -j \frac{W_A I_A \sqrt{2}}{\gamma T \gamma} e^{j(\omega t - \gamma \frac{2\pi}{T} x)} \left[k_{\gamma A, IMPAR} \cdot e^{j\gamma [(q_A - 1) 2q_A \alpha]} + \frac{W_B I_B}{W_A I_A} \cdot k_{\gamma B, IMPAR} \cdot e^{j\gamma [(q_B - 1) \frac{\alpha}{2} + (2p-1) q_B \alpha]} \cdot e^{j\varepsilon} \right] \quad (4.30)$$

unde:

$$k_{\gamma A, IMPAR} = \sin \gamma (2q_A - \varepsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin \gamma q_A \frac{\alpha}{2}}{\sin \gamma \frac{\alpha}{2}} \frac{\sin 2p \gamma q_A \alpha}{\cos \gamma q_A \alpha}$$

$$k_{\gamma B, IMPAR} = \sin \gamma (2q_B - \varepsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin \gamma q_B \frac{\alpha}{2}}{\sin \gamma \frac{\alpha}{2}} \frac{\sin 2p \gamma q_B \alpha}{\cos \gamma q_B \alpha}$$

În cazul particular $q_A = q_B = q$, solenția armonică γ are expresia:

$$\underline{\Theta}_{\gamma}(x,t) = -j \frac{W_A I_A \sqrt{2}}{\gamma T \gamma} k_{\gamma} \cdot e^{j(\omega t - \gamma \frac{2\pi}{T} x)} \cdot e^{j\gamma \beta} \left[1 + \frac{W_B I_B}{W_A I_A} \cdot e^{j(\gamma q \alpha - \varepsilon)} \right] \quad (4.31)$$

unde:

$$K_{\nu} = \sin \nu (2q - \epsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin \nu q \frac{\alpha}{2}}{\sin \nu \frac{\alpha}{2}} \frac{\sin 2p \nu q \alpha}{\cos \nu q \alpha}$$

$$\beta = (q-1) \frac{\alpha}{2} + (p-1) 2q \alpha$$

Făcînd $W_A I_A = W_B I_B = WI$, relația (4.31) devine:

$$\underline{\Theta}_{\nu}(x, t) = 2j \frac{WIV\sqrt{2}}{\pi \nu} K_{\nu} e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{l} x)} e^{j\nu \beta} e^{j \frac{\nu q \alpha - \epsilon}{2}}$$

unde:

$$K_{\nu} = \sin \nu (2q - \epsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin \nu q \frac{\alpha}{2}}{\sin \nu \frac{\alpha}{2}} \frac{\sin 2p \nu q \alpha}{\cos \nu q \alpha} \cos \frac{\nu q \alpha - \epsilon}{2}$$

reprezintă factorul de înfășurare longitudinal al înfășurării semibobinate cu număr impar de poli .

Expresiile armonicii ν a solenației, pentru diferitele tipuri de înfășurări se simplifică mai mult prin schimbarea de variabilă conform figurii 4.7.

$$x = x_1 + \beta \frac{l}{2\pi} \quad (4.32)$$

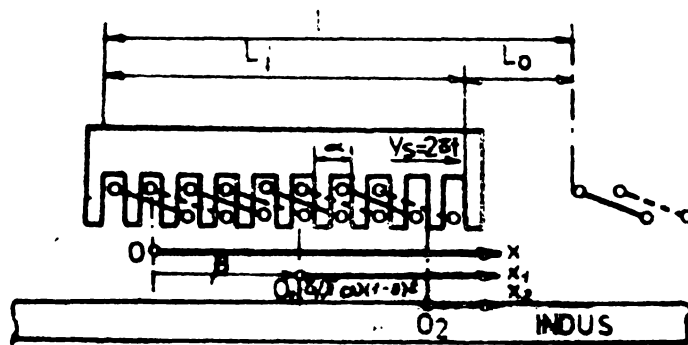


Fig.4.7. Legătura între sistemele de coordonate.

În cazul particular $q_A = q_B = q$ și $W_A I_A = W_B I_B = WI$, armonica ν a solenației se poate scrie:

a) pentru înfășurarea bifazată într-un singur strat:

$$\underline{\Theta}_{\nu}(x, t) = 2 \frac{WIV\sqrt{2}}{\pi \nu} K_{\nu} \cdot e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{l} x_1)} e^{j \frac{\nu q \alpha - \epsilon}{2}}$$

b) pentru înfășurarea bifazată semibobinată cu număr par de poli:

$$\underline{\Theta}_{\gamma}(x_1, t) = 2 \frac{WIV\sqrt{2}}{\pi\gamma} k_{\gamma} \cdot e^{j(\omega t - \gamma \frac{2\pi}{L} x_1)} \cdot e^{j \frac{\gamma q_A - \gamma}{2}} \quad (4.33)$$

c) pentru înfășurarea bifazată semibobinată cu număr impar de poli:

$$\underline{\Theta}_{\gamma}(x_1, t) = 2j \frac{WIV\sqrt{2}}{\pi\gamma} k_{\gamma} \cdot e^{j(\omega t - \gamma \frac{2\pi}{L} x_1)} \cdot e^{j \frac{\gamma q_A - \gamma}{2}} \quad (4.34)$$

factorul de înfășurare longitudinal k_{γ} diferind la fiecare tip de înfășurare.

În direcția y , se consideră că solenația variază sinusoidal în dreptul capetelor de bobină (fig.4.3), variație corespunzând câmpului de dispersie la marginile inductorului [54].

Se obține pentru armonica „n” a solenației în direcția y expresia:

$$\Theta_n(y) = \frac{4}{\pi} k_n \cos n \frac{\pi}{L} y \quad (4.35)$$

unde: $n=1, 3, 5 \dots$

$$k_n = \frac{\left(\frac{L}{2h}\right)^2}{\left(\frac{L}{2h}\right)^2 - n^2} \left[\frac{1}{n} \sin\left(\pi n \frac{c+h}{L}\right) - \frac{2h}{L} \cos \frac{\pi n c}{L} \right] \quad (4.36)$$

Armonica γ, n , a solenației se poate scrie:

$$\underline{\Theta}_{\gamma, n}(x_1, y, t) = \underline{\Theta}_{\gamma}(x_1, t) \cdot \Theta_n(y), \quad (4.37)$$

Solenația rezultantă se obține sub forma unor serii duble Fourier

$$\underline{\Theta}(x_1, y, t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} \underline{\Theta}_{\gamma}(x_1, t) \cdot k_n \cos n \frac{\pi}{L} y \quad (4.38)$$

În tabelul 4.1 se prezintă solenația rezultantă și factorul de înfășurare longitudinal k_{γ} pentru diferite tipuri de înfășurări studiate, în cazul particular: $q_A = q_B = q$. Aceleași mărimi sînt cunoscute în tabelul 4.2 pentru un alt caz particular:

$$q_A = q_B = q \text{ și } W_A I_A = W_B I_B = WI.$$

TABELUL 4.1. Solenația rezultantă și factorul de înfășurare longitudinal

k_p pentru cazul particular: $q_A = q_B = q$.

TIPUL INFĂȘURĂRII	$\mathcal{Q}(x, y, t)$	R_p
BIFAZATĂ ÎNTR-UN SINGUR STRAT	$\frac{4 W_A I_A \sqrt{2}}{j \pi^2} \sum_{n=1}^{+\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \frac{k_p}{\nu} k_n \cos n \frac{\pi}{l} y \left[1 + \frac{W_B I_B}{W_A I_A} \right] e^{j(\nu q \alpha - \nu t)} j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{l} x)$	$\sin \nu (2q - \epsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin \nu q \frac{\alpha}{2}}{\sin \nu \frac{\alpha}{2}} \cdot \frac{\sin 2\nu q \alpha}{\sin 2\nu q \alpha}$
BIFAZATĂ SEMIBOINATĂ CU NUMĂR PAR DE POLI	$\frac{4 W_A I_A \sqrt{2}}{j \pi^2} \sum_{n=1}^{+\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \frac{k_p}{\nu} k_n \cos n \frac{\pi}{l} y \left[1 + \frac{W_B I_B}{W_A I_A} e^{j(\nu q \alpha - \nu t)} \right] e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{l} x)}$	$\sin \nu (2q - \epsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin \nu q \frac{\alpha}{2}}{\sin \nu \frac{\alpha}{2}} \cdot \frac{\cos (2p - 1) \nu q \alpha}{\cos \nu q \alpha}$
BIFAZATĂ SEMIBOINATĂ CU NUMĂR IMPĂR DE POLI	$\frac{4 j W_A I_A \sqrt{2}}{j \pi^2} \sum_{n=1}^{+\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \frac{k_p}{\nu} k_n \cos n \frac{\pi}{l} y \left[1 + \frac{W_B I_B}{W_A I_A} e^{j(\nu q \alpha - \nu t)} \right] e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{l} x)}$	$\sin \nu (2q - \epsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin \nu q \frac{\alpha}{2}}{\sin \nu \frac{\alpha}{2}} \cdot \frac{\sin 2\nu q \alpha}{\cos \nu q \alpha}$

TABELUL 4.2. - Selecția rezultată și factorul de înfășurare longitudinală
 pentru cazul particular $q_A = q_E = q$, $W_A I_A = W_E I_E = W I$.

TIPUL INFĂȘURĂRII	$\Theta(x_1, y, t)$	k_{γ}
BIFAZATĂ INTR-UN SINGUR STRAT	$\frac{B W I \sqrt{2}}{\sqrt{L^2}} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} \frac{k_{\gamma}}{\gamma} k_n \cos n \frac{\pi}{L} y \cdot e^{j(\omega t - \gamma) \frac{2\sqrt{L}}{v} x_1} \cdot e^{j \frac{\gamma q \alpha - \psi}{2}}$	$\sin \gamma (2q - \epsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin \gamma q \frac{\alpha}{2}}{\sin \gamma \frac{\alpha}{2}} \frac{\sin 2p \gamma q \alpha}{\sin 2 \gamma q \alpha} \cos \frac{\gamma q \alpha - \psi}{2}$
BIFAZATĂ SEMIBOBINATĂ CU NUMĂR PAR DE POLI	$\frac{B W I \sqrt{2}}{\sqrt{L^2}} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} \frac{k_{\gamma}}{\gamma} k_n \cos n \frac{\pi}{L} y \cdot e^{j(\omega t - \gamma) \frac{2\sqrt{L}}{v} x_1} \cdot e^{j \frac{\gamma q \alpha - \psi}{2}}$	$\sin \gamma (2q - \epsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin \gamma q \frac{\alpha}{2}}{\sin \gamma \frac{\alpha}{2}} \frac{\cos (2p - 1) \gamma q \alpha}{\cos \gamma q \alpha} \cos \frac{\gamma q \alpha - \psi}{2}$
BIFAZATĂ SEMIBOBINATĂ CU NUMĂR IMPAR DE POLI	$j \frac{B W I \sqrt{2}}{\sqrt{L^2}} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} \frac{k_{\gamma}}{\gamma} k_n \cos n \frac{\pi}{L} y \cdot e^{j(\omega t - \gamma) \frac{2\sqrt{L}}{v} x_1} \cdot e^{j \frac{\gamma q \alpha - \psi}{2}}$	$\sin \gamma (2q - \epsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin \gamma q \frac{\alpha}{2}}{\sin \gamma \frac{\alpha}{2}} \frac{\sin 2p \gamma q \alpha}{\cos \gamma q \alpha} \cos \frac{\gamma q \alpha - \psi}{2}$

4.3. ECUATIILE CIMPULUI ELECTROMAGNETIC

Cîmpul magnetic și cîmpul electric sînt legate prin ecuațiile lui Maxwell, care, în regim evasistaționar, se pot scrie:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \underline{B} &= \mu \underline{J} \\ \operatorname{rot} \underline{E} &= - \frac{\partial \underline{B}}{\partial t} \\ \operatorname{div} \underline{B} &= 0 \\ \underline{J} &= \frac{1}{\rho} \underline{E} \end{aligned} \quad (4.39)$$

Ecuatiile lui Maxwell permit definirea, în fiecare punct al cîmpului, a potențialului magnetic vector $\underline{\bar{A}}$:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \underline{\bar{A}} &= \underline{B} \\ \operatorname{div} \underline{\bar{A}} &= 0 \end{aligned} \quad (4.40)$$

Vectorial, potențialul magnetic vector se scrie:

$$\underline{\bar{A}} = \bar{i} \underline{A}_x + \bar{j} \underline{A}_y + \bar{k} \underline{A}_z \quad (4.41)$$

Substituind potențialul magnetic vector în ecuația (4.39) rezultă ecuația Poisson pentru indus:

$$\Delta \underline{\bar{A}}_m = \frac{\mu_m}{\rho_m} \frac{\partial \underline{\bar{A}}_m}{\partial t} \quad (4.42)$$

respectiv ecuația Laplace pentru întrefier:

$$\Delta \underline{\bar{A}}_d = 0 \quad (4.43)$$

4.4. POTENTIALUL MAGNETIC VECTOR ÎN INTREFIER

Componenta după axa z, a curentului primar este nulă, deci se poate neglija și componenta corespunzătoare a potențialului magnetic vector, care se scrie:

$$\underline{\bar{A}}_d = \bar{i} \underline{A}_d x_1 + \bar{j} \underline{A}_d y \quad (4.44)$$

Ecuatiile (4.40) și (4.43) se pot scrie:

$$\frac{\partial^2 \underline{A}_d y}{\partial x_1^2} + \frac{\partial^2 \underline{A}_d y}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \underline{A}_d y}{\partial z^2} = 0 \quad (4.45)$$

$$\frac{\partial^2 \underline{A}_d x_1}{\partial x_1^2} + \frac{\partial^2 \underline{A}_d x_1}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \underline{A}_d x_1}{\partial z^2} = 0 \quad \frac{\partial \underline{A}_d x_1}{\partial x_1} + \frac{\partial \underline{A}_d y}{\partial y} = 0$$

Soluțiile ecuațiilor (4.45) constituie expresiile generale ale componentelor potențialului magnetic vector în întrefier:

$$\underline{A} \, dx_1 = j \frac{1}{2L} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\nu} C_0 n k_n \sin n \frac{\pi}{L} y (\operatorname{ch} \lambda_0 z + C_0' \operatorname{sh} \lambda_0 z) e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{L} x_1)} \quad (4.46)$$

$$\underline{A} \, dy = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} C_0 k_n \cos n \frac{\pi}{L} y (\operatorname{ch} \lambda_0 z + C_0' \operatorname{sh} \lambda_0 z) e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{L} x_1)} \quad (4.47)$$

unde:

$$\lambda_0 = \sqrt{\left(\nu \frac{2\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2} \quad (4.48)$$

4.5. POTENTIALUL MAGNETIC VECTOR IN INDUS

Pentru fiecare strat „m” al indusului caracterizat de permeabilitatea magnetică μ_m , rezistivitatea electrică ρ_m și grosimea Δ_m , se pot scrie ecuațiile diferențiale:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \underline{A}_{my}}{\partial x_2^2} + \frac{\partial^2 \underline{A}_{my}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \underline{A}_{my}}{\partial z^2} &= \frac{\mu_m}{\rho_m} \frac{\partial \underline{A}_{my}}{\partial t} \\ \frac{\partial^2 \underline{A}_{mx_2}}{\partial x_2^2} + \frac{\partial^2 \underline{A}_{mx_2}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \underline{A}_{mx_2}}{\partial z^2} &= \frac{\mu_m}{\rho_m} \frac{\partial \underline{A}_{mx_2}}{\partial t} \end{aligned} \quad (4.49)$$

$$\frac{\partial \underline{A}_{mx_2}}{\partial x_2} + \frac{\partial \underline{A}_{mx_2}}{\partial z} = 0$$

unde:

$$x_2 = x_1 - 2\tau f(1-s)t = x_1 - \frac{v}{f} \omega(1-s)t$$

Originea sistemului de coordonate legat de inductor (fig.4.7) se deplasează față de inductor cu viteza:

$$v = 2\tau f(1-s) \quad (4.50)$$

Rezolvînd ecuațiile (4.49), se obțin componentele potențialului magnetic vector în fiecare strat „m” al indusului, după cele două axe: Ox_2 și Oy . Componenta potențialului magnetic vector după axa Oz lipsește deoarece s-a neglijat componenta corespunzătoare a solenității primare. Rezultă:

$$\underline{A}_{mx_2} = j \frac{1}{2L} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\nu} C_m n k_n \sin n \frac{\pi}{L} y (\operatorname{ch} \lambda_m z + C_m' \operatorname{sh} \lambda_m z) e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{L} x_2)} \quad (4.51)$$

$$\underline{A}_{my} = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \underline{C}_m k_n \cos n \frac{\pi}{L} y (\operatorname{ch} \Delta_m z + \underline{C}'_m \operatorname{sh} \Delta_m z) e^{j(\nu_s \omega t - \nu \frac{2\pi}{T} x_2)} \quad (4.52)$$

unde:

$$\Delta_m = \sqrt{\lambda_0^2 + j\nu_s \omega \frac{\mu_m}{\rho_m}} \quad (4.53)$$

$$\nu_s = 1 - \nu(1-s) \frac{2q\alpha}{\pi} \quad (4.54)$$

Pentru spațiul de aer din spatele indusului se pot scrie, de asemenea, componentele potențialului magnetic vector:

$$\underline{A}_{ax_1} = j \frac{1}{2L} \sum_{r=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\nu} \underline{C}_a \cdot n k_n \sin n \frac{\pi}{L} y (\operatorname{ch} \lambda_0 z + \underline{C}'_a \operatorname{sh} \lambda_0 z) e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{T} x_1)} \quad (4.55)$$

$$\underline{A}_{ay} = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \underline{C}_a k_n \cos n \frac{\pi}{L} y (\operatorname{ch} \lambda_0 z + \underline{C}'_a \operatorname{sh} \lambda_0 z) e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{T} x_1)} \quad (4.56)$$

4.6. MARIMILE CIMPULUI ELECTROMAGNETIC

Inducția magnetică rezultă din potențialul magnetic vector, potrivit relației:

$$\underline{B} = \operatorname{rot} \underline{A} = \bar{i} B_x + \bar{j} B_y + \bar{k} B_z \quad (4.57)$$

unde

$$\begin{aligned} B_x &= -\frac{\partial A_y}{\partial z} \\ B_y &= \frac{\partial A_x}{\partial z} \\ B_z &= \frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y} \end{aligned}$$

Efectuând calculele, rezultă următoarele expresii pentru componentele inducției în întrefier, respectiv în diferite straturi ale indusului:

$$\underline{B}_{dx_1} = - \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \underline{C}_0 k_n \lambda_0 \cos n \frac{\pi}{L} y (\operatorname{sh} \lambda_0 z + \underline{C}'_0 \operatorname{ch} \lambda_0 z) e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{T} x_1)} \quad (4.58)$$

$$\underline{B}_{\delta y} = j \frac{L}{2L} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\nu} C_0 \cdot n \cdot k_n \cdot \lambda_0 \sin n \frac{\pi}{L} y (\operatorname{sh} \lambda_0 z + C_0' \operatorname{ch} \lambda_0 z) e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{L} x_1)} \quad (4.61)$$

$$\underline{B}_{\delta z} = j \frac{L}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\nu} C_0 \cdot k_n \cdot \lambda_0^2 \cos n \frac{\pi}{L} y (\operatorname{ch} \lambda_0 z + C_0' \operatorname{sh} \lambda_0 z) e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{L} x_1)} \quad (4.62)$$

$$\underline{B}_{m x_2} = - \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} C_m \cdot k_n \cdot \lambda_m \cos n \frac{\pi}{L} y (\operatorname{sh} \lambda_m z + C_m' \operatorname{ch} \lambda_m z) e^{j(\nu_s \omega t - \nu \frac{2\pi}{L} x_2)} \quad (4.63)$$

$$\underline{B}_{m y} = j \frac{L}{2L} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\nu} C_m \cdot n \cdot k_n \cdot \lambda_m \sin n \frac{\pi}{L} y (\operatorname{sh} \lambda_m z + C_m' \operatorname{ch} \lambda_m z) e^{j(\nu_s \omega t - \nu \frac{2\pi}{L} x_2)} \quad (4.64)$$

$$\underline{B}_{m z} = j \frac{L}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\nu} C_m \cdot k_n \cdot \lambda_m^2 \cos n \frac{\pi}{L} y (\operatorname{ch} \lambda_m z + C_m' \operatorname{sh} \lambda_m z) e^{j(\nu_s \omega t - \nu \frac{2\pi}{L} x_2)} \quad (4.65)$$

Intensitatea cîmpului electric rezultă:

$$\underline{\bar{E}} = - \frac{\partial \underline{\bar{A}}}{\partial t} \quad (4.64)$$

Cîmpul electric are două componente, după aceleași axe ca și potențialul magnetic vector:

$$\underline{\bar{E}} = \underline{\bar{E}}_x + j \underline{\bar{E}}_y \quad (4.65)$$

Pentru întrefier, respectiv pentru diferite straturi ale indusului, se pot scrie componentele intensității cîmpului electric:

$$\underline{E}_{\delta x_1} = \frac{L\omega}{2L} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\nu} C_0 \cdot n \cdot k_n \sin n \frac{\pi}{L} y (\operatorname{ch} \lambda_0 z + C_0' \operatorname{sh} \lambda_0 z) e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{L} x_1)} \quad (4.66)$$

$$\underline{E}_{\delta y} = -j\omega \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} C_0 \cdot k_n \cos n \frac{\pi}{L} y (\operatorname{ch} \lambda_0 z + C_0' \operatorname{sh} \lambda_0 z) e^{j(\omega t - \nu \frac{2\pi}{L} x_1)} \quad (4.67)$$

$$\underline{E}_{m x_2} = \frac{L\omega}{2L} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \frac{\nu_s}{\nu} C_m \cdot n \cdot k_n \sin n \frac{\pi}{L} y (\operatorname{ch} \lambda_m z + C_m' \operatorname{sh} \lambda_m z) e^{j(\nu_s \omega t - \nu \frac{2\pi}{L} x_2)} \quad (4.68)$$

$$\underline{E}_{my} = -j\omega \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \nu_s C_m R_n \cos n \frac{\pi}{L} y (ch \lambda_m z + C'_m sh \lambda_m z) e^{j(\nu_s \omega t - \nu \frac{\pi}{L} y)} \quad (4.69)$$

Densitatea curentului în diferitele straturi ale indusului se poate calcula din (4.39):

$$\underline{J}_m = \frac{1}{\rho_m} \underline{E}_m = \underline{J}_{mx} + j \underline{J}_{my} \quad (4.70)$$

Densitatea curentului în indus are aceleași componente ca și intensitatea cîmpului electric, demultiplicate cu rezistivitatea materialului:

$$\underline{J}_{mx} = \frac{\underline{E}_x}{\rho_m} \quad (4.71)$$

$$\underline{J}_{my} = \frac{\underline{E}_y}{\rho_m} \quad (4.72)$$

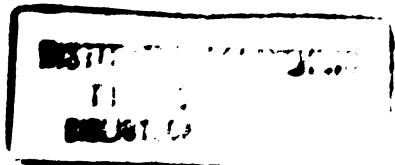
4.4. METODE DE ÎNCĂLZIRE ÎN ÎNTEREFIERUL ÎNTR-UN ÎNTEREFIERUL LINIAR BIPOLAR SIMILAR

Constantele de întrefier, se determină din condițiile de continuitate a componentelor tangențiale ale cîmpului electric E și magnetic H și ale componentelor normale ale cîmpului magnetic la suprafețele dintre inductor și întrefier, între acestea și între diferitele straturi ale indusului (tabelul 4.4).

Pentru simplificarea scrierii relațiilor, se notează:

$$\begin{aligned} d_1 &= -\Delta_1 \\ d_2 &= -\Delta_1 - \Delta_2 \\ &\vdots \\ d_m &= -\Delta_1 - \Delta_2 - \dots - \Delta_m \\ &\vdots \\ d_M &= -\sum_{m=1}^M d_m \end{aligned} \quad (4.73)$$

Din condiția de legătură la suprafața inductor-întrefier, rezultă constanta C_0 , ale cărei expresii depind de tipul înfășurării (Tabelul 4.4).



TABELUL 4.3.

Condițiile de legătură pentru determinarea constantelor de integrare.

Ordonata	Suprafața de separare	Condițiile de legătură
$z = \delta$	Inductor - Intrefier	$\underline{H}_{\delta x_1} = \frac{\partial \theta}{\partial x_1}$
$z = 0$	Intrefier- Indus	$\underline{H}_{\delta x_1} = \underline{H}_{1x} \quad \underline{B}_{\delta z} = \underline{B}_{1z}$
$z = -\Delta_1$	Stratul 1 al indusului- Stratul 2 al indusului	$\underline{H}_{1x} = \underline{H}_{2x} \quad \underline{B}_{1z} = \underline{B}_{2z}$
$z = -\Delta_1 - \Delta_2$	Stratul 2 al indusului- Stratul 3 al indusului	$\underline{H}_{2x} = \underline{H}_{3x} \quad \underline{B}_{2z} = \underline{B}_{3z}$
\vdots		
$z = -\sum \Delta_m$	Stratul m al indusului- Stratul (m+1) al indusului	$\underline{H}_{mx} = \underline{H}_{(m+1)x} \quad \underline{B}_{mz} = \underline{B}_{(m+1)z}$
$z = -\infty$		$\underline{H}_{\alpha x} = 0 \quad \underline{B}_{\alpha z} = 0$

TABELUL 4.4.

Expresiile constantei de integrare C_0 pentru diferite tipuri de înfășurări și diferite cazuri particulare.

Cazul particular	Tipul înfășurării	Constanta de integrare C_0
$q_A = q_B = q$	Intr-un singur strat	$\frac{8jW_A I_A \sqrt{2} k \mu_0}{\pi l \lambda_0 (\text{sh} \lambda_0 \delta + C_0 \text{ch} \lambda_0 \delta)} \left[1 + \frac{W_B I_B}{W_A I_A} e^{j(\gamma q \alpha - \epsilon)} \right]$
	Semibobinată cu nr. par de poli	$\frac{8jW_A I_A \sqrt{2} k \mu_0}{\pi l \lambda_0 (\text{sh} \lambda_0 \delta + C_0 \text{ch} \lambda_0 \delta)} \left[1 + \frac{W_B I_B}{W_A I_A} e^{j(\gamma q \alpha - \epsilon)} \right]$
	Semibobinată cu nr. impar de poli	$-\frac{8W_A I_A \sqrt{2} k \mu_0}{\pi l \lambda_0 (\text{sh} \lambda_0 \delta + C_0 \text{ch} \lambda_0 \delta)} \left[1 + \frac{W_B I_B}{W_A I_A} e^{j(\gamma q \alpha - \epsilon)} \right]$
$q_A = q_B = q$ și $W_A I_A = W_B I_B = W I$	Intr-un singur strat	$\frac{16jW I \sqrt{2} k \mu_0}{\pi l \lambda_0 (\text{sh} \lambda_0 \delta + C_0 \text{ch} \lambda_0 \delta)} \cdot e^{j \frac{\gamma q \alpha - \epsilon}{2}}$
	Semibobinată cu nr. par de poli	$\frac{16jW I \sqrt{2} k \mu_0}{\pi l \lambda_0 (\text{sh} \lambda_0 \delta + C_0 \text{ch} \lambda_0 \delta)} \cdot e^{j \frac{\gamma q \alpha - \epsilon}{2}}$
	Semibobinată cu nr. impar de poli	$-\frac{16W I \sqrt{2} k \mu_0}{\pi l \lambda_0 (\text{sh} \lambda_0 \delta + C_0 \text{ch} \lambda_0 \delta)} \cdot e^{j \frac{\gamma q \alpha - \epsilon}{2}}$

Constanta \underline{C}_a se determină din condiția:

$$\lim_{z \rightarrow -\infty} \underline{B}_{az} = 0 \quad (4.74)$$

Inlocuind valoarea lui \underline{B}_{az} rezultă:

$$\underline{C}'_a = 1 \quad (4.75)$$

La suprafața de separare dintre ultimul strat „M” și stratul de aer din spatele indusului se pot scrie condițiile:

$$\begin{aligned} \underline{H}_{Mx} = \underline{H}_{ax} & \quad | \quad z = d_M \\ \underline{B}_{Mz} = \underline{B}_{az} & \quad | \quad z = d_M \end{aligned} \quad (4.76)$$

Inlocuind valorile corespunzătoare din (4.61 - 4.63) rezultă:

$$\begin{aligned} \frac{\underline{C}_M \Delta_M (\text{sh } \lambda_M d_M + \underline{C}'_M \text{ch } \Delta_M d_M)}{\mu_M} &= \frac{\lambda_0 \underline{C}_a}{\mu_0} \\ \underline{C}_M (\text{ch } \Delta_M d_M + \underline{C}'_M \text{sh } \lambda_M d_M) &= \underline{C}_a \end{aligned}$$

Impărțind cele două egalități, termen cu termen se poate scrie:

$$\underline{C}'_M = \frac{\mu_M \lambda_0 \text{ch } \Delta_M d_M - \mu_0 \Delta_M \text{sh } \lambda_M d_M}{\mu_0 \Delta_M \text{ch } \Delta_M d_M - \mu_M \lambda_0 \text{sh } \lambda_M d_M} \quad (4.77)$$

La suprafața de separare dintre stratul „m” și „m+1” al indusului se pot scrie condițiile:

$$\frac{\underline{H}_{mx}}{\underline{B}_{mz}} = \frac{\underline{H}_{(m+1)x}}{\underline{B}_{(m+1)z}} \quad | \quad z = d_m \quad (4.78)$$

După înlocuirea valorilor mărimilor câmpului magnetic în straturile „m” respectiv „m+1”, rezultă valoarea constantei \underline{C}'_m .

$$\underline{C}'_m = \frac{\mu_m \lambda_{m+1} \text{ch } \Delta_m d_m (\text{sh } \lambda_{m+1} d_m + \underline{C}'_{m+1} \text{ch } \lambda_{m+1} d_m) + \mu_{m+1} \Delta_m \text{sh } \lambda_m d_m (\text{ch } \lambda_{m+1} d_m + \underline{C}'_{m+1} \text{sh } \lambda_{m+1} d_m)}{\mu_{m+1} \Delta_m \text{ch } \Delta_m d_m (\text{ch } \lambda_{m+1} d_m + \underline{C}'_{m+1} \text{sh } \lambda_{m+1} d_m) - \mu_m \lambda_{m+1} \text{sh } \lambda_m d_m (\text{sh } \lambda_{m+1} d_m + \underline{C}'_{m+1} \text{ch } \lambda_{m+1} d_m)} \quad (4.79)$$

La suprafața indusului dinspre întrefier ($z=0$) sînt valabile condițiile:

$$\begin{aligned} \underline{H}_{0x} = \underline{H}_{1x} & \quad | \quad z = 0 \\ \underline{B}_{0z} = \underline{B}_{1z} & \quad | \quad z = 0 \end{aligned} \quad (4.80)$$

Rezultă după efectuarea înlocuirilor și simplificărilor:

$$\frac{\underline{C}_0 \underline{C}'_0 \lambda_0}{\mu_0} = \frac{\underline{C}_1 \underline{C}'_1 \lambda_1}{\mu_1} \quad \underline{C}_0 = \underline{C}_1 \quad (4.81)$$

Din condiția

rezultă:

$$\frac{H_{0x}}{B_{0z}} = \frac{H_{1x}}{B_{1z}} \quad \Big| \quad z = 0 \quad (4.82)$$

$$\underline{C}'_0 = \underline{C}'_1 \frac{\mu_0 \lambda_1}{\mu_1 \lambda_0}$$

Din condiția $\underline{B}_{mz} = \underline{B}_{(m+1)z}$ rezultă:

$$\underline{C}_{-m+1} = \underline{C}_m \frac{\text{ch } \lambda_m d_m + \underline{C}'_m \text{sh } \lambda_m d_m}{\text{ch } \lambda_{m+1} d_m + \underline{C}'_{m+1} \text{sh } \lambda_{m+1} d_m} \quad (4.83)$$

Pentru cazul particular al unui indus alcătuit din trei straturi de grosimi și proprietăți electromagnetice diferite, ($M=3$), se pot scrie următoarele constante de integrare:

$$\underline{C}'_4 = \underline{C}'_0 = 1 \quad (4.84)$$

$$\underline{C}'_3 = \frac{\mu_3 \lambda_0 \text{ch } \lambda_3 d_3 - \mu_0 \lambda_3 \text{sh } \lambda_3 d_3}{\mu_0 \lambda_3 \text{ch } \lambda_3 d_3 - \mu_3 \lambda_0 \text{sh } \lambda_3 d_3} \quad (4.85)$$

$$\underline{C}'_2 = \frac{\mu_2 \lambda_3 \text{ch } \lambda_2 d_2 (\text{sh } \lambda_3 d_2 + \underline{C}'_3 \text{ch } \lambda_3 d_2) - \mu_3 \lambda_2 \text{sh } \lambda_2 d_2 (\text{ch } \lambda_3 d_2 + \underline{C}'_3 \text{sh } \lambda_3 d_2)}{\mu_3 \lambda_2 \text{ch } \lambda_2 d_2 (\text{ch } \lambda_3 d_2 + \underline{C}'_3 \text{sh } \lambda_3 d_2) - \mu_2 \lambda_3 \text{sh } \lambda_2 d_2 (\text{sh } \lambda_3 d_2 + \underline{C}'_3 \text{ch } \lambda_3 d_2)} \quad (4.86)$$

$$\underline{C}'_1 = \frac{\mu_1 \lambda_2 \text{ch } \lambda_1 d_1 (\text{sh } \lambda_2 d_1 + \underline{C}'_2 \text{ch } \lambda_2 d_1) - \mu_2 \lambda_1 \text{sh } \lambda_1 d_1 (\text{ch } \lambda_2 d_1 + \underline{C}'_2 \text{sh } \lambda_2 d_1)}{\mu_2 \lambda_1 \text{ch } \lambda_1 d_1 (\text{ch } \lambda_2 d_1 + \underline{C}'_2 \text{sh } \lambda_2 d_1) - \mu_1 \lambda_2 \text{sh } \lambda_1 d_1 (\text{sh } \lambda_2 d_1 + \underline{C}'_2 \text{ch } \lambda_2 d_1)} \quad (4.87)$$

$$\underline{C}'_0 = \underline{C}'_4 \frac{\mu_0 \lambda_1}{\mu_1 \lambda_0} \quad (4.88)$$

\underline{C}_0 ia valori funcție de tipul de înfășurări, conform tabelului 4.4.

$$\underline{C}_1 = \underline{C}_0 \quad (4.88)$$

$$\underline{C}_2 = \underline{C}_1 \frac{\text{ch } \lambda_1 d_1 + \underline{C}'_1 \text{sh } \lambda_1 d_1}{\text{ch } \lambda_2 d_1 + \underline{C}'_2 \text{sh } \lambda_2 d_1} \quad (4.89)$$

$$\underline{C}_3 = \underline{C}_2 \frac{\text{ch } \lambda_2 d_2 + \underline{C}'_2 \text{sh } \lambda_2 d_2}{\text{ch } \lambda_3 d_2 + \underline{C}'_3 \text{sh } \lambda_3 d_2} \quad (4.91)$$

În cazul motorului liniar unilateral cele trei straturi ale indusului pot fi din materiale și de grosimi diferite, funcție de care variază și performanțele motorului.

4.8. DETERMINAREA CONSTANTELOR DE INTEGRARE PENTRU MOTORUL LINIAR BIFAZAT DE TIP BILATERAL

Condițiile care determină constantele de integrare la motorul liniar bifazat de tip bilateral sînt: simetria în mijlocul indusului, continuitatea componentei normale a inducției și a componentei tangențiale a intensității cîmpului magnetic la suprafața indusului și condiția de legătură la suprafața inductorului dinspre întrefier.

Condiția de simetrie în mijlocul indusului se scrie:

$$\underline{H}_{1x} = \underline{H}_{1y} = 0 \quad \left| \quad z = -\frac{\Delta_1}{2} \quad (4.92)$$

și determină după înlocuirea expresiilor intensității cîmpului magnetic conform relațiilor (4.58), constanta \underline{C}'_1 :

$$\underline{C}'_1 = \text{th} \left(\frac{\Delta_1 \Delta_1}{2} \right) \quad (4.93)$$

Din condiția de continuitate a inducției magnetice și a intensității cîmpului magnetic la suprafața indusului

$$\begin{cases} \underline{B}_z = B_{1z} \\ \underline{H}_x = \underline{H}_{1x} \end{cases} \quad \left| \quad z = 0 \quad (4.94)$$

rezultă constantele de integrare:

$$\underline{C}_0 = \underline{C}'_1 \frac{\Delta_1}{\lambda_0 \mu_{r1}} \quad (4.95)$$

$$\underline{C}_1 = \underline{C}_0 \quad (4.96)$$

Ultima dintre constantele de integrare, \underline{C}_0 , se determină ca și la motorul linear bifazat de tip unilateral, avînd expresiile date în tabelul 4.4.

4.9. CALCULUL FORTELOR

Mărimile cîmpului magnetic fiind determinate în întrefier și în indus se pot calcula forțele care se exercită între inductor și indus. Dintre metodele cunoscute în literatura de specialitate, s-a preferat aceea care utilizează tensorul lui Maxwell,

considerînd-o ca simplă și în același timp exactă.

Tensorul lui Maxwell permite asocierea mărimilor cîmpului magnetic forțelor care se exercită asupra volumului V mărginit de suprafața Σ (Fig.4.8). Tensorul are trei componente, după cele trei direcții ale sistemului cartesian:

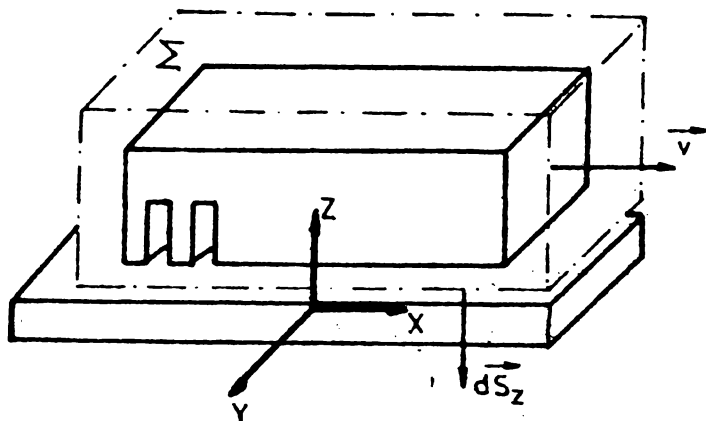


Fig.4.8. Modelul matematic pentru calculul forțelor.

$$\bar{T} = \bar{i}T_x + \bar{j}T_y + \bar{k}T_z \quad (4.97)$$

La o dispunere simetrică a inductorului față de indus, forța în direcția y se poate neglija.

Forța de propulsie F_x rezultă prin integrarea componentei corespunzătoare a tensorului pe suprafața indusului corespunzătoare lășimii acestuia și unei lungimi egală cu perioada l .

($l = L_i + L_o$):

$$F_x = \int_0^l dx \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} T_x dy \quad (4.98)$$

unde:

$$T_x = \frac{1}{\mu_0} \text{Re}(\underline{B}_z) \text{Re}(\underline{B}_{x_1}) \quad (4.99)$$

înlocuind (4.99) în (4.98) rezultă:

$$F_x = \frac{Ll^2}{8\pi\mu_0} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \frac{\lambda_0^3}{\nu^2} k_n^2 |c_0|^2 I_m(c_0') \quad (4.100)$$

Forța normală F_z rezultă prin integrarea componentei corespunzătoare a tensorului pe aceeași suprafață:

$$F_z = \int_0^l dx \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} T_z dy \quad (4.101)$$

unde:

$$T_z = \frac{[Re(B_{\delta z})]^2 - [Re(B_{\delta y})]^2 [Re(B_{\delta x})]^2}{2\mu_0} \quad (4.102)$$

Înlocuind (4.102) în (4.101) rezultă:

$$F_z = \frac{Ll^3}{32\pi\mu_0} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \frac{\lambda_0^4}{\nu^2} k_n^2 |c_0|^2 (1 - |c_0'|^2) \quad (4.103)$$

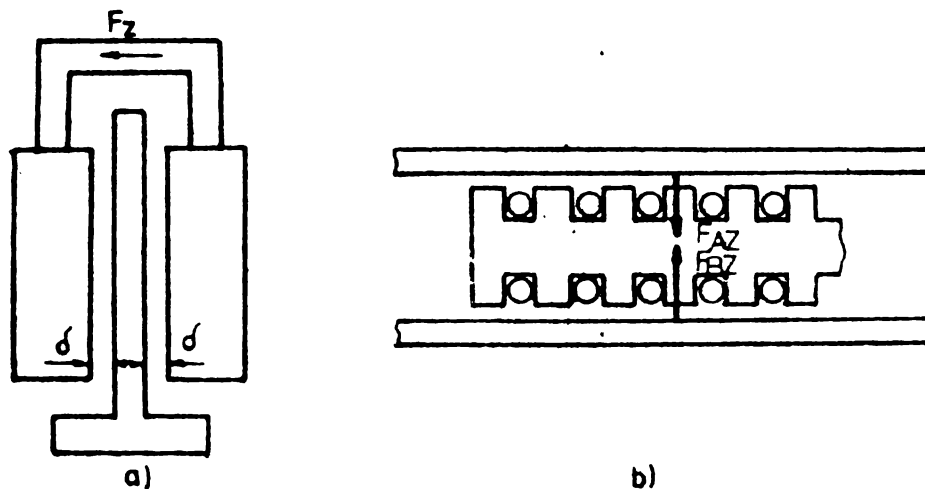


Fig.4.9. Motor liniar bilateral: a) inductor bilateral; b) indus bilateral

Forța normală care se exercită între indus și inductor este preluată de sistemul de ghidaj al inductorului pe suprafața indusului, determinând în ultimă instanță acest sistem de ghidare:

În cazul motorului liniar cu două inductoare dispuse de o parte și de alta a indusului, la distanțe egale δ și având înfășurări parcurse de curenți egali (fig.4.9.a) forța normală

de atracție se manifestă între cele două inductoare și pentru a învinge este necesar un schelet solid.

La motorul linear cu inductorul purtând înfășurări pe ambele părți (fig.4.9.b) forțele de atracție exercitându-se în sensuri opuse se vor echilibra:

$$\bar{F}_{AZ} = -\bar{F}_{BZ} \quad (4.104)$$

De valoarea acestor forțe trebuie să se țină seama la dimensionarea sistemului de rigidizare a celor două indusuri aflate de o parte și de alta a inductorului.

4.10. FLUXUL MAGNETIC, TENSIUNEA ELECTROMOTOARE INDUSA

Fluxul înlănțuit de bobina χ a polului ρ aparținând fazei A, este:

$$\Phi_{A, \chi, \rho} = \int_{y=-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \int_{x=\left[(\rho-1)2q_A\alpha + (\chi-1)\alpha + (2q_A - \varepsilon)\frac{\alpha}{2}\right]\frac{1}{2\pi}}^{\left[(\rho-1)2q_A\alpha + (\chi-1)\alpha + (2q_A - \varepsilon)\frac{\alpha}{2}\right]\frac{1}{2\pi}} (\underline{B}_{\delta z})_{z=\delta} dx dy \quad (4.105)$$

Pentru faza B rezultă următoarea expresie a fluxului înlănțuit de o bobină χ a polului ρ :

$$\Phi_{B, \chi, \rho} = \int_{y=-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \int_{x=\left[(2\rho-1)q_B\alpha + (\chi-1)\alpha - (2q_B - \varepsilon)\frac{\alpha}{2}\right]\frac{1}{2\pi}}^{\left[(2\rho-1)q_B\alpha + (\chi-1)\alpha - (2q_B - \varepsilon)\frac{\alpha}{2}\right]\frac{1}{2\pi}} (\underline{B}_{\delta z})_{z=\delta} dx dy \quad (4.106)$$

Inlocuind inducția magnetică $(\underline{B}_{\delta z})_{z=\delta}$ cu valoarea dată de (4.60) pentru $z=\delta$, operînd schimbarea de variabilă (4.32), rezultă după efectuarea integralelor, pentru cazul particular $q_A = q_B = q$, următoarea expresie pentru fluxul înlănțuit de bobina a polului ρ aparținînd fazei A, respectiv B:

$$\Phi_{A, \chi, \rho} = \frac{4jL}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \left(\frac{L}{2\pi\nu}\right)^2 C_0 \lambda_0 \frac{k_n}{n} \sin n \frac{\pi}{2} (\operatorname{ch} \lambda_0 \delta + C_0' \operatorname{sh} \lambda_0 \delta) \sin \nu (2q - \varepsilon) \frac{\alpha}{2} \cdot e^{j(\omega t + \nu \beta)} \cdot e^{-j\nu [(\rho-1)2q\alpha + (\chi-1)\alpha]} \quad (4.107)$$

$$\underline{\phi}_{B, \chi, \rho} = \frac{4jL}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \left(\frac{l}{2\pi\nu}\right)^2 \underline{c}_0 \lambda_0^2 \frac{k_n}{n} \sin n \frac{\pi}{2} [ch \lambda_0 d + \underline{c}'_0 sh \lambda_0 d] \sin \nu (2q - \epsilon) \frac{\alpha}{2} \cdot e^{j(\omega t + \nu\beta)} \cdot e^{-j\nu[(2\rho - 1)q\alpha + (\chi - 1)\alpha]} \quad (4.108)$$

Fluxul magnetic înlăntuit de cele două faze, se poate calcula pentru fiecare tip de înfășurare, după cum urmează:

a) Înfășurare bifazată într-un singur strat:

Conform modelului matematic adoptat, fluxurile care înlăntuie cele două faze ale unei înfășurări într-un singur strat se pot scrie:

$$\phi_A = \sum_{\chi=1}^q \sum_{\rho=1,3,\dots}^{2p-1} \phi_{A, \chi, \rho} = j \frac{4L}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \left(\frac{l}{2\pi\nu}\right)^2 \underline{c}_0 \lambda_0^2 \frac{k_n}{n} \sin n \frac{\pi}{2} \cdot e^{j(\omega t + \nu\beta)} \cdot e^{-j\nu[(p-1)2q\alpha + (q-1)\frac{\pi}{2}]} \cdot [ch \lambda_0 d + \underline{c}'_0 sh \lambda_0 d] \sin \nu (2q - \epsilon) \frac{\alpha}{2} \frac{\sin \nu q \frac{\alpha}{2}}{\sin \nu \frac{\alpha}{2}} \frac{\sin 2p \nu q \alpha}{\sin \nu q \alpha} \quad (4.109)$$

Înlocuind valoarea lui β din (4.23) și notînd cu k_ν factorul de înfășurare longitudinal conform tabelului 4.1., se obține în final:

$$\underline{\phi}_A = j \frac{4L}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \left(\frac{l}{2\pi\nu}\right)^2 \underline{c}_0 \lambda_0^2 \frac{k_n}{n} k_\nu \sin n \frac{\pi}{2} [ch \lambda_0 d + \underline{c}'_0 sh \lambda_0 d] e^{j\omega t} \quad (4.110)$$

$$\underline{\phi}_B = j \frac{4L}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \left(\frac{l}{2\pi\nu}\right)^2 \underline{c}_0 \lambda_0^2 \frac{k_n}{n} k_\nu \sin n \frac{\pi}{2} [ch \lambda_0 d + \underline{c}'_0 sh \lambda_0 d] e^{j(\omega t - \frac{\nu q \alpha}{2})} \quad (4.111)$$

Cunoscînd fluxurile pe cele două faze, se pot calcula tensiunile electromotoare induse:

$$\underline{u}_{eA} = -W_A \frac{d\phi_A}{dt} \quad (4.112)$$

$$\underline{u}_{eB} = -W_B \frac{d\phi_B}{dt} \quad (4.113)$$

... se fac înlocuirile rezultă:

$$\underline{u}_{eA} = j\omega W_A \frac{4L}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \left(\frac{1}{2\pi\nu}\right)^2 C_0 \lambda_0^2 \frac{k_n}{n} \sin n \frac{\pi}{2} (\operatorname{ch} \lambda_0 d + C_0' \operatorname{sh} \lambda_0 d) e^{j\omega t} \quad (4.114)$$

$$\underline{u}_{eB} = j\omega W_B \frac{4L}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \left(\frac{1}{2\pi\nu}\right)^2 C_0 \lambda_0^2 \frac{k_n}{n} \sin n \frac{\pi}{2} (\operatorname{ch} \lambda_0 d + C_0' \operatorname{sh} \lambda_0 d) e^{j(\omega t - \frac{\nu q \alpha}{2})} \quad (4.115)$$

b) Infăgurare bifazată semibobinată cu număr par de poli:

Fluxurile celor două faze ale unei infăgurări bifazate semibobinate, cu număr par de poli au expresiile:

$$\underline{\phi}_A = \sum_{\kappa=1}^q \left[\sum_{\rho=1,3,\dots}^{2p-1} \underline{\phi}_{A,\kappa,\rho} - \sum_{\rho=2,4,\dots}^{2p-2} \underline{\phi}_{A,\kappa,\rho} \right] = -j \frac{4L}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \left(\frac{1}{2\pi\nu}\right)^2 C_0 \lambda_0^2 \frac{R_{\nu,PAR}}{n} \sin n \frac{\pi}{2} (\operatorname{ch} \lambda_0 d + C_0' \operatorname{sh} \lambda_0 d) e^{j\omega t} \quad (4.116)$$

$$\underline{\phi}_B = \sum_{\kappa=1}^q \left[\sum_{\rho=1,3,\dots}^{2p-1} \underline{\phi}_{B,\kappa,\rho} - \sum_{\rho=2,4,\dots}^{2p-2} \underline{\phi}_{B,\kappa,\rho} \right] = -j \frac{4L}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \left(\frac{1}{2\pi\nu}\right)^2 C_0 \lambda_0^2 \frac{R_{\nu,PAR}}{n} \sin n \frac{\pi}{2} (\operatorname{ch} \lambda_0 d + C_0' \operatorname{sh} \lambda_0 d) e^{j(\omega t - \frac{\nu q \alpha}{2})} \quad (4.117)$$

unde $R_{\nu,PAR}$ are expresia din tabelul 4.1.

Tensiunile induse în cele două faze au expresiile (4.112) și (4.113).

c) Infăgurare bifazată semibobinată cu număr impar de poli:

Ca și în cazul precedent se poate scrie:

$$\underline{\phi}_A = \sum_{\kappa=1}^q \left[\sum_{\rho=1,3}^{2p-1} \underline{\phi}_{A,\kappa,\rho} - \sum_{\rho=2,4}^{2p} \underline{\phi}_{A,\kappa,\rho} \right] = -j \frac{4L}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \left(\frac{1}{2\pi\nu}\right)^2 C_0 \lambda_0^2 \frac{R_{\nu,IMP}}{n} \sin n \frac{\pi}{2} (\operatorname{ch} \lambda_0 d + C_0' \operatorname{sh} \lambda_0 d) e^{j\omega t} \quad (4.118)$$

$$\begin{aligned} \underline{\phi}_B &= \sum_{\alpha=1}^q \left[\sum_{\rho=1,3}^{2p-1} \underline{\phi}_{B,\alpha,\rho} - \sum_{\rho=2,4}^{2p} \underline{\phi}_{B,\alpha,\rho} \right] = \\ &= -j \frac{4L}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} \left(\frac{1}{2\pi\gamma} \right)^2 C_0 \lambda_0^2 \frac{k_n k_{\gamma, \text{IMPAR}}}{n} \sin n \frac{\pi}{2} (\text{ch} \lambda_0 \delta + C_0' \text{sh} \lambda_0 \delta) e^{j(\omega t - \frac{\gamma q \alpha}{2})} \end{aligned} \quad (4.119)$$

unde $k_{\gamma, \text{IMPAR}}$ are expresia din tabelul 4.2.

Tensiunile induse în cele două înfășurări au expresiile (4.112) și (4.113).

Pentru calculul tensiunii la borne se însumează vectorial tensiunea indusă U_e calculată cu relațiile (114,115) cu căderea ohmică de tensiune pe fiecare fază și cu căderea inductivă de tensiune pe reactanța de scăpări a fazei respective:

$$\underline{U}_A = -U_{eA} + R_{AA} I_A + j X_{AA} I_A \quad (4.120)$$

$$\underline{U}_B = -U_{eB} + R_{BB} I_B + j X_{BB} I_B$$

În expresia reactanței de scăpări a fiecărei faze intră reactanța de scăpări în creștătură și reactanța de scăpări frontale. Scăpările de la dinte la dinte cât și cele diferențiale sînt incluse în calculul t.e.m. [68]. De asemenea, t.e.m. calculate cu relațiile (114, 115) conțin o parte din dispersia frontală astfel că pentru calculul inductanței de scăpări frontale se poate utiliza expresia [68].

$$L_f = \mu_0 l_f \cdot 2p \cdot 4q^2 W \lambda_f$$

unde permeanța λ_f pentru motorul liniar se poate considera ca fiind valori mai mici decît la motorul rotativ (0,2 în loc de 0,3).

Calculul reactanței de scăpări în creștătură se face ca la motorul rotativ.

4.11. VECTORUL LUI POYNTING. PUTERI SI PIERDERI

Vectorul lui Poynting reprezintă puterea ce străbate suprafața elementară perpendiculară pe direcția lui. Integrat pe suprafața inductorului înspre întrefier, vectorul lui Poynting permite calcularea puterii active și reactive produse de inductor și disipate în întrefier și indus.

în complex, vectorul lui Poynting se scrie:

$$\underline{S} = \underline{E}_d \times \underline{H}_d^* \quad (4.121)$$

unde:

$$\begin{aligned} \underline{E}_d &= \bar{1} E_{dx_1} + \bar{j} E_{dy} \\ \underline{H}_d &= \bar{1} H_{dx_1} + \bar{j} H_{dy} + \bar{k} H_{dz} \end{aligned}$$

Dirijat după direcția z, al cărui vector unitar este \bar{k} , vectorul lui Poynting se poate pune sub forma:

$$\underline{S} = \frac{1}{2} (E_{dx_1} H_{dy}^* - E_{dy} H_{dx_1}^*) \bar{k} \quad (4.122)$$

Făcînd înlocuirile, se obține:

$$\underline{S} = \frac{1}{2\mu_0} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} j\omega \underline{C}_0^2 k_n^2 \lambda_0 \left(\frac{l^2 n^2}{4L^2 \nu^2} \sin^2 n \frac{\pi}{L} y - \cos^2 n \frac{\pi}{L} y \right) \cdot \quad (4.123)$$

$$\cdot (\operatorname{ch} \lambda_0 d + \underline{C}_0' \operatorname{sh} \lambda_0 d) (\operatorname{sh} \lambda_0 d + \underline{C}_0'^* \operatorname{ch} \lambda_0 d) = p_a + j p_q$$

Partea reală a vectorului lui Poynting reprezintă valoarea medie a puterii pe unitatea de suprafață, mărime importantă pentru un motor liniar.

Prin integrarea vectorului lui Poynting se obține puterea transmisă de inductor:

$$P_a + j P_q = \int_{x_1=0}^l \int_{y=-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} \underline{S} dx_1 dy \quad (4.124)$$

Efectuînd integrala, se obține:

$$\begin{aligned} P_a + j P_q &= \frac{1}{4\mu_0} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} j\omega \underline{C}_0^2 k_n^2 \lambda_0 \frac{(l^2 n^2 - 4L^2 \nu^2)}{4\nu^2} (\operatorname{ch} \lambda_0 d + \\ &\underline{C}_0' \operatorname{sh} \lambda_0 d) (\operatorname{sh} \lambda_0 d + \underline{C}_0'^* \operatorname{ch} \lambda_0 d) \end{aligned} \quad (4.125)$$

Puterea absorbită de motor de la rețea se poate exprima adunînd puterile calculate anterior, pierderile în înfășurările inductorului și puterea reactivă corespunzătoare reactanței înfășurării inductorului:

$$\underline{S}_1 = (P_a + P_{cu}) + j(P_q + P_x) = P_{a1} + j P_{q1} \quad (4.126)$$

Puterea mecanică poate fi calculată din forța de propulsie dezvoltată de motorul liniar, conform relației:

$$P_{mec} = F_x \cdot v \quad (4.127)$$

Exprimînd viteza, funcție de alunecare rezultă pentru puterea mecanică expresia:

$$P_{mec} = F_x \cdot 2Zf_1(1-s) \quad (4.128)$$

Există și posibilitatea calculării puterii mecanice ca diferența între puterea activă P_a și puterea pierdută în indus. S-a preferat însă calcularea ei din forța de propulsie, deoarece aceasta este deja determinată cu precizie.

Randamentul motorului se scrie:

$$\eta = \frac{P_{mec}}{P_{a1}} \quad (4.129)$$

Factorul de putere, se obține făcînd raportul între puterea activă și puterea aparentă absorbită de motor de la rețea:

$$\cos \varphi = \frac{P_{a1}}{S_1} = \frac{P_{a1}}{\sqrt{P_{a1}^2 + P_{q1}^2}} \quad (4.130)$$

unde:

$$P_{a1} = P_a + R_A I_A^2 + R_B I_B^2$$
$$P_{q1} = P_q + X_A I_A^2 + X_B I_B^2$$

In acest fel se cunosc majoritatea mărimilor caracteristice unui motor liniar bifazat.

C A P I T O L U L 5

CALCULUL CARACTERISTICILOR MOTORULUI LINIAR BIFAZAT CU ORDINATORUL ELECTRONIC

5.1. PROGRAMUL DE CALCUL

Calculul tridimensional al motorului liniar bifazat, prezentat în capitolul precedent permite verificarea mărimilor caracteristice ale acestui motor în cazul general al considerării unor curenți diferiți prin cele două faze, defazați între ei cu un unghi oarecare φ , și a unui indus stratificat.

În anexa 1 este prezentată schema logică de calcul a forțelor la diferite alunecări pentru un motor liniar bifazat unilateral, având o înfășurare semibobinată cu număr impar de poli, în vederea utilizării unui calculator FELIX C-256.

La începutul programului sînt definite cele două funcții $sh(tt)$ și $ch(tt)$ care intervin frecvent în expresiile constantelor de integrare.

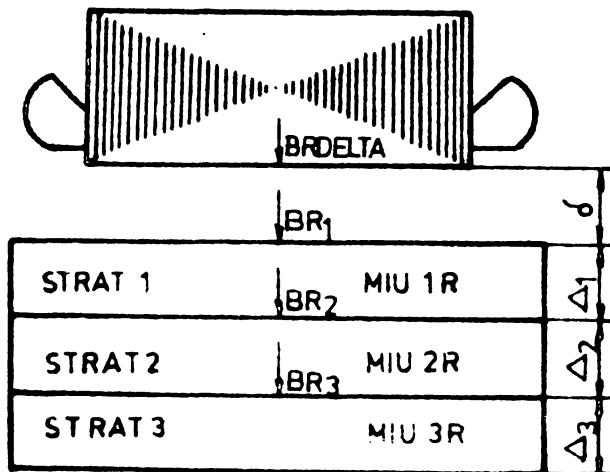
Caracteristica de magnetizare a indusului feromagnetic obținută pe cale experimentală este introdusă în calculator prin subrutina BLOCK DATA conținând valorile intensității cîmpului magnetic H pentru 41 de valori ale inducției avînd o creștere de 0,05 Tesla.

Ca date de intrare se consideră: numărul de crestături ale inductorului, Z_1 , pasul polar τ , scurtarea pasului înfășurării ξ , lățimea indusului L , lungimea inductorului L_i , lungimea spațiilor corespunzătoare prezenței cîmpului magnetic în afara zonei active a inductorului L_o , lățimea capetelor de bobine H , jumătate din lățimea inductorului C , numărul de perechi de poli, p , numărul de spire ale unei bobine a înfășurării $W(W_A=W_B=W)$, numărul de crestături pe pol și fază q , rezistivitățile celor

trei straturi ale indusului ρ_1, ρ_2, ρ_3 , întrefierul echivalent δ , grosimile celor trei straturi ale indusului $\Delta_1, \Delta_2, \Delta_3$, unghiul de defazaj dintre curenții prin cele două faze φ , frecvența de alimentare f_1 și curentul prin înfășurări I.

Mărimile de intrare pot fi modificate, în cazul mai general al considerării unor solenații diferite pe cele două faze, atât prin mărimile caracteristice bobinelor ($W_A \neq W_B$ și $q_A \neq q_B$), cât și prin valorile curenților ($I_A \neq I_B$).

Datele de intrare sînt imprimate deasupra tabelului. Tabelul conține: alunecarea s, forța de propulsie F_x , forța normală



F_z , valorile maxime ale componentelor normale ale inducției magnetice la suprafețele de separare dintre straturi calculate pentru $y=0$ și $x=0$ și notate cu BRDELTA, BR 1, BR 2, BR 3 (fig.5.1) și permeabilitățile magnetice relative ale straturilor notate cu MIU 1 R, MIU 2 R, și MIU 3 R.

Fig.5.1. Inducțiile și permeabilitățile magnetice ale straturilor în indusului.

În continuarea programului sînt atribuite valorile respective per-

meabilității magnetice a aerului μ_0 și constantei π . Din frecvența f_1 cunoscută din datele de intrare se calculează pulsația ω

Periodicitatea solenației după lungimea motorului l se calculează, ca sumă dintre lungimea inductorului L_i și a spațiilor libere L_0 . Spațiile L_0 pot fi neglijate la motoarele liniare de viteză joasă, ele devenind importante cu viteză la motoarele liniare rapide. Se mai face observația [68] că pentru valoarea negativă a acestor spații:

$$L_0 = -(2q - \epsilon) \frac{\alpha l}{2\pi} \quad (5.1)$$

înfășurările a două inductoare succesive din girul de inductoare dispuse după lungimea motorului se suprapun formînd un inductor finit. Efectul de capăt dispare în acest caz și motorul devine

considerat se comportă ca motorul clasic relativ.

Se calculează unghiul α dintre axele a două creștături vecine, conform relației (4.2).

Pentru o anumită structură a indusului, se inițializează permeabilitățile magnetice relative ale celor trei straturi ale indusului μ_{1r}, μ_{2r} și μ_{3r} . În cazul considerat al unui indus sandwich de tipul Al/Ol, pentru stratul de aluminiu $\mu_{1r}=1$ iar pentru cele două straturi de oțel $\mu_{2r}=940$ și $\mu_{3r}=960$.

Caracteristicile motorului liniar se calculează pentru alunecări cuprinse în domeniul $s=0-1$ cu pasul de 0,2 (ciclul DO 120).

Se inițializează cu zero mărimile: $F_{11}, F_{12}, F_{21}, F_{22}, F_{31}, F_{32}, F_{33}$, după care se deschide ciclul DO 110, corespunzând armonicilor după lățimea motorului. Se calculează armonicile $n=1, 3, 5, 7$ fiecare dintre ele corespunzându-i $\pm 2\hat{\nu}_{\max}$ armonici de ordinul $\hat{\nu}$ din dezvoltarea în serie Fourier după lungimea motorului ($\hat{\nu} = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm \hat{\nu}_{\max}$). În ceea ce privește convergența seriei Fourier în $\hat{\nu}$, conform [68].

$$\hat{\nu}_{\max} = (Z_1 + p) \frac{L_i + L_o}{L_i} - 1,1 \quad \text{pentru creștături deschise} \quad (5.2)$$

$$\hat{\nu}_{\max} = (2Z_1 + p) \frac{L_i + L_o}{L_i} - 1,1 \quad \text{pentru creștături semiînchise} \quad (5.3)$$

Se observă că la creștăturile semiînchise calculul se efectuează pînă la a doua pereche de armonici de cîmp. Evident că se pot lua în considerare și armonicile de creștătură $\hat{\nu}_c$ caz în care:

$$\hat{\nu}_{\max} = (Z_1 \cdot \hat{\nu}_c + p) \frac{L_i + L_o}{L_i} - 1,1 \quad (5.4)$$

În continuare se calculează factorul de înfășurare longitudinală $K_{\hat{\nu}}$ cu expresiile din tabelul 4.2. în care s-au notat:

$$K_{\hat{\nu}1} = \sin \hat{\nu} (2q - \epsilon) \frac{\alpha}{2} \quad (5.5)$$

$$K_{\hat{\nu}2} = \frac{\sin \frac{\hat{\nu} q \alpha}{2}}{\sin \frac{\hat{\nu} \alpha}{2}} \quad (5.6)$$

$$K_{\hat{\nu}3} = \frac{\sin 2p \hat{\nu} q \alpha}{\sin 2\hat{\nu} q \alpha} \quad (5.7)$$

În înfășurarea într-un singur strat,

$$K_{\hat{\nu}3} = \frac{\cos (2p - 1) \hat{\nu} q \alpha}{\cos \hat{\nu} q \alpha} \quad (5.8)$$

la înfășurarea semibobinată cu număr par de poli,

$$K_{\gamma 3} = \frac{\sin 2p\gamma q\alpha}{\cos \gamma q\alpha} \quad (5.9)$$

la înfășurarea semibobinată cu număr impar de poli,

$$K_{\gamma 4} = \cos \frac{\gamma q\alpha - \gamma}{2} \quad (5.10)$$

Se face observația că pentru anumite valori ale ordinului armonicilor γ ale solenației după lungimea maginii, calculul factorilor parțial $K_{\gamma 2}$ și $K_{\gamma 3}$ poate conduce la forme nedeterminate (0/0), caz în care se impune eliminarea acestor nedeterminări.

Pentru întrefier se calculează factorul de lungime de undă $\lambda_0(n, \gamma)$ conform relației (4.48) iar pentru cele trei straturi ale indusului $\lambda(n_{10})$, conform relației (4.53) unde $n_{10}=1,2,3$. (ciclul DO 15).

Corespunzător fiecărei interfețe a indusului se calculează coordonatele d_1, d_2, d_3 cu expresiile (4.73) și funcțiile SH(TT) și CH(TT). Apoi se calculează constantele de integrare $C'_3, C'_2, C'_1, C'_0, C_0, C_1, C_2, C_3$ ale căror expresii sînt date în (4.85-4.91). Constanta C_0 are expresii diferite pentru diferite tipuri de înfășurare (tabelul 4.4).

Avînd toate elementele necesare se calculează forța de propulsie, forța normală și inducțiile în diferite straturi. Se consideră ca valoare a inducției într-un strat, valoarea pe care aceasta o are la interfața de separare cu stratul de deasupra.

Inducțiile astfel calculate se prezintă sub forma unor mărimi complexe. Inducțiile B_{r0}, B_{r1}, B_{r2} și B_{r3} reprezintă valorile maxime ale inducțiilor rezultante la interfețele dintre straturi. Valorile acestora, în diferite straturi ale indusului, sînt calculate cu permeabilitățile magnetice relative inițializate la începutul programului.

Pentru straturile feromagnetice ($\mu_r \neq 1$) este chemată SUBROUTINA MIUR1, a cărei funcție este de a căuta punctul din caracteristica de magnetizare căruia îi corespunde valoarea inducției B_r . O dată determinat acest punct, se calculează intensitatea H a cîmpului magnetic și noua permeabilitate magnetică relativă μ_r rezultă din $B/H\mu_0$. Dacă între mărimea inițializată și cea calculată există o diferență mai mare decît 20 (evident se poate lua o valoare mult mai mică), tot calculul se repetă pentru noua valoare a permeabilității magnetice, rezultată prin adunarea sau scăderea la permeabilitatea magnetică relativă

inițială a valorii 20.

Calculul se oprește atunci când diferența între permeabilitatea magnetică relativă calculată și cea inițializată este mai mică decât 20.

Mărimile calculate sînt imprimare în tabel.

Se recomandă lucrul în DUELA PRECIZIE, datorită unor mărimi care apar la numitorul constantelor de integrare și care pot conduce la forma A/0.

Programul de calcul al forțelor este prezentat în anexa 2.

Fînă aici s-au considerat numai componentele normale ale inducției magnetice în diferitele straturi. Programul prezentat în anexa 3, permite calcularea componentelor inducției magnetice după două direcții: B_x și B_z , valoarea resultantă a inducției fiind:

$$B = \sqrt{B_x^2 + B_z^2} \quad (5.11)$$

Cu programul din anexa 4, se calculează valoarea maximă a inducției magnetice în întregul în 21 de puncte de pe lungimea motorului și în tot atîtea de pe lățimea lui, pentru $t=0$ și o alunecare dată.

În anexa 5 este prezentat un program pentru calculul forțelor și factorului de putere la alunecare $s=1$.

Programul pentru calculul caracteristicii mecanice a motorului liniar bifazat de tip bilateral este prezentat în anexa 6. Sînt calculate: forța de propulsie F_x , forța normală F_z ce se exercită asupra sistemului de legătură între cele două inductoare, inducția BRDELTA, la suprafața unui inductor și inducția BR1 la mijlocul indusului ($z = -\Delta_1/2$), pentru diferite valori ale alunecării și curentului prin fazele celor două inductoare înseriate.

5.2. PROTOTIPURI CALCULATE

Se prezintă două prototipuri de motoare liniare bifazate, primul de tip unilateral iar al doilea de tip bilateral. Tabelul 5.1, conține principalele mărimi fizice ale inductoarelor celor două prototipuri.

Motorul liniar unilateral are o înfășurare semibobinată cu număr impar de poli ($2p+1=9$) iar motorul liniar bilateral o înfășurare semibobinată cu număr par de poli ($2p=10$).

La calculul motorului liniar bilateral, cele două inductoare sînt înseriate și sînt parcurse de același curent.

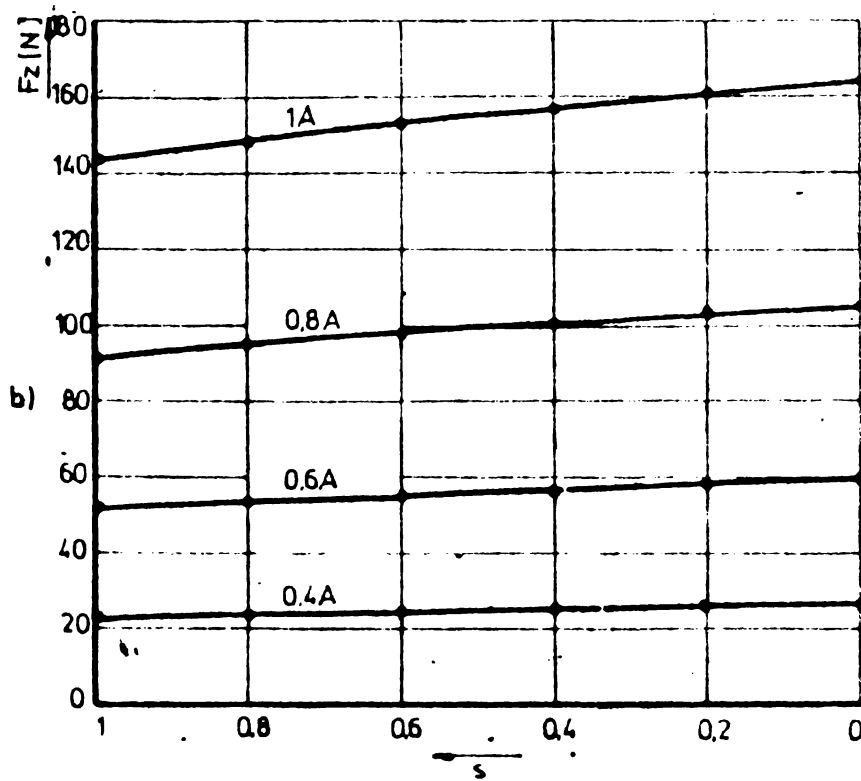
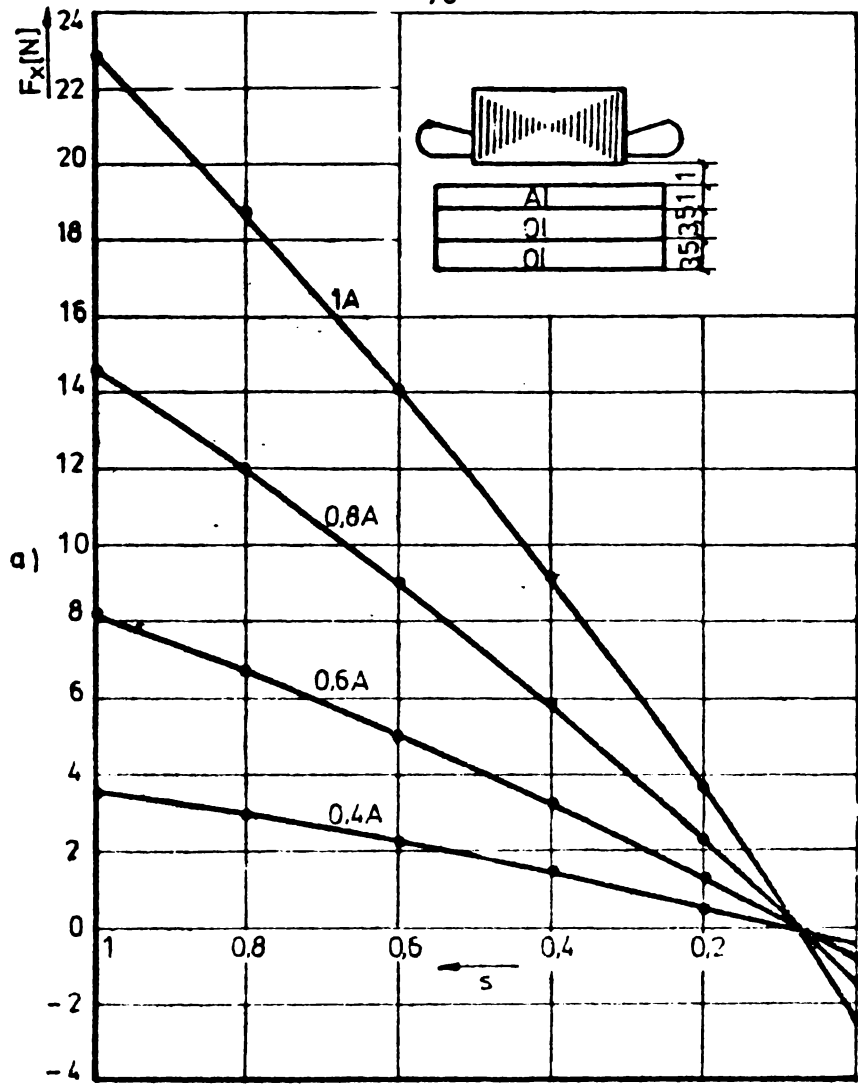


Fig.5.2. Variația forței de propulsie F_x (a) și a celei normale F_z (b), funcție de alunecare, pentru diferite valori ale curentului de alimentare, $\gamma_{max} = 24^\circ$ și defazaj $\varphi = \pi/2$ între curenții prin cele două fa.e.

Datele referitoare la indus, întrefier, precum și curenții prin fazele motoarelor sînt mărimi ce pot fi modificate, obținindu-se diferite caracteristici.

TABELUL 5.1.

Mărimile fizice ale inductoarelor motoarelor liniare bifazate

M ă r i m e a		Motor liniar unilateral	Motor liniar bilateral
Numărul de creștături	Z_1	18	20
Pasul polar	β [m]	0,02	0,021
Lățimea capetelor de bobine	h [m]	0,015	0,029
Lățimea inductorului	$2c$ [m]	0,056	0,061
Numărul perechilor de poli	p	4	5
Numărul de poli	-	9	10
Numărul de spire pe bobină	W	240	160
Lungimea inductorului	L_1 [m]	0,195	0,220
Nr.de creștături pe pol și fază	q	1	1
Scurtarea pasului înfășurării	ξ	0	0

5.3. INFLUENTA PARAMETRILOR CURENȚILOR DE ALIMENTARE ASUPRA FORTELOR DEZVOLTATE DE MOTORUL LINIAR BIFAZAT UNILATERAL

Amplitudinea curenților din cele două faze ale unui motor liniar bifazat, defazajul dintre ei și frecvența lor constituie o primă categorie de mărimi care influențează caracteristicile motorului liniar. Prin modificarea acestor mărimi se pot obține diferite caracteristici ale forțelor de propulsie și normale în funcție de alunecare.

În anexa 7 sînt calculate aceste caracteristici pentru patru valori ale curențului prin fazele motorului liniar unilateral cu indus sandwich (Al/Ol) la un defazaj dintre curenții prin cele două faze de $\varphi = \pi/2$

În figura 5.2 sînt reprezentate caracteristicile $F_x = f(s)$ și $F_z = f(s)$ pentru patru valori ale curenților prin fazele motorului liniar bifazat unilateral.

Unghiul de defazaj φ dintre curenții prin fazele motorului

influențează în mare măsură valoarea forței de propulsie dezvoltată de motor și în mai mică măsură forța normală. În anexele 7 - 9 sînt prezentate calculele pentru trei valori ale unghiului φ : $\pi/2$, $\pi/3$, $\pi/4$ la curent de 0,8 A iar în fig. 5.3 sînt trasate caracteristicile $F_x=f(s)$ și $F_z=f(s)$.

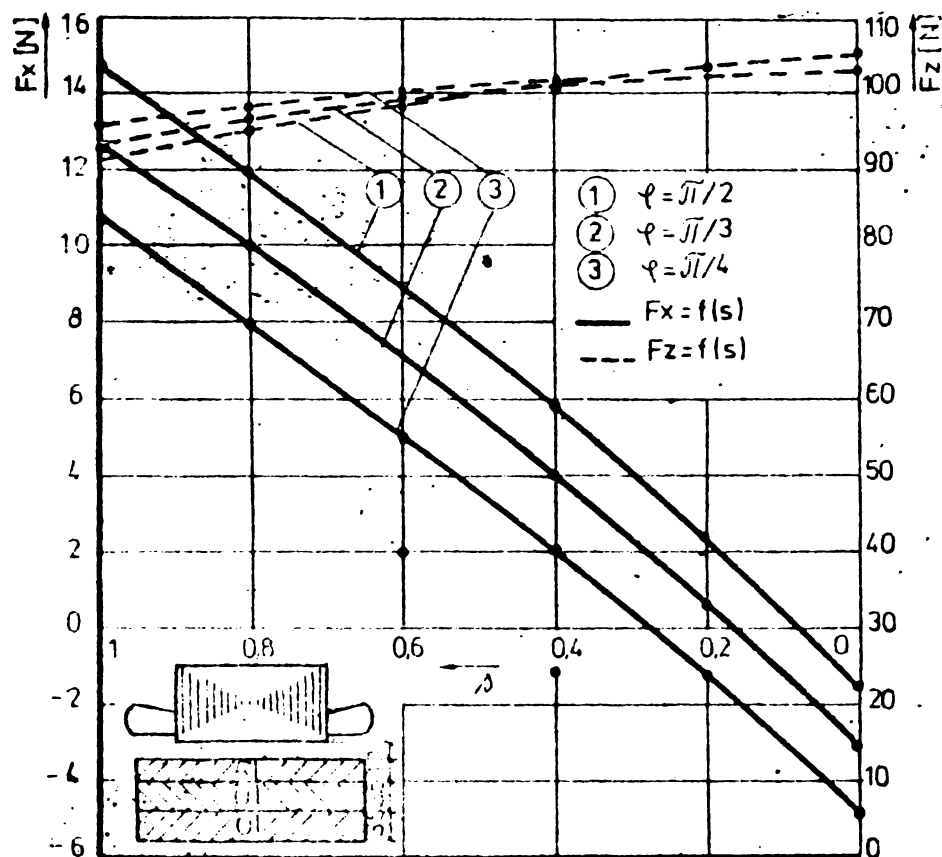


Fig.5.3. Variația forței de propulsie F_x și a forței normale F_z , funcție de alunecare, pentru diferite valori ale unghiului de defazaj dintre curenții prin cele două faze, la $I=0,8$ A și $\delta_{MAX} = 24$.

Un parametru important pentru alimentarea motorului liniar îl reprezintă frecvența tensiunii de alimentare, prin variația ei putîndu-se realiza o modificare a vitezei ($v_s = 2 \zeta f_1$) în domenii largi, la aceeași valoare a curentului prin înfășurări. Anexele 10-15 conțin rezultatele calculelor pentru diferite valori ale frecvenței de alimentare, la curent constant, $I=0,8$ A, și defazaj $\varphi = \pi/2$. În figura 5.4 sînt reprezentate caracteristicile mecanice ale motorului pentru șapte valori ale frecvenței de alimentare. La viteză și curent constant, forța de propulsie dezvoltată de motor este proporțională

cu frecvența de alimentare.

Forța normală variază și ea cu frecvența de alimentare. Pentru aceeași alunecare, forțe normale mai mari se obțin la frecvențe mici.

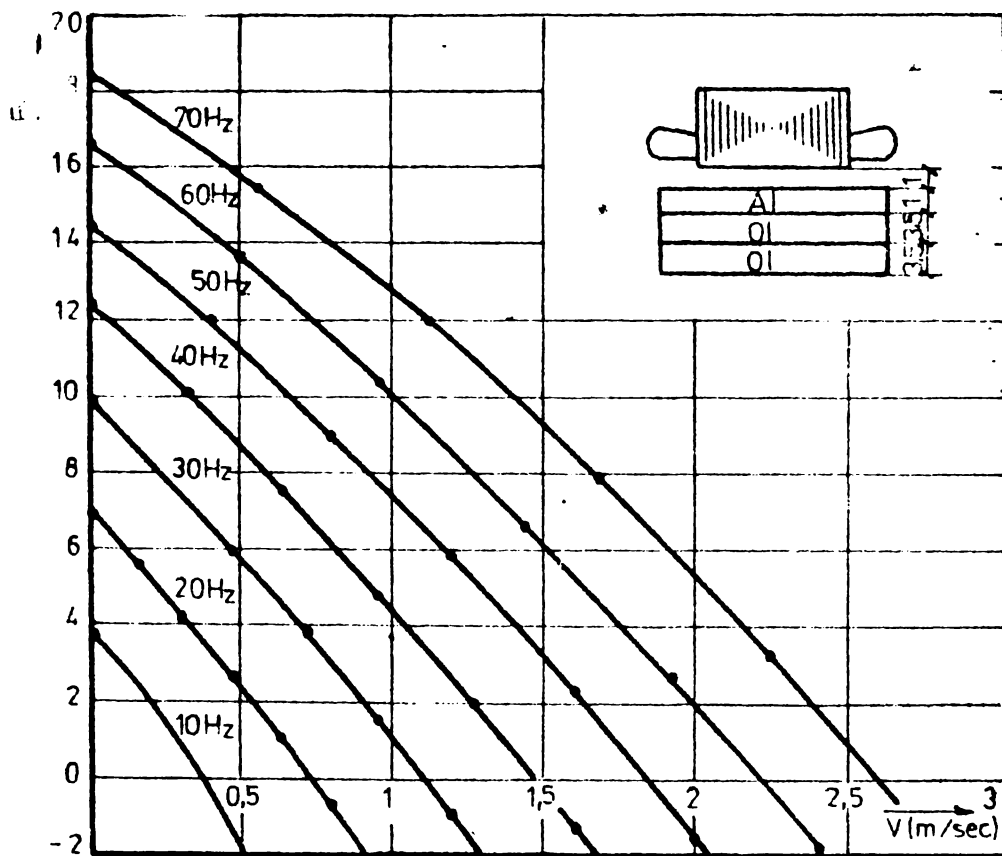


Fig.5.4. Caracteristicile mecanice ale motorului liniar pentru diferite valori ale frecvenței de alimentare la $I=0,8$ A, $\varphi = \pi/2$, $\dot{\nu}_{\max} = 24$.

In figura 5.5 s-au reprezentat caracteristicile $F_z=f(s)$ pentru diferite valori ale frecvenței de alimentare. Valorile cele mai mari ale forței F_z se obțin la frecvențe joase.

Analizând influența parametrilor de alimentare se formulează concluzia că se poate realiza comanda de acționare a unui motor liniar bifazat prin:

- variația mărimii curenților (comandă de amplitudine),
- variația defazajului dintre curenți (comandă de fază);
- variația frecvenței curenților (comandă de frecvență).

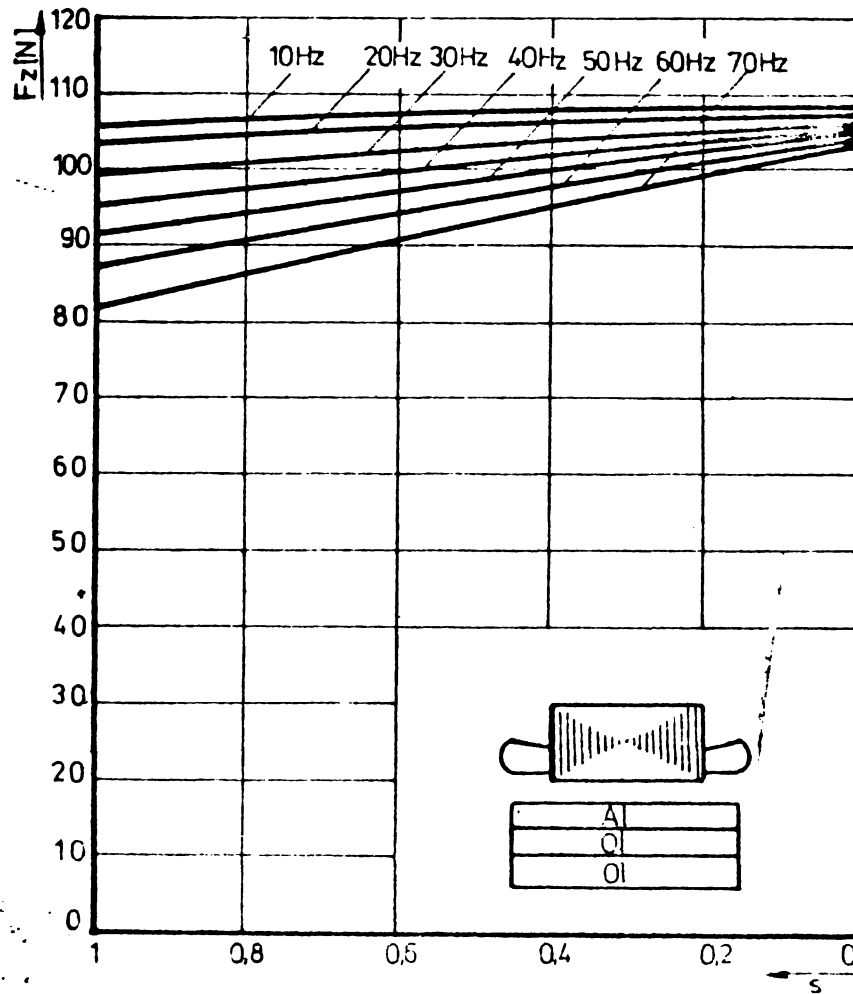
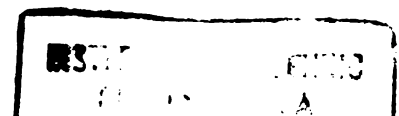


Fig.5.5. Variația forței normale funcție de alunecare pentru diferite valori ale frecvenței de alimentare, la $I=0,2$ A, $\varphi = \pi/2$, $\nu_{max}=24$.

5.4. INFLUENȚA PARAMETRIILOR INDUSULUI ALIURA FORTELOR DEZVOLTATE DE MOTORUL LINIAR BIFAZAT UNILATERAL

Structura indusului, înțelegând prin aceasta materialul din care sînt confecționate diferitele straturi cu și dimensiunile straturilor (grosime și lățime) influențează în mare măsură caracteristicile motorului liniar analizat.

Pentru un indus sandwich avînd primul strat din aluminiu (anexa 16), cupru (anexa 17) sau oțel (anexa 18) și celelalte două straturi din oțel, s-au trasat în figura 5.6 caracteristicile $F_x=f(s)$ și $F_z=f(s)$. Se poate urmări influența pe care rezistivitatea primului strat al indusului o are asupra forței de propulsie și normale. De fapt, această influențare se obține prin varierea rezistenței ohmice a indusului.



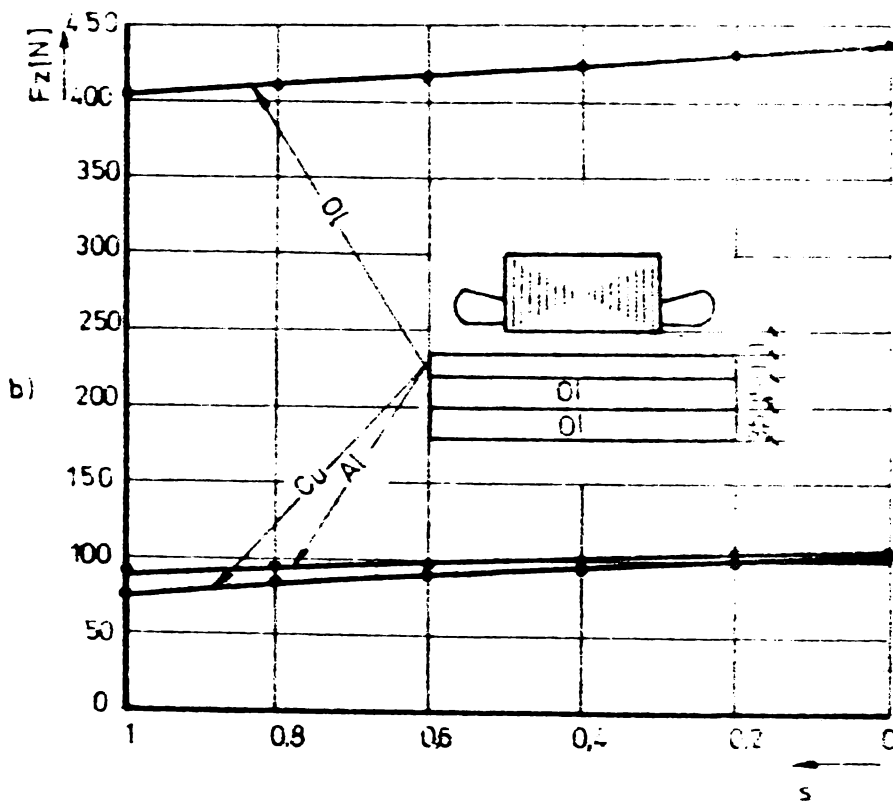
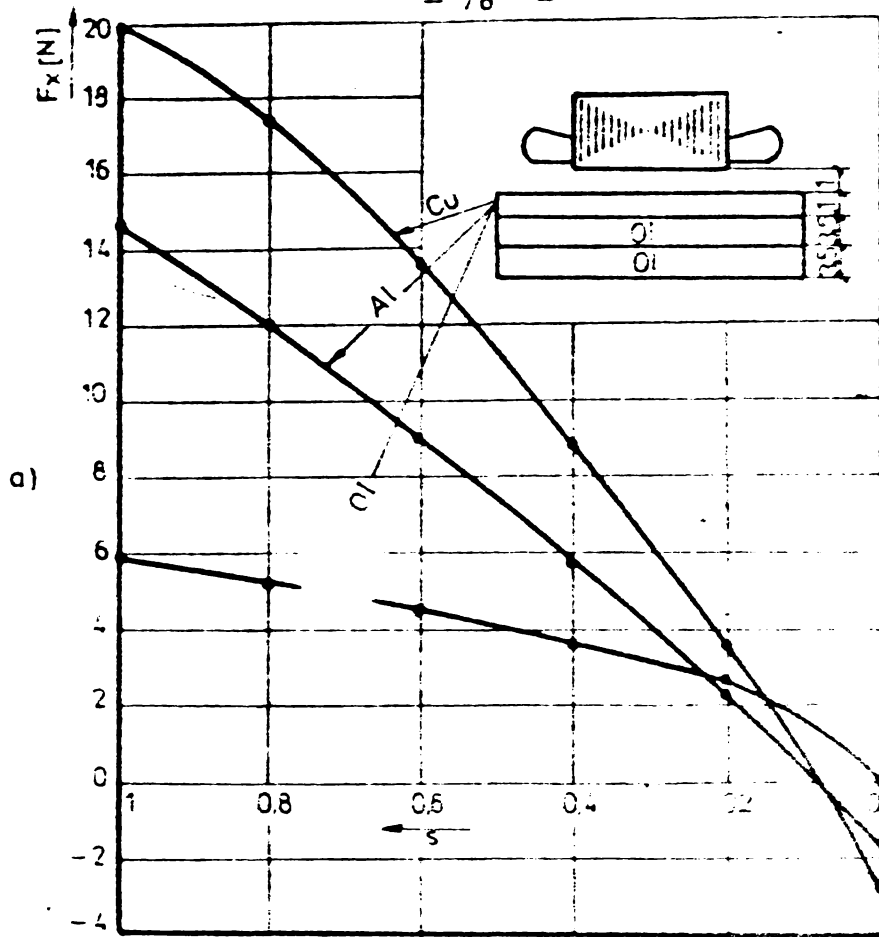


Fig.5.6. Influența rezistivității inducției asupra caracteristicilor motorului liniar: a) caracteristica $F_x = f(s)$; b) caracteristica $F_z = f(s)$, pentru $I = 0,8 \text{ A}$, $f = \frac{\omega}{2}$, $\omega_{\max} = 24$.

Cele mai bune caracteristici se obțin pentru un indus sandwich Cu/Ol. Se remarcă la indusul din oțel o scădere importantă a forței de propulsie și în același timp creșterea de cîteva ori a forței normale de atracție.

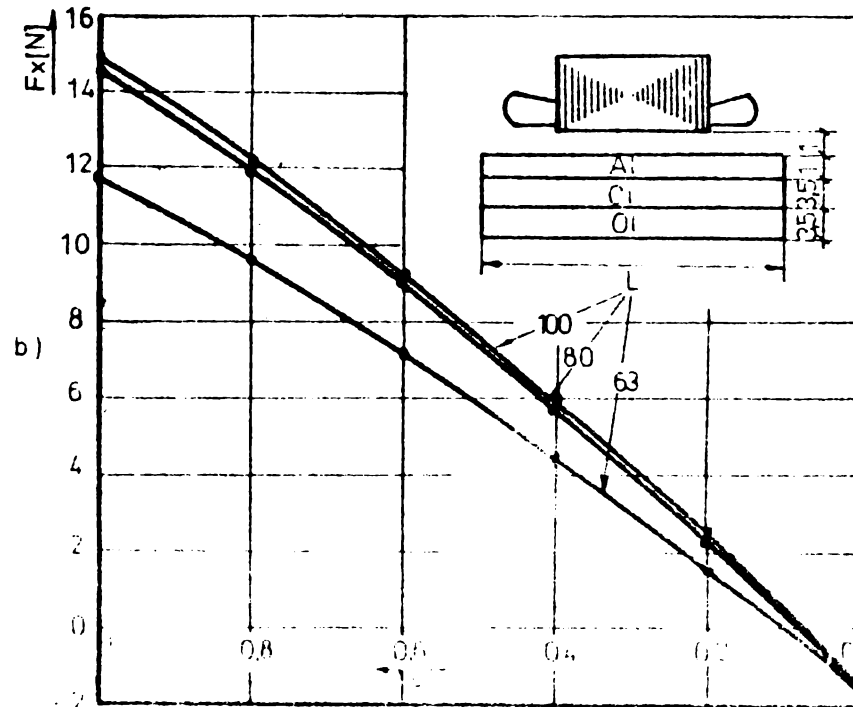


Fig.5.7. Influența lățimii indusului liniar asupra caracteristicilor mecanice, $l=0,1$ A, $f=50$ Hz, $U_{mz}=220$ V.

Pentru cele trei tipuri de indusuri se poate stabili raportul F_z/F_x la diferite stadii de proiectare. Acest raport este 3,74 la motorul liniar cu indusul sandwich din Al, 3,37 la motorul liniar cu indusul sandwich din Cu și 3,02 la motorul liniar cu indus feromagnetic din oțel.

Lățimea indusului influențează în mod semnificativ caracteristicile motorului liniar. În anexa 16 sunt prezentate curbele pentru o lățime a indusului $L=80$ mm, în anexa 17, pentru $L=63$ mm iar în anexa 20, pentru $L=100$ mm. În figura 5.7 au fost reprezentate caracteristicile $F_z=f(a)$ și $F_x=f(a)$ pentru cele trei cazuri considerate.

Creșterea lățimii indusului peste o anumită valoare nu mai conduce la o modificare importantă a forței de propulsie dezvoltată de motorul liniar.

În ceea ce privește grosimea diferitelor straturi, aceasta influențează diferit caracteristicile motorului liniar. Creșterea grosimii plăcii feromagnetice de la 1 mm (anexa 19) la 2 mm

7 mm (anexa 16) pentru un indus sandwich Al/Ol, nu conduce la o modificare esențială a forțelor dezvoltate de motorul liniar, saturarea straturilor de oțel fiind importantă pentru grosimi ale acestora în limitele adâncimii de pătrundere a cîmpului magnetic.

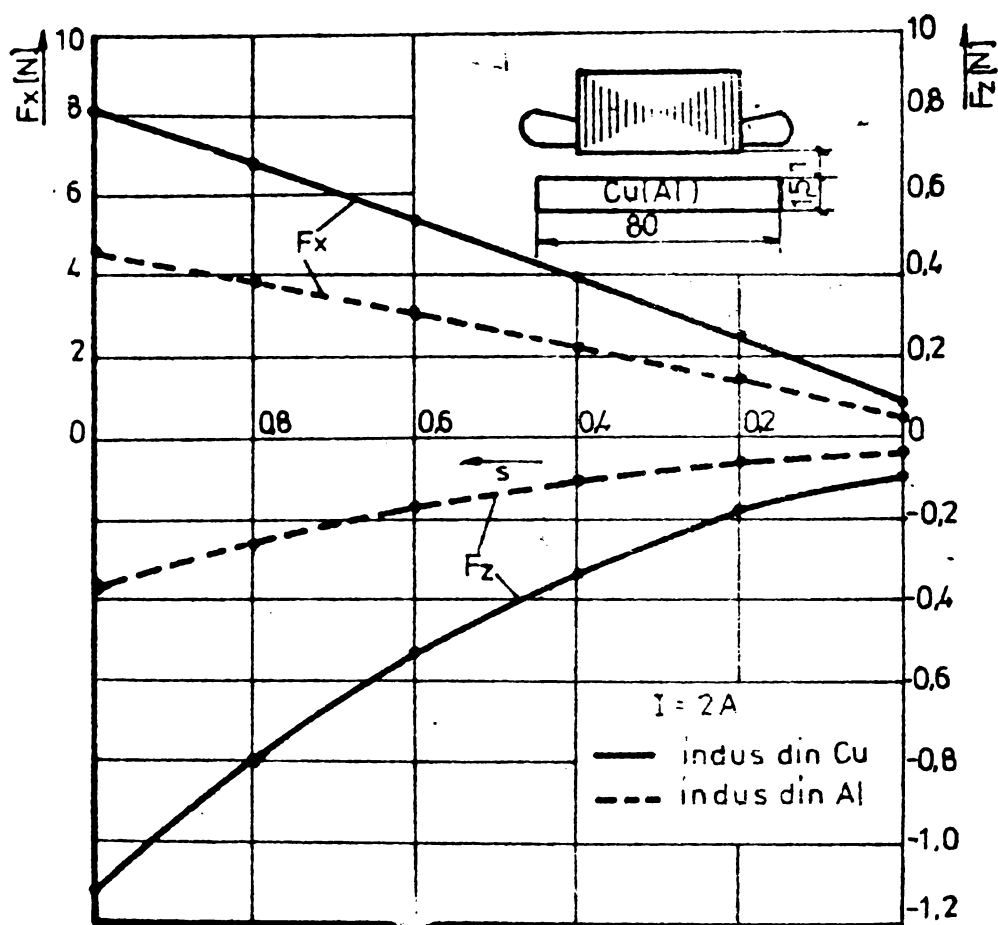


Fig.5.8. Caracteristicile $F_x=f(s)$ și $F_z=f(s)$ pentru indus dintr-un material conductor (Al,Cu) la $I=2\text{ A}$, $\varphi = \pi/2$, $\gamma_{\max} = 24$.

Forța normală conține două componente: una de respingere, datorită stratului de material conductor (Al,Cu) al indusului și alta de atracție determinată de prezența stratului feromagnetic al indusului. Dintre cele două componente, componenta de atracție este mult mai mare decât componenta de respingere. Prin suprimarea stratului feromagnetic al indusului, dispărea componenta de atracție a forței normale. În anexa 22, s-a calculat valoarea componentei de repulsie pentru un indus placă de aluminiu, la curent de alimentare de 0,8 A. Semnul (-) din fața forței normale evidențiază caracterul ei repulsiv. Ca valoare reprezintă $\approx 1\%$ din forța de atracție determinată de stratul

feromagnetic. Ea crește însă pe măsură ce mărim valoarea curentului prin fazele motorului.

În anexele 23 și 24 au fost calculate caracteristicile motorului liniar unilateral pentru un indus placă de aluminiu respectiv de cupru la un curent de 2A iar în figura 5.8 a fost reprezentată variația forțelor funcție de alunecare.

Se observă că atât forța de propulsie cât și cea de repulsie sînt mai mari la indusul din cupru față de cel din aluminiu. Dar alimentarea înfășurărilor motorului cu curenți mult peste valorile nominale nu constituie un caz de interes practic pentru tipul de motor considerat.

5.5. INFLUENTA INTREFIERULUI ASUPRA FORTELOR DEZVOLTATE DE MOTOR LINIAR BIFAZAT UNILATERAL

Un factor esențial pentru valoarea forțelor dezvoltate de motorul liniar îl constituie întrefierul. Reducerea acestuia afectează favorabil forța de propulsie dar determină creșteri ale forței normale de atracție (la indusul din material feromagnetic) la valori ce pot influența negativ asupra sistemului de suspensie și ghidare. În anexa 25 sînt calculate aceste forțe pentru un întrefier echivalent la jumătate din valoarea de pînă acum, $\delta = 0,5$ mm, pentru un indus din Al. Față de rezultatele din anexa 17 se constată creșteri importante atât a forței de propulsie cât și a celei de atracție, într-un raport F_x/F_y aproximativ constant.

5.6. INFLUENTA ORDINULUI ARMONICILOR ν_{max} LA CALCULUL FORTELOR

Calcululele prezentate în anexele 7 - 25 sînt pentru un $\nu_{max} = 24$ iar cele din anexele 26 - 31 sînt pentru $\nu_{max} = 44$. Ordinul armonicilor ν_{max} , afectează esențial valorile forțelor.

Conform celor arătate în paragraful 5.1, pentru motorul unilateral considerat, avînd creștători semideschise, se recomandă $\nu_{max} = 44$. În figura 5.9 sînt trasate caracteristicile $F_x = f(s)$ și $F_y = f(s)$ pentru $\nu_{max} = 44$ și $\nu_{max} = 24$. Se constată o destul de importantă deosebire a caracteristicilor pentru cele două valori ale lui ν_{max} .

Încercările experimentale - după cum se va vedea mai tîrziu, sînt apropiate de rezultatele obținute pentru $\nu_{max} = 44$.

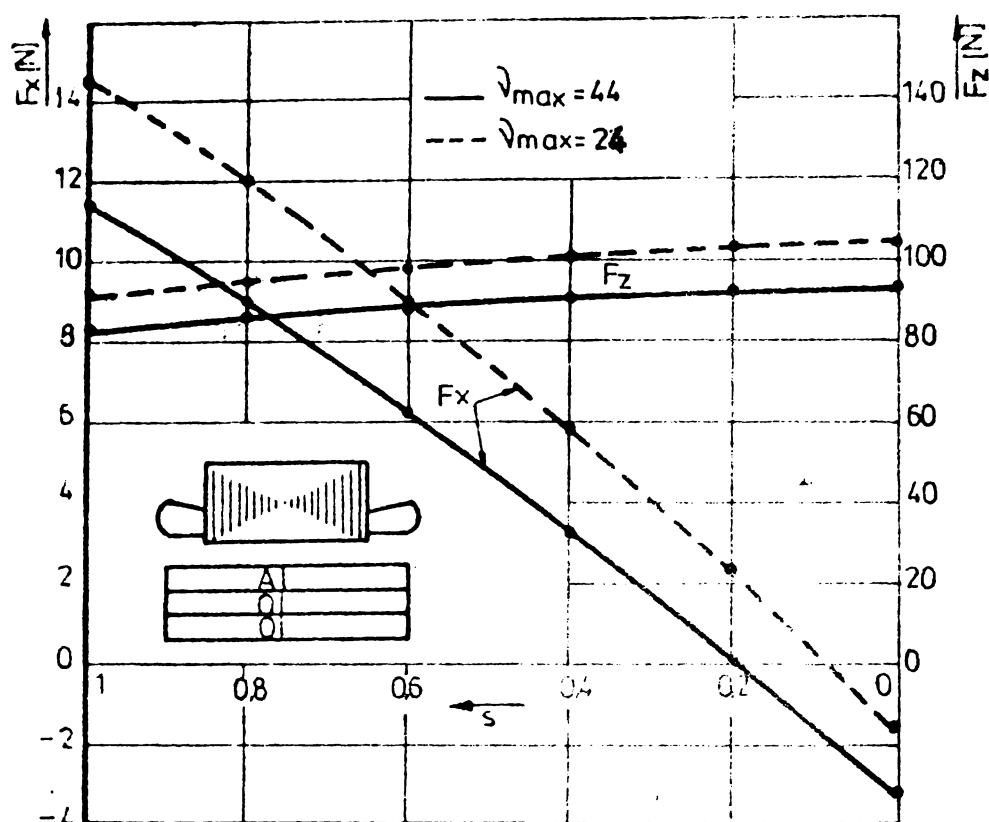


Fig.5.9. Caracteristicile $F_x=f(s)$ și $F_z=f(s)$ pentru $I=0,8$ A, $f = \pi/2$, pentru două valori ale lui v_{max} .

5.7. INFLUENTA SATURATIEI INDUSULUI MOTORULUI LINIAR BIFAZAT UNILATERAL

Pentru cazurile prezentate, în calcule s-au luat în considerare numai componentele normale ale inducției în diferitele straturi ale indusului. Pentru un indus din oțel, însă, componenta inducției magnetice după direcția x poate conduce la o satura-re a straturilor dinspre întrefier, modificând în acest fel și valoarea permeabilităților magnetice ale straturilor respective.

Anexa 3 conține un program de calcul al inducției magnetice în diferitele straturi ale indusului unui motor liniar bifazat. Sînt calculate ambele componente ale inducției magnetice: B_x și B_z , permeabilitatea magnetică a unui strat, calculîndu-se cu valoarea inducției rezultante: $\sqrt{B_x^2 + B_z^2}$

În anexa 27 sînt prezentate rezultatele acestui calcul pentru motorul liniar unilateral cu indus sandwich Al/Ol. Valorile reduse ale inducției magnetice nu determină o saturare a straturilor de oțel. Se poate trage concluzia că pentru acest tip de indus, la care contribuția cea mai mare la forța de pro-

pulsie o are stratul cu istivitate minimă (A1), este suficient a considera în calcul numai componenta normală a inducției în diferitele straturi.

La motoarele liniare cu întrefier redus și pentru valori mari ale curenților prin fazele inductorului este important a lua în considerare ambele componente ale inducției magnetice prin straturile indusului.

5.8. VARIATIA INDUCȚIEI MAGNETICE ÎN ÎNTREFIER PE LUNGIMEA ȘI PE LĂȚIMEA MOTORULUI LINIAR BIFAZAT UNILATERAL

În capitolele 2 și 3 s-a studiat distribuția spațială - temporară a inducției magnetice în întrefierul motorului liniar, la funcționarea în gol a acestuia (neglijându-se curenții indugi).

Anexa 4 prezintă un program de calcul a distribuției inducției magnetice în întrefierul motorului liniar pe lungimea și pe lățimea acestuia în 21 de puncte - la momentul $t=0$. Pentru inducția pe lungimea motorului la $y=0$ s-a considerat expresia:

$$B_d(x) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} C_0 k_n \lambda_0 (\text{sh} \lambda_0 d + C_0' \text{ch} \lambda_0 d) e^{-j \frac{2\pi}{T} x} \quad (5.12)$$

iar pentru inducția calculată pe lățimea motorului în axa primei bobine ($x=0$) s-a considerat expresia inducției:

$$B_d(y) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} C_0 k_n \lambda_0 \cos n \frac{\pi}{L} (\text{sh} \lambda_0 d + C_0' \text{sh} \lambda_0 d) \quad (5.13)$$

În anexa 28 sînt date aceste valori ale inducției pentru alunecarea $s=1$ iar în anexa 29 pentru $s=0,2$.

5.9. CARACTERISTICILE MECANICE ALE MOTORULUI LINIAR BIFAZAT DE TIP BILATERAL

Conform programului prezentat în anexa 6 s-au calculat forțele dezvoltate de motorul liniar bifazat de tip bilateral descris la 5.2, la diferite valori ale alunecării și pentru curenți prin cele două faze ale motorului egali cu 1,5 A. S-a considerat că inductoarele motorului liniar sînt inseriate, deci sînt parcurse de aceiași curenți.

Anexele 33 - 36 conțin rezultatele obținute pentru diferite valori ale întrefierului. În figura 5.10 au fost trasate caracteristicile mecanice $F_x = f(s)$ pentru diferite valori ale întrefierului.

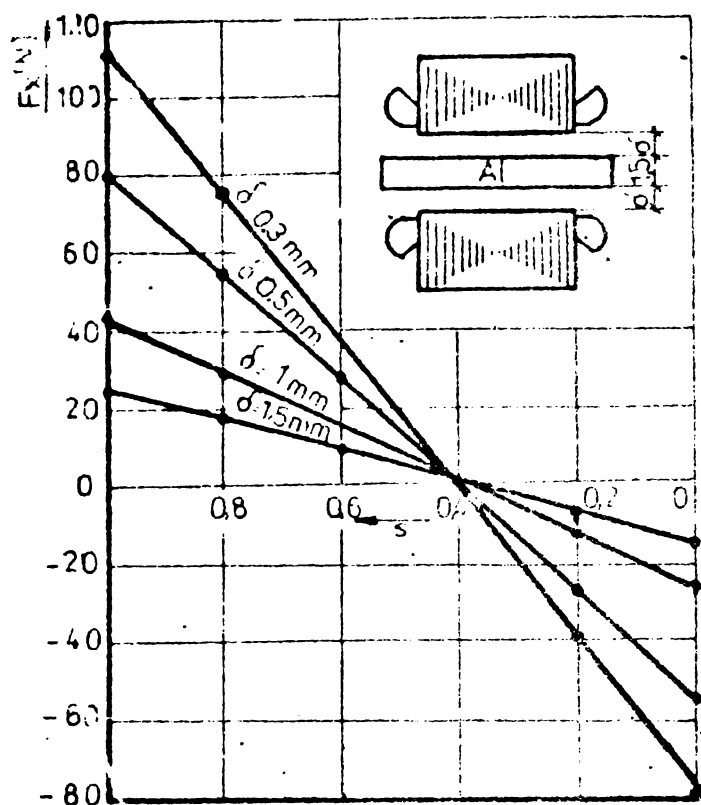


Fig.5.10. Caracteristicile mecanice ale motorului linear bifazat de tip bilateral, la $I=1,5$ A, $\varphi = \pi / 2$ și $\omega_{max} = 50$, pentru întrefieruri diferite.

Rezultă o creștere importantă a forței de propulsie cu scăderea întrefierului δ . In anexele 33 - 36 sînt calculate și forțele normale ce se exercită între cele două inductoare ale motorului bifazat de tip bilateral. Valorile lor sînt importante pentru dimensionarea sistemului de fixare a celor două inductoare.

Valoarea forțelor dezvoltate este și funcție de grosimea plăcii indus. In anexele 37 -40 sînt calculate aceste forțe pentru patru valori ale grosimii plăcii indus din aluminiu (0,5 mm; 1 mm; 1,5 mm și 2 mm), la valoare constantă a întrefierului ($\delta = 1$ mm).

In figura 5.11 sînt trasate caracteristicile $F_x = f(s)$ pentru trei grosimi ale plăcii indus din aluminiu. Se constată o scădere a forței de propulsie la valori mici ale grosimii indusului ($\Delta_1 = 0,5$ mm), datorită creșterii rezistenței electrice a acestuia. La o variație a grosimii indusului de la 1,5 mm (anexa 39)

la 2 mm (anexa 40) creșterea forței de propulsie este nesemnificativă.

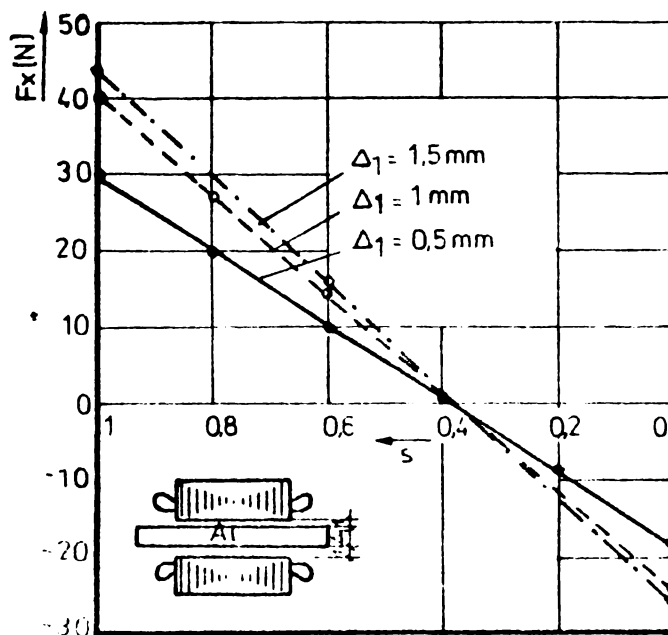


Fig. 5.11. Caracteristicile mecanice ale motorului liniar bifazat de tip bilateral, la $I=1,5$ A, $\varphi=90^\circ$, $\omega_{max}=50$, pentru diferite grosimi Δ_1 ale inductorului.

Celelalte surse pot fi: amplitudinea, defazaajului și frecvența curenilor prin cele două faze, materialul inductorului, influențată performanțele motorului liniar bifazat de tip bilateral la fel ca la motorul liniar bifazat de tip unilateral, concluziile formulate la 5.2 și 5.4 fiind valabile.

C A P I T O L U L 5

REZULTATE EXPERIMENTALE

5.1. INSTALAZII EXPERIMENTALE

Pentru verificarea metodei de calcul s-au efectuat încercări experimentale la alunecarea sârlei. Au fost două prototipuri descrise la 5.2. Se consideră că pentru micromotcările liniare de viteză joasă și indus mare, atât caracteristicii mecanice sînt ușor liniarizabile sau pot fi exprimate printr-o ecuație de gradul 2 sau 3, aceasta înaintea de a fiținute la încercarea în scurtcircuit sînt consistente și pentru comportarea motorului la alte alunecări.

Lucrarea se limitează la aceste încercări și datorită faptului că utilizînd metodele actuale prezente, care se pot reduce caracteristicile $F_x = f(s)$ sau $F_z = f(s)$ este nesatisfăcătoare. Este vorba de frecările care apar la tîrîrea sârlei de inductor și care la valori reduse ale F_x și F_z afectează în mare măsură precizia măsurătorilor. Utilizarea unui indus dîc, pentru încercarea motorului în scurtcircuit, alte fenomene legate de exprimarea precisă a lățimii inductorului introduc erori în măsurători.

Figura 5.1 prezintă vederea generală a standului pentru încercarea motorului liniar fazat unilateral la $s=1$ iar figura 5.2 vederea generală a standului pentru încercarea motorului liniar bifazat, bilateral la $s=1$.

Forțele au fost măsurate cu ajutorul unor dinamometre. În figura 5.3 este prezentată schema instalației experimentale pentru încercarea metodei de calcul a forțelor de tracție F_2 pentru inductor unilateral la $s=1$.

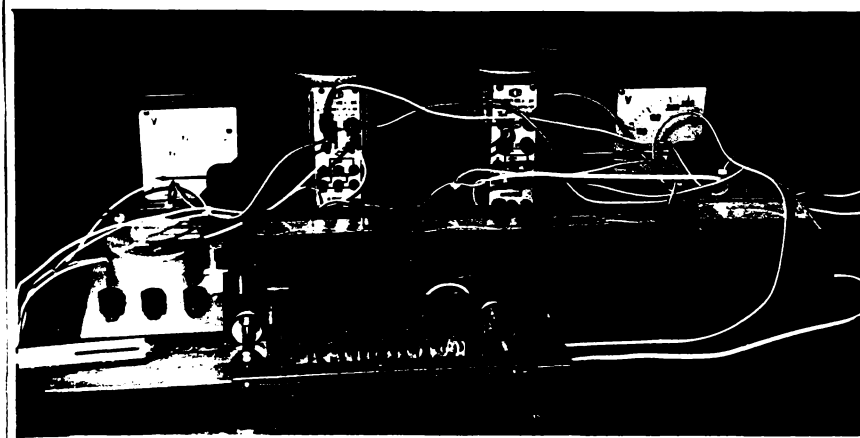


Fig.6.1. Vedere generală a standului pentru încercarea motorului liniar bifazat unila - teral la $s=1$.

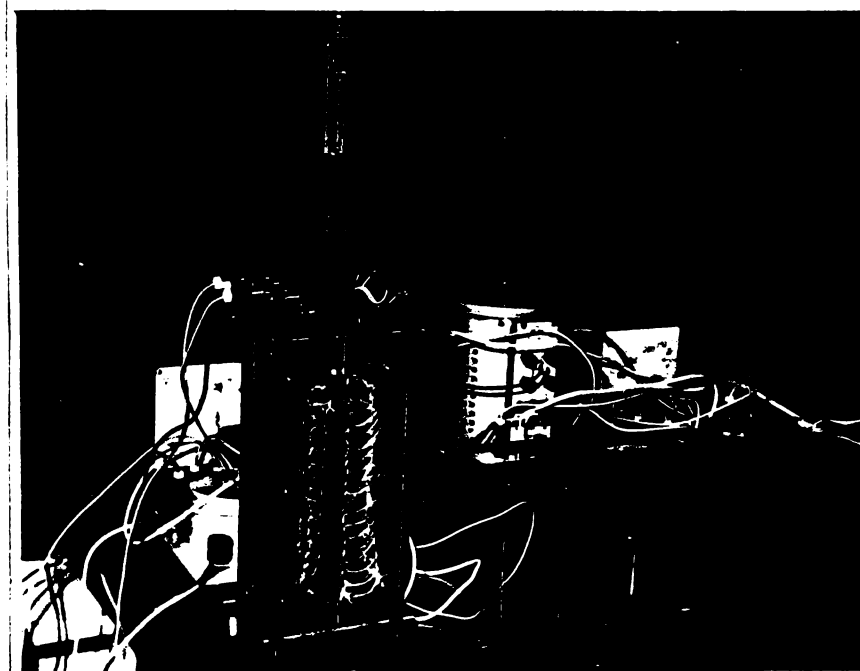
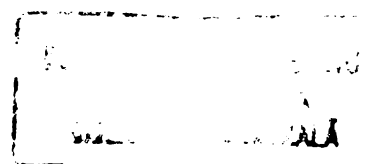


Fig.6.2. Vedere generală a standului pentru încercarea motorului liniar bifazat, bilate - ral la $s=1$.

Conform notațiilor din figura 6.3 forța de propulsie s-a măsurat cu dinamometrul 6 (domeniul 0-2 Kgf). Conform aceleiași figuri se consideră că în mijlocul inductorului acționează forța de atracție F_z și greutatea inductorului G . În rotirea cadrului mobil 8 fixat cu partea superioară de dinamometrului 7 (domeniul 0-5 Kgf), iar cu partea inferioară de axul 10 al induc -



tura 1, se poate realiza o forță F_2 până la valoarea la care inductorul se va desprinde de indus. Citind această valoare a forței F_2 se poate scrie ecuația de echilibru față de axul 4 inductorului:

$$(F_2 + G) \frac{l}{2} = F_1 l \quad (6.1)$$

Rezultă valoarea forței de atracție:

$$F_2 = 2F_1 - G \quad (6.2)$$

În acest mod simplu se poate măsura cu o precizie destul de bună forța de atracție $F_2 = 1$.

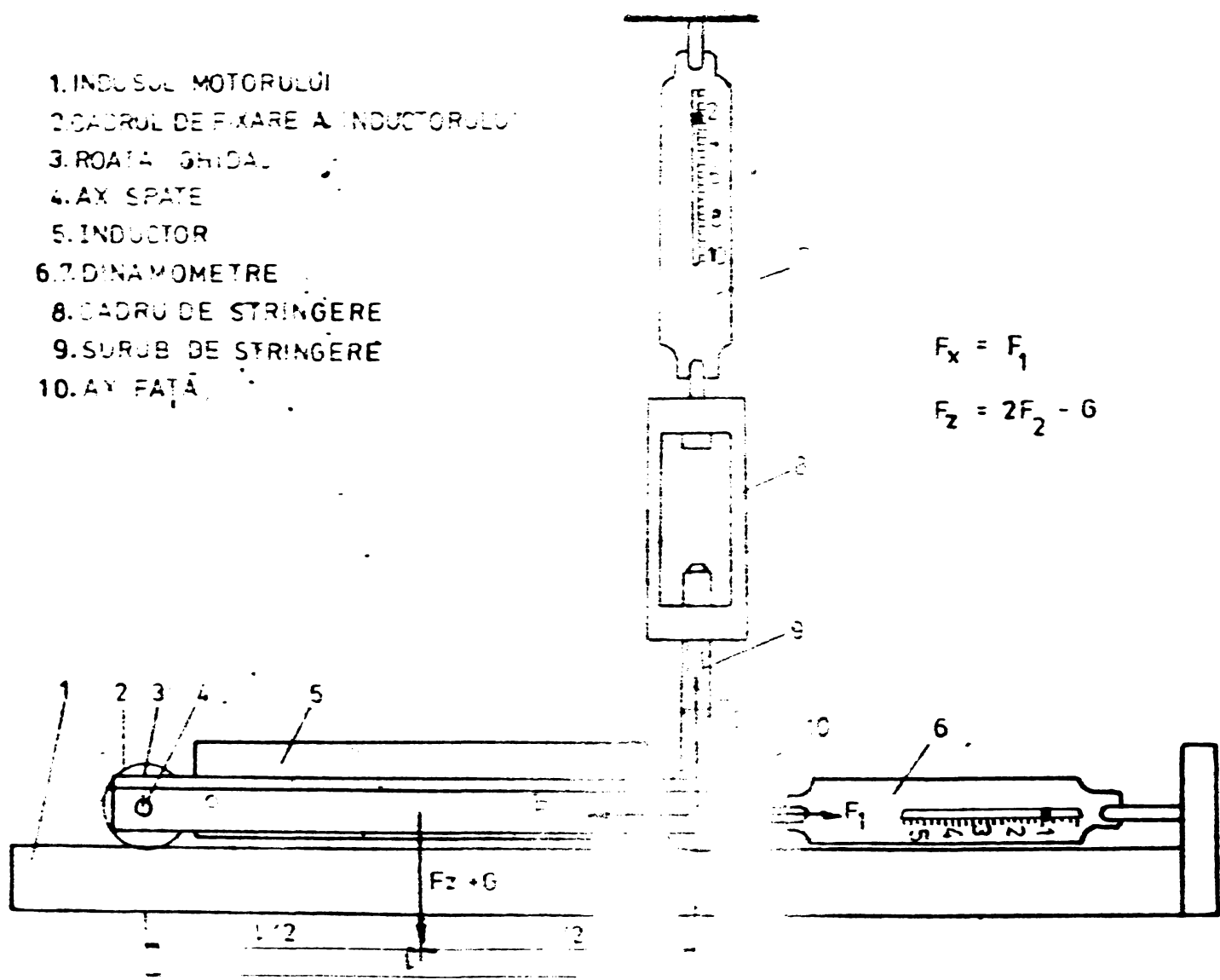


Fig.6.3. Schema instalatiei pentru măsurarea forței de propulsie F_1 dezvoltate de motorul liniar unifilar.

Schema pentru măsurarea forței de atracție F_2 dezvoltate de motorul liniar unifilar.

6.2. REZULTATELE EXPERIMENTALE LA PROBA IN SCURTCIRCUIT A MOTORULUI LINIAR BIFAZAT UNILATERAL

In afara forțelor s-au măsurat puterile, curenții și factorul de putere. Rezultatele măsurătorilor sînt comparate cu cele calculate pentru același motor în anexele 7 (F_x în funcție de curent pentru $\varphi = \pi/2$ și $\nu_{\max}=24$), 30 (F_x în funcție de curent pentru $\varphi = \pi/2$ și $\nu_{\max}=44$).

In figura 6.4 s-au reprezentat caracteristicile forței de propulsie calculate pentru un unghi $\varphi = \pi/2$ între curenții prin cele două faze pentru $\nu_{\max} = 24$ și 44. Conform recomandărilor făcute în 5.1, rezultatele cele mai apropiate de măsurători se obțin pentru $\nu_{\max} = 44$. Caracteristica experimentală la $\varphi = \pi/2$ s-a ridicat cu înfășurările alimentate de la două autotransformatoare conectate la rețeaua trifazată în schemă Scott.

In cazul alimentării motorului liniar de la o sursă monofazată de tensiune, defazajul curentului în faza auxiliară față de curentul prin faza principală a motorului se realizează cu ajutorul unui condensator. In figura 6.4 sînt trasate și două caracteristici ale forței de propulsie în funcție de curentul prin faza principală pentru două valori ale condensatorului, ridicate experimental.

Caracteristica forță de atracție în funcție de curentul prin înfășurări este reprezentată în figura 6.5.

Pentru valorile condensatoarelor utilizate forța de atracție diferă foarte puțin de cazul alimentării înfășurărilor cu un sistem de curenți în cvadratură.

In anexa 31 sînt calculate atât forțele cît și puterile și factorul de putere pentru motorul liniar unilateral la un întrefier echivalent $\delta = 1$ mm și un defazaj între curenți $\varphi = \pi/2$. Figura 6.6. conține reprezentarea puterii absorbite de motorul liniar unilateral de la rețea, puteri obținute prin calcul și pe cale experimentală.

Factorul de putere al motorului este influențat de valoarea întrefierului. La un întrefier $\delta = 1$ mm s-a calculat un $\cos \varphi_1 = 0,4$ (Anexa 31) și s-a măsurat un $\cos \varphi_1 = 0,42$, pentru alimentarea celor două faze cu un sistem de tensiuni în cvadratură. La micșorarea întrefierului cu 0,5 mm din calcule rezultă $\cos \varphi_1 = 0,5$ (Anexa 32) iar experimental s-a măsurat un $\cos \varphi_1 = 0,51$.

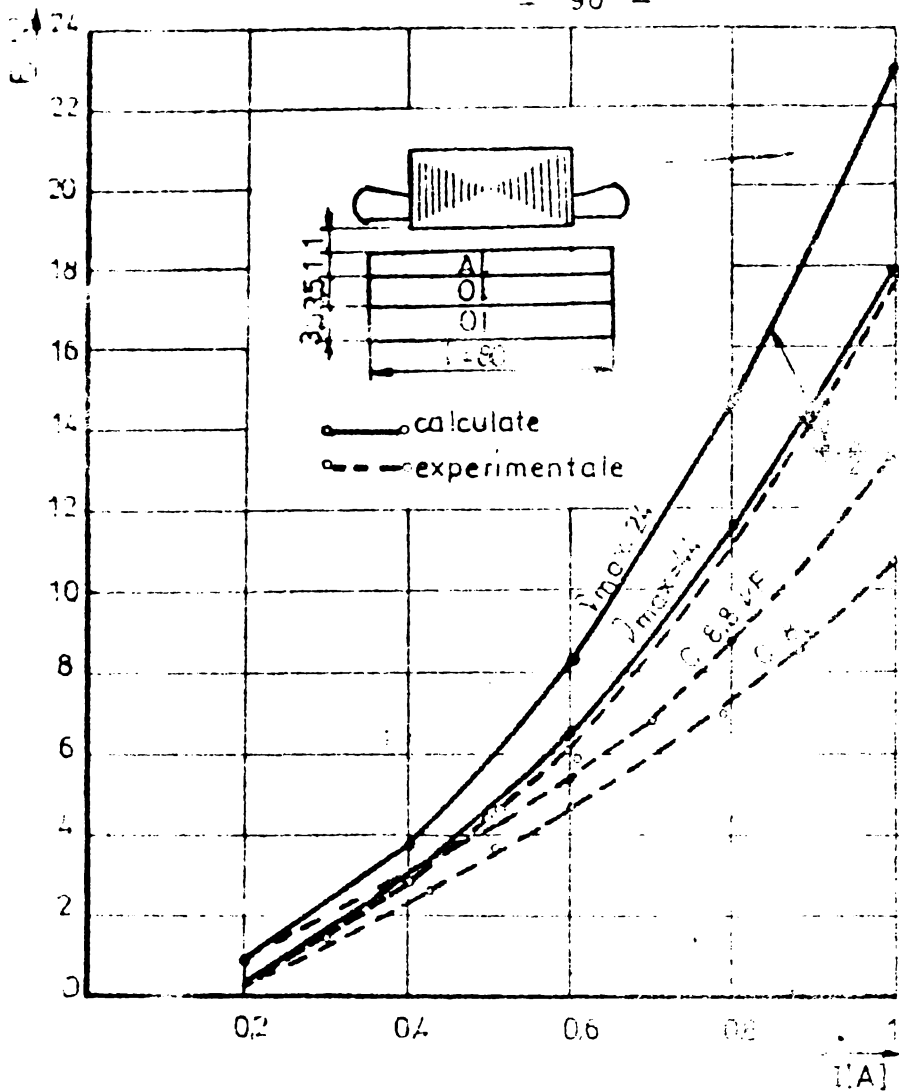


Fig.6.4. Forța de propulsie în funcție de curentul prin fașele motorului liniar uni-lateral, la $s=1$.

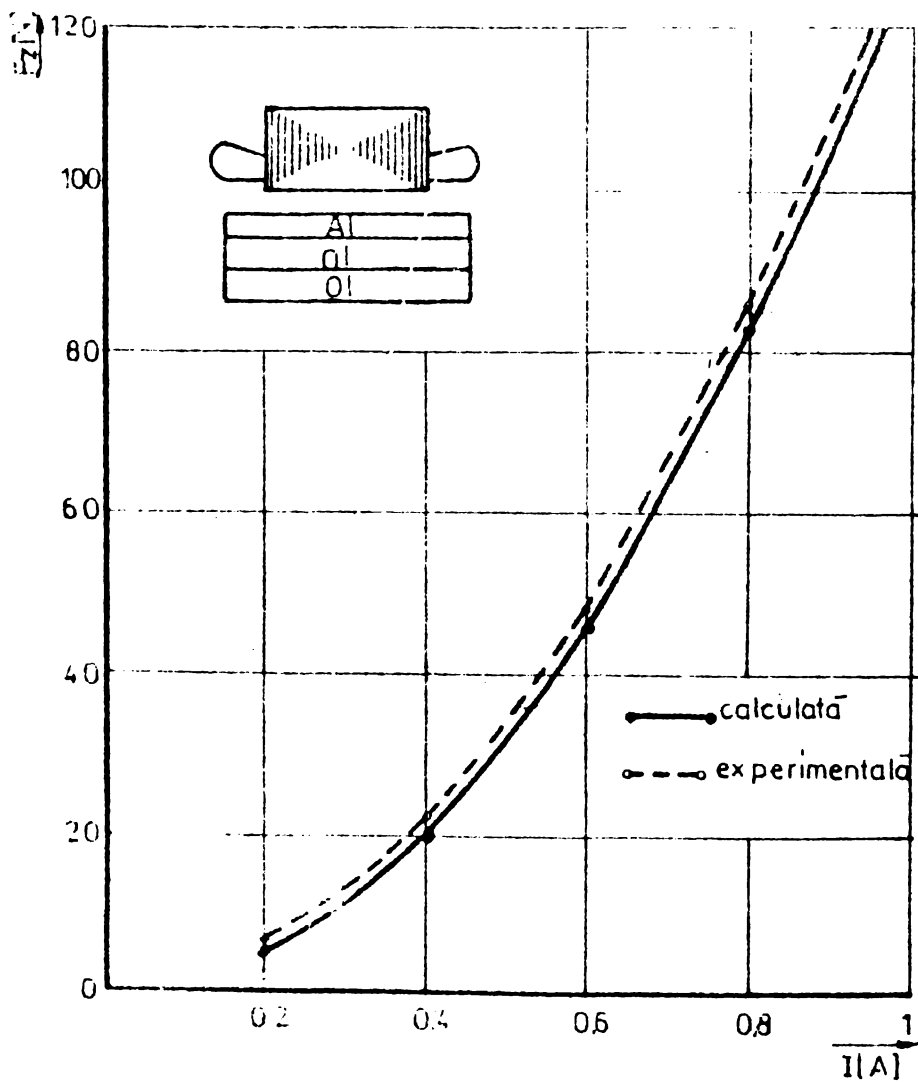


Fig.6.5. Caracteristica forței de atracție în funcție de curent, la $f = \pi/2$ și $s=1$.

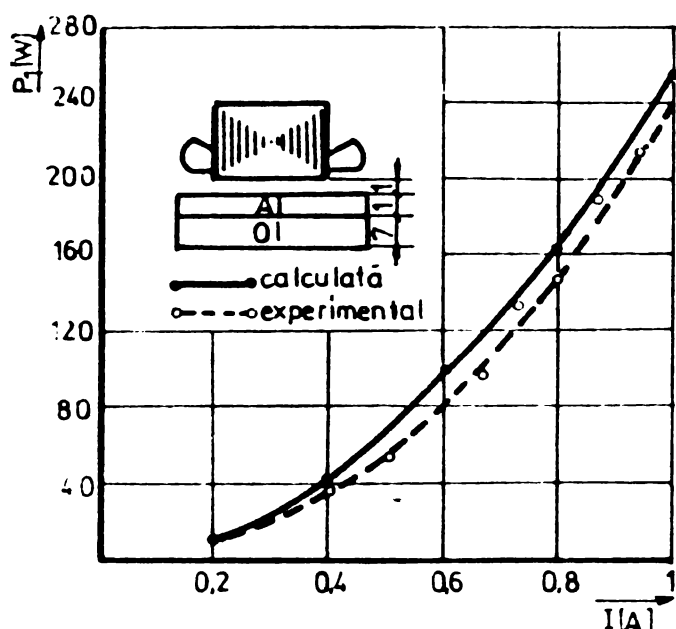


Fig.6.6. Variația puterii absorbite de motorul liniar bifazat de tip unilateral de la rețea în funcție de curent.

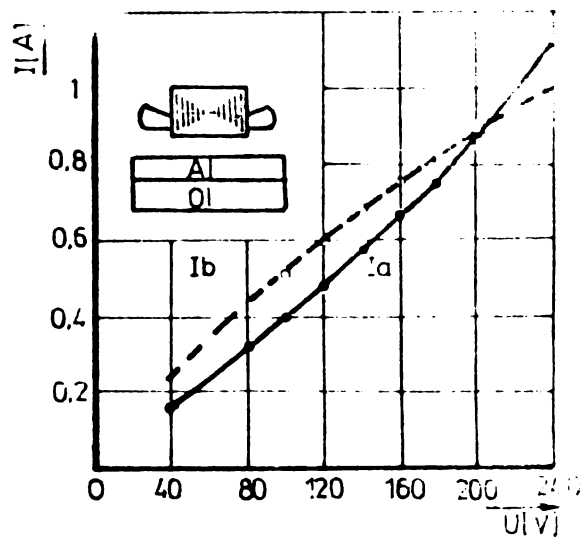


Fig.6.7. Variația curentilor prin cele două faze ale motorului liniar bifazat unilateral cu condensator în funcție de tensiune pentru $C=8 \mu F$.

Se constată deci că reducerea întrefierului determină o creștere a factorului de putere, ceea ce este evident.

La alimentarea motorului liniar de la o sursă de tensiune monofazată printr-un condensator s-a obținut un factor de putere apropiat de unitate.

Pentru motorul liniar unilateral cu condensator ($C=8 \mu F$), în figura 6.7 s-a prezentat variația curentilor I_a și I_b prin cele două faze ale motorului în funcție de tensiunea de alimentare.

6.3. REZULTATELE EXPERIMENTALE LA FORȚA ÎN SCURT-CIRCUIT A MOTORULUI LINIAR EIFAZAT DE TIP BILATERAL

S-au măsurat forțele de propulsie dezvoltate de motorul liniar bifazat de tip bilateral pentru diferite valori ale curentului prin cele două faze ale motorului la alimentarea acestuia cu un sistem ortogonal de tensiuni. Caracteristicile ridicate experimental sînt reprezentate în figura 6.8 împreună cu cele calculate în Anexa 41 pentru un indus din aluminiu.

În aceeași figură este trasată și caracteristica forței de propulsie în funcție de curentul I_a al fazei principale, la alimentarea monofazată a motorului cu un condensator $C=8 \mu F$.

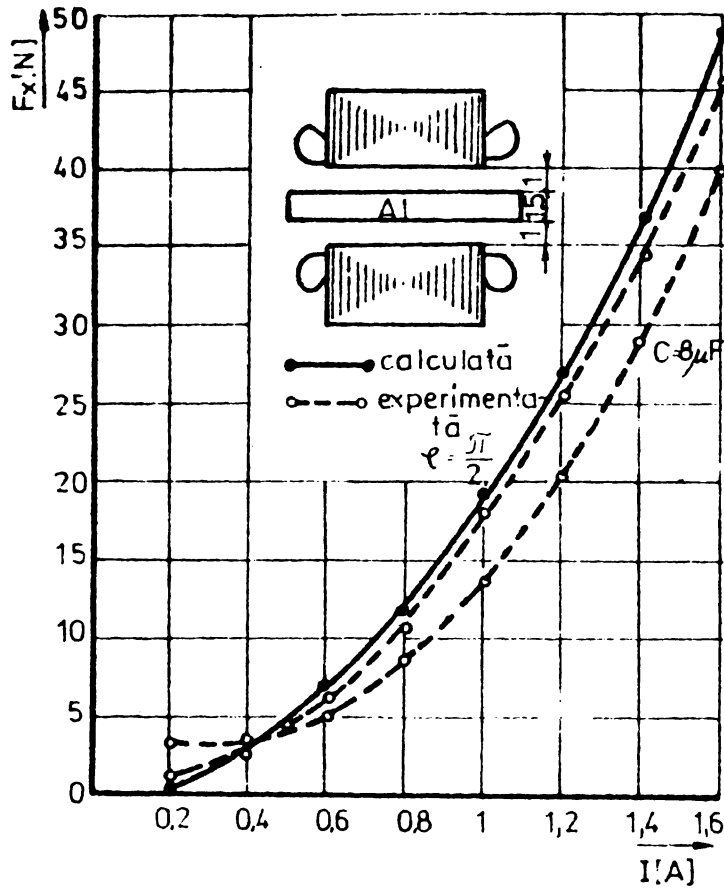


Fig.6.8. Forța de propulsie în funcție de curentul prin fazele motorului liniar bifazat bilateral la $s=1$.

În concluzie se poate sublinia faptul că între rezultatele din calcul și cele experimentale, există o bună concordanță, fapt ce validează metoda de calcul propusă.

C A P I T O L U L 7

APLICATII ALE MOTORULUI LINIAR MONOFAZAT CU CONDENSATOR

Cu toate, că la acționarea unor mașini și utilaje mișcarea rotativă este mai economică și mai frecvent întâlnită, există unele procese industriale la care se recomandă utilizarea motoarelor electrice liniare monofazate cu condensator.

Dacă în cazul în care se impun accelerații și viteze mari, motorul asincron rotativ poate fi înlocuit cu deplin succes cu motorul liniar (ex. în tracțiunea electrică), în schimb la viteze și forțe scăzute, domeniul propriu pentru motorul liniar monofazat cu condensator, aplicarea acestuia trebuie făcută numai după o temeinică analiză a avantajelor pe care le oferă față de motorul rotativ similar.

Este cunoscut faptul că un motor cu turația joasă este de câteva ori mai greu decât un motor cu turația ridicată, atunci când ambele dezvoltă aceeași putere. Acesta este unul din dezavantajele esențiale și ale motorului liniar monofazat cu condensator, la viteze joase.

În general se poate lua în considerare forța de propulsie pe care motorul liniar o dezvoltă corespunzător greutateii de 1 Kg inductorului sau corespunzătoare suprafeței active de 1 cm² a inductorului.

Aceste forțe specifice variază în limite foarte largi, de la 3 N/Kg inductor respectiv 0,1 N/cm² suprafață activă a inductorului pentru motorul liniar monofazat cu condensator de viteză joasă (cele două prototipuri descrise în capitolele 5 și 6) la 10 N/Kg inductor, respectiv 10 N/cm² suprafață activă a inductorului pentru motoare liniare de viteză ridicată ($v > 20$ m/sec).

Față de acest dezavantaj al motorului liniar de viteză joasă se pot însă arăta numeroase avantaje pe care motorul liniar monofazat cu condensator le are față de motorul liniar trifazat pe de o

parte și față de motorul rotativ monofazat cu condensator, pe de altă parte.

Pasul polar al înfășurării, ca și la mașinile rotative, are limitare inferioară din cauza execuției tehnice a inductorului. Num, în cazul motorului liniar monofazat cu condensator, înfășurarea bifazată a inductorului permite realizarea pasului polar numai din doi pași dentari (înfășurarea concentrată) spre deosebire de cazul motorului liniar trifazat la care pasul polar conține minim trei pași dentari, se poate constata facilitatea obținerii unor viteze mai joase la motorul liniar monofazat cu condensator. Deși, de mai mică importanță pentru gama de puteri mici proprii acestui tip de motor liniar, factorul de putere crește mult față de cel al motorului liniar trifazat, datorită condensatorului de la bornele motorului. Dar unele dintre cele mai importante avantaje ale utilizării motorului liniar monofazat cu condensator, le constituie: posibilitatea conectării acestuia la o sursă monofazată de tensiune, simplitatea, costul scăzut și robustețea lui.

Față de motorul rotativ, motorul liniar aplicat în acționări, conduce la eliminarea angrenajelor, a o serie de piese care se uzează și necesită întreținere. La mașinile din domeniul manufacturii utilizarea motorului liniar monofazat cu condensator și absența angrenajului în transmiterea mișcării face posibilă continuarea funcționării manuale a instalației atunci când are loc întreruperea tensiunii de alimentare a motorului.

În ceea ce privește diferența între cele două tipuri de motoare liniare cu condensator, tipul unilateral și tipul bilateral, aceasta nu depinde de criteriul electrice. Un criteriu important este utilizarea forței de atracție exercitată între părțile feromagnetice ale motorului. La motorul liniar de tip bilateral, această atracție se manifestă între cele două inductoare și pentru a o învinge se prevede un schelet solid care să lege inductoarele unul față de altul. La motorul liniar de tip unilateral, această forță de atracție trebuie preluată de sistemul de ghidaj. Valoarea ei depinde mult de structura indusului. Pentru motoarele analizate forța de atracție este de cca. 3-7 ori mai mare decât forța de propulsie și de cca. 2 ori greutatea inductorului pentru un indus sandwich și de cca. 60 ori mai mare decât forța de propulsie și de cca. 10 ori greutatea inductorului pentru un indus din oțel. Această creștere a forței normale de atracție poate fi folosită atunci

cînd se opune forței de gravitație exercitată de roțile de antrenare asupra lagărelor, reducînd încărcarea lor.

In cele ce urmează se vor da cîteva exemple de aplicare a motorului liniar monofazat cu condensator:

- Acționarea ușilor glisante. Ușile glisante sînt acționate de obicei cu ajutorul unor mecanisme pneumatice. Simplitatea și costul scăzut al acționării cu motor liniar monofazat cu condensator sînt esențiale în aplicarea acestui motor liniar la închiderea și deschiderea ușilor glisante. Ca soluție constructivă, acționarea ușilor glisante cu motor liniar, permite utilizarea atît a motorului liniar de tip unilateral, caz în care inductorul se fixează pe pragul superior al ușii iar indusul de tip sandwich este fixat în partea superioară a ușii, cît și a motorului liniar bilateral, caz în care indusul mobil dintr-o placă conductoare (Al, Cu) este fixat de ușă. Cursa ușii este în jur de 1,2 m. Comanda motorului liniar trebuie să satisfacă anumite condiții ca de exemplu: temporizarea închiderii ușii și protecția persoanelor împotriva prinderii la ușă, realizarea unor secvențe care să permită o forță maximă pînă la stingerea vitezei maxime, menținerea la o valoare scăzută a forței pînă aproape de sfîrșitul cursei și frînarea motorului la sfîrșitul cursei prin conectarea condensatorului pe faza cealaltă pînă la oprirea ușii. Un avantaj important al acționărilor ușilor glisante cu motor liniar îl constituie posibilitatea de acționare manuală a ușii în cazul întreruperii tensiunii de alimentare, posibilitate facilitată de absența contactului mecanic între ușă și mecanismul său de acționare. Utilizarea motorului liniar monofazat cu condensator este recomandată și de valorile reduse ale forțelor (cca 50 N) și ale vitezelor (cca 1 m/sec).

Aplicarea motorului liniar monofazat cu condensator se poate face la fel de bine și pentru acționarea ușilor rabatabile cu cca. 120°.

- Acționarea ventilelor sau zăvoarelor. Intr-o serie de instalații există ventile (zăvoare) care controlează curgerea unor lichide sau gaze. Acționarea lor poate fi ușor realizată prin intermediul unui motor liniar monofazat cu condensator (fig.7.1).

- Sisteme de transport pe distanțe scurte. Unele transporturi uzinale pot beneficia de asemenea de aportul motorului liniar cu alimentare monofazată care oferă și avantajul unui sistem de alimentare mai simplu decît cel al motorului liniar trifazat.

În acest scop se poate utiliza fie un motor liniar monofazat cu condensator de tip bilateral al cărui inductor glisează pe o bară și avînd indusul dintr-o placă de aluminiu (fig.7.2) fie un motor liniar monofazat cu condensator de tip unilateral, caz în care se poate folosi creșterea raportului între forța de atracție și cea de propulsie (F_z/F_x) la indusul feromagnetic, prin dispunerea inductorului mobil sub indus. În acest mod motorul liniar monofazat cu condensator se poate aplica la deplasarea unor perdele.

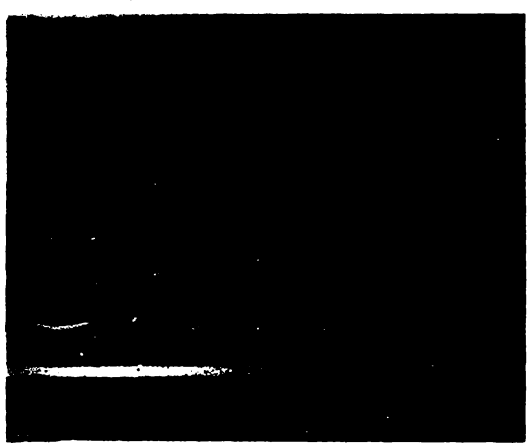


Fig.7.1. Acționarea unui ventil cu ajutorul motorului liniar monofazat cu condensator.



Fig.7.2. Aplicarea motorului liniar monofazat cu condensator de tip bilateral, la un sistem de transport uzinal.

- Instalații de sortare. Firma suedeză LINEARA recomandă utilizarea motorului liniar monofazat cu condensator pentru scoaterea de pe bandă a produselor sortate ca necorespunzătoare (fig.7.3).

- Dispozitive de ștampilare. Aceeași firmă a conceput dispozitive de ștampilare, la care frecvența de ștampilare este reglată pe cale electronică (fig.7.4).

- Acționarea unor utilaje de prelucrare la cald a metalelor

În fig.7.5. este prezentat modelul unui ciocan de matrișare acționat de motorul liniar monofazat cu condensator de tip bilateral prezentat la 5.2, 5.9 și 6.3. Indusul motorului liniar din aluminiu este fixat rigid de berbecul ciocanului. Modelul prezentat în fig. 7.5 împreună cu schema de comandă 38 a fost prezentat la expoziția CNST din 5 mai a.c. de la București experimentările efectuate constituind baza unor viitoare utilaje de acest gen proiectate de motoare liniare construite la Institutul Politehnic din Cluj-Napoca.

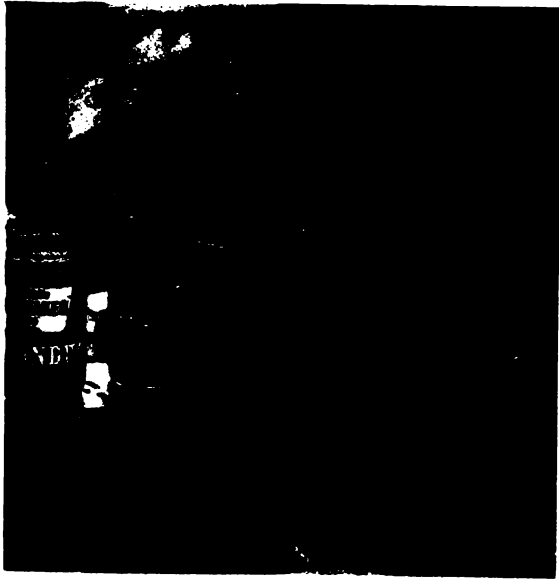


Fig.7.3. Instalatie de sortare, utilizand motorul liniar monofazat cu condensator.



Fig.7.4. Dispozitiv de stampilare, utilizand motorul liniar monofazat cu condensator.

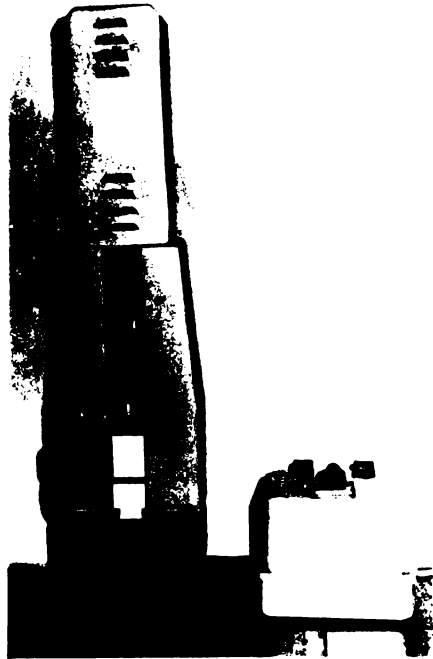


Fig.7.5. Modelul unui ciocan de matritare actionat de un motor liniar monofazat cu condensator.

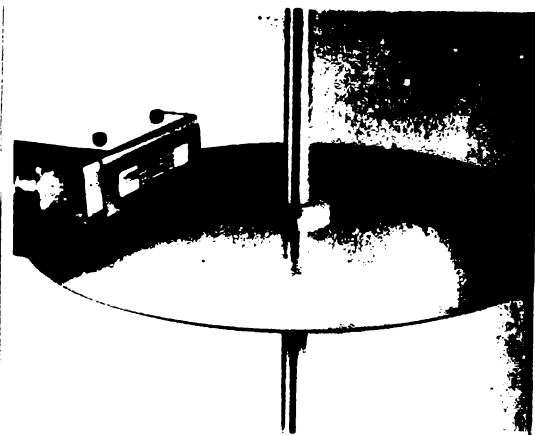
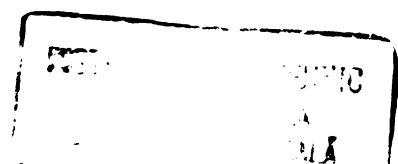


Fig.7.6. Motor liniar monofazat cu condensator cu indus disc.

- Motorul liniar cu indus disc. Dacă în majoritatea aplicațiilor, motorul liniar înlocuiește motorul rotativ pentru obținerea unei deplasări liniare, direct fără a mai fi necesar transformarea energiei de rotație într-una liniară, același motor liniar



poate fi utilizat și pentru producerea unei mișcări de rotație. Constructiv, inductorul liniar de tip bilateral este montat de o parte și de alta a unui disc dintr-un material nemagnetic (fig.7.6). Este posibil a fi aplicat și inductorul liniar de tip unilateral, caz în care indusul disc este de tip sandwich (Al/Ol sau Cu/Ol).

Aplicarea motorului liniar monofazat cu condensator în locul celui rotativ pentru obținerea mișcării de rotație, oferă câteva avantaje importante, cum ar fi: posibilitatea obținerii unor turații joase (la viteze liniare $v=1,2$ m/sec și raza discului $R=0,24$ m se obține o turație de cca. $n=50$ rot/min) eliminându-se în acest mod reductorul de turație; modificarea razei la care inductorul liniar se află față de axul de rotație a discului conduce la un reglaj simplu a turației discului ($\Omega = \frac{v}{R}$); turația discului poate fi modificată și prin schimbarea materialului din care este confecționat (modificarea rezistivității) sau prin frecvența tensiunii de alimentare. La aceste avantaje se poate adăuga și acela al simplității și rapidității cu care poate fi înlocuit inductorul în caz de defectare. În sfârșit, prin dispunerea mai multor inductoare liniare de viteze diferite se pot realiza mai multe regimuri de turații.

Față de dificultatea obținerii unor viteze liniare foarte joase (sub 0,1 m/sec), acționarea motor liniar cu indus-disc și axul discului sub formă de șurub fără sfârșit poate constitui modelul unui reductor de viteză liniară, permițând reducerea acestei viteze (de câteva ori până la de câteva zeci de ori) de la motorul liniar la piulița care alunecă pe axul discului.

S-au menționat doar câteva din aplicațiile posibile ale motorului liniar monofazat cu condensator. Ele pot fi extinse și într-o serie de alte domenii.

C O N C L U Z I I

Lucrarea de față studiază una dintre variantele motorului liniar monofazat pe care prin analogie cu motorul rotativ monofazat, cu condensator am numit-o motor liniar monofazat cu condensator. De fapt motorul liniar monofazat cu condensator reprezintă un caz particular al motorului liniar bifazat, în cazul alimentării acestuia de la o sursă monofazată de tensiune.

Analizând particularitățile de motor liniar ale acestui tip de motor se desprind următoarele concluzii:

1. Fenomenul specific mașinilor liniare, efectul de capăt, se manifestă prin apariția unor cîmpuri pulsatorii alături de cîmpul alunecător și care influențează negativ funcționarea mașinii:

- induc tensiuni electromotoare suplimentare în indus, care prin curenții induși determină pierderi suplimentare;
- măresc reactanțele înfășurărilor inductorului;
- influențează simetria curenților inductorului;
- măresc puterea reactivă consumată de mașină și astfel înrăutățesc factorul de putere.

2. Concepția înfășurărilor mașinii liniare m-fazate în general și bifazate în special, urmărește obținerea undei pur alunecătoare a cîmpului magnetic în întregul mașinii liniare. Ce mai bine corespund acestui scop înfășurările în dublu strat cu poli de capăt semibobinați, înfășurări pe care le-am numit înfășurări semibobinate. Studiul comparativ dintre diferitele tipuri de înfășurări evidențiază următoarele:

- din p.d.v. al distribuției spațio-temporare a inducției magnetice în întregul mașinii liniare, înfășurarea semibobinată cu număr impar de poli este cea mai avantajoasă pentru că asigură pe întreaga porțiune a înfășurării în dublu strat numai o undă alunecătoare a inducției magnetice;

- din p.d.v. al distribuției spațio-temporare a fluxului în jugul magnetic, înfășurarea semibobinată cu număr par de poli este cea mai avantajoasă pentru că amplitudinea fluxului se menține pe întreaga lungime a mașinii sub valorile de la celelalte tipuri de înfășurări. De această distribuție trebuie să se țină cont la stabilirea locurilor de fixare ale bulcanelor de strângere ale miezului.

3. Particularitățile în funcționarea motorului liniar bifazat impun elaborarea unei metode de calcul tridimensional care consideră solenoida primară descompusă în serii Fourier după lungimea și lățimea motorului liniar și un indus stratificat. Utilizarea unui calculator numeric de capacitate medie face posibilă determinarea tuturor caracteristicilor motorului liniar unilateral și bilateral.

4. Analizând rezultatele obținute se desprind următoarele posibilități de reglare a vitezei motorului liniar bifazat:

-modificarea curenților de alimentare (comanda în amplitudine, în fază și frecvență);

-modificarea întrefierului ;

-modificarea structurii indusului (material, lățime).

5. În aplicarea metodei de calcul descrise în lucrare trebuie avută în vedere de la caz la caz saturarea jugului feromagnetic, mai ales la valori reduse ale grosimii acestuia și a întrefierului.

6. Valoarea întrefierului se stabilește de cele mai multe ori din considerente de execuție tehnologică, reducându-l la minim. De valoarea lui depinde în mare măsură performanțele motorului: valoarea forțelor, a factorului de putere și a randamentului.

7. Structura indusului influențează natura forțelor normale. Acestea au un caracter repulsiv la indusul din material nemagnetic. Prezența stratului feromagnetic al indusului determină apariția unei componente de atracție a forței normale, mult mai mari decât componenta de repulsie determinată de placa de material nemagnetic (Al, Cu) în cazul unui indus sandwich. La motorul liniar bilateral aceste forțe normale sînt preluate de scheletul de fixare a celor două inductoare. La motorul liniar unilateral caracterul repulsiv sau de atracție al forței normale influențează în mare măsură sistemul de suspensie.

8. Valoarea capacității în cazul conectării motorului bifazat la o rețea monofazată poate constitui și o posibilitate de influențare a vitezei motorului liniar. Prin conectarea capacității pe rînd pe cele două faze ale motorului se asigură schimbarea sensului de deplasare. Totodată condensatorul determină o mărire a factorului de putere.

9. Caracteristicile mecanice ale motorului liniar cu indus masiv sînt ușor exprimabile printr-o ecuație de gradul 2 sau 3, sau liniarizabile astfel încît verificarea experimentală a forțelor la sea este în multe cazuri suficientă.

10. În ceea ce privește variația amplitudinii inducțiilor magnetice în întregul motorului liniar luarea în considerare a armonicilor solenației primare, a reacției curenților induși, a saturației precum și a cimpului de dispersie al capetelor bobinelor, determină modificarea distribuției acestora pe lungimea și pe lățimea motorului față de cazul considerării unor ipoteze simplificatoare (înțâșurare uniform distribuită și percursă de curenți egali ca amplitudine și în cvadratură, miezuri magnetice necarterizate).

11. La proiectarea motorului liniar monofazat cu condensator pentru stabilirea dimensiunilor principale se poate utiliza procedeul de la motoarele rotative prezentat în lucrarea [30]. Alegerea valorii capacității se poate face cu relațiile de la motorul rotativ monofazat cu condensator ținându-se seama de particularitățile de motor liniar, mai ales de răsucimentul scăzut al acestuia. Pentru verificarea caracteristicilor motorului proiectat se recomandă utilizarea metodei de calcul tridimensional utilizat în lucrare.

12. Studiul efectuat în lucrare cu influența diferiților parametri asupra caracteristicilor motorului liniar permit stabilirea unor soluții constructive cât mai corespunzătoare pentru anumite aplicații. Alegerea între motorul liniar unilateral și cel bilateral nu depinde de criteriul economic, criteriul esențial fiind folosirea forței de tracțiune rezultată între părțile feromagnetice ale motorului.

13. Ca și motorul rotativ la viteză joasă, motorul liniar monofazat cu condensator este mai greu decât un motor de viteză înaltă la aceeași putere dezvoltată. Acesta constituie unul dintre principalele dezavantaje ale acestuia.

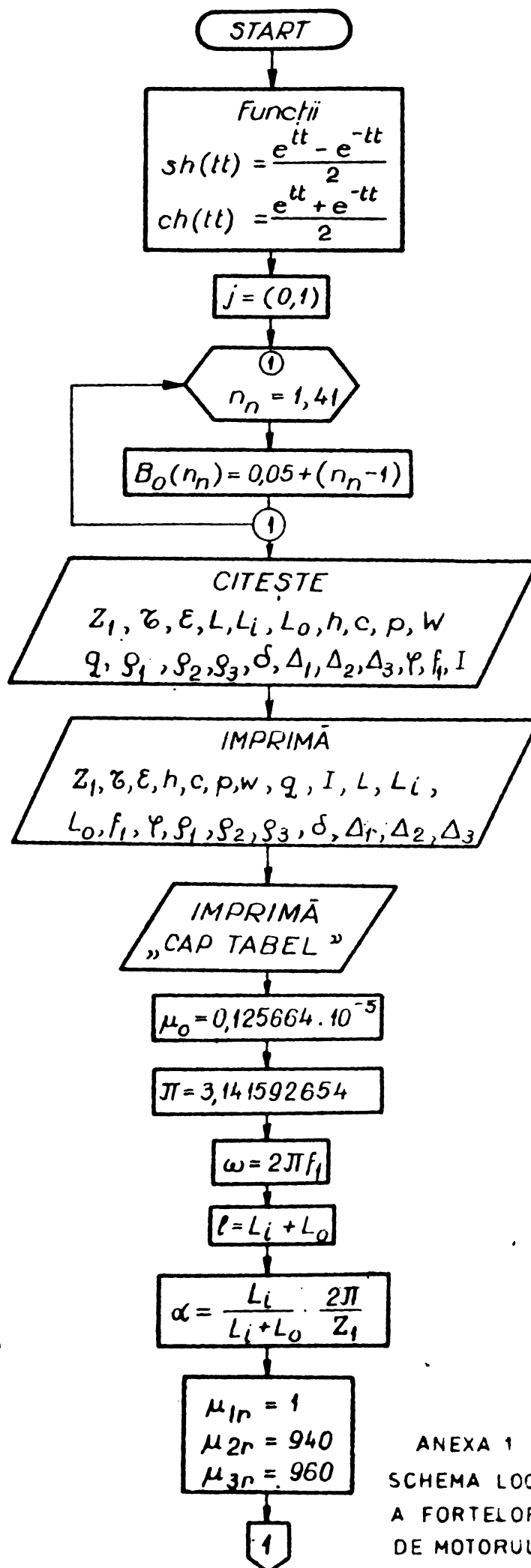
14. Dintre avantajele motorului liniar monofazat cu condensator în locul motorului rotativ pot aminti: posibilitatea obținerii unor viteze mari, posibilitatea de la o sursă monofazată de tensiune, factorul de putere egalat de unitate. Față de motorul rotativ, motorul liniar monofazat cu condensator conduce la eliminarea angrenajelor și a mecanismelor de reducere a vitezei și necesită întreținere.

2020

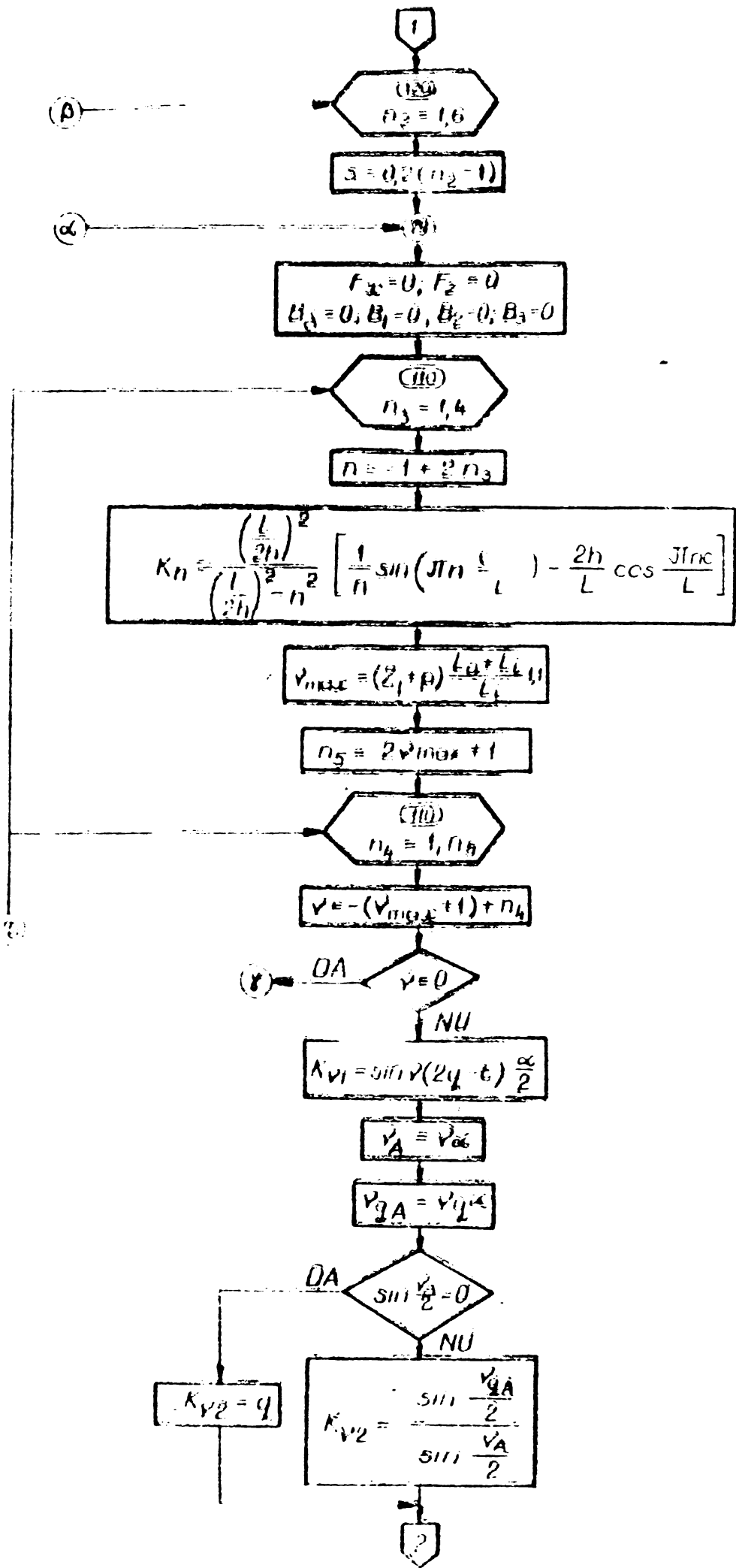
2021

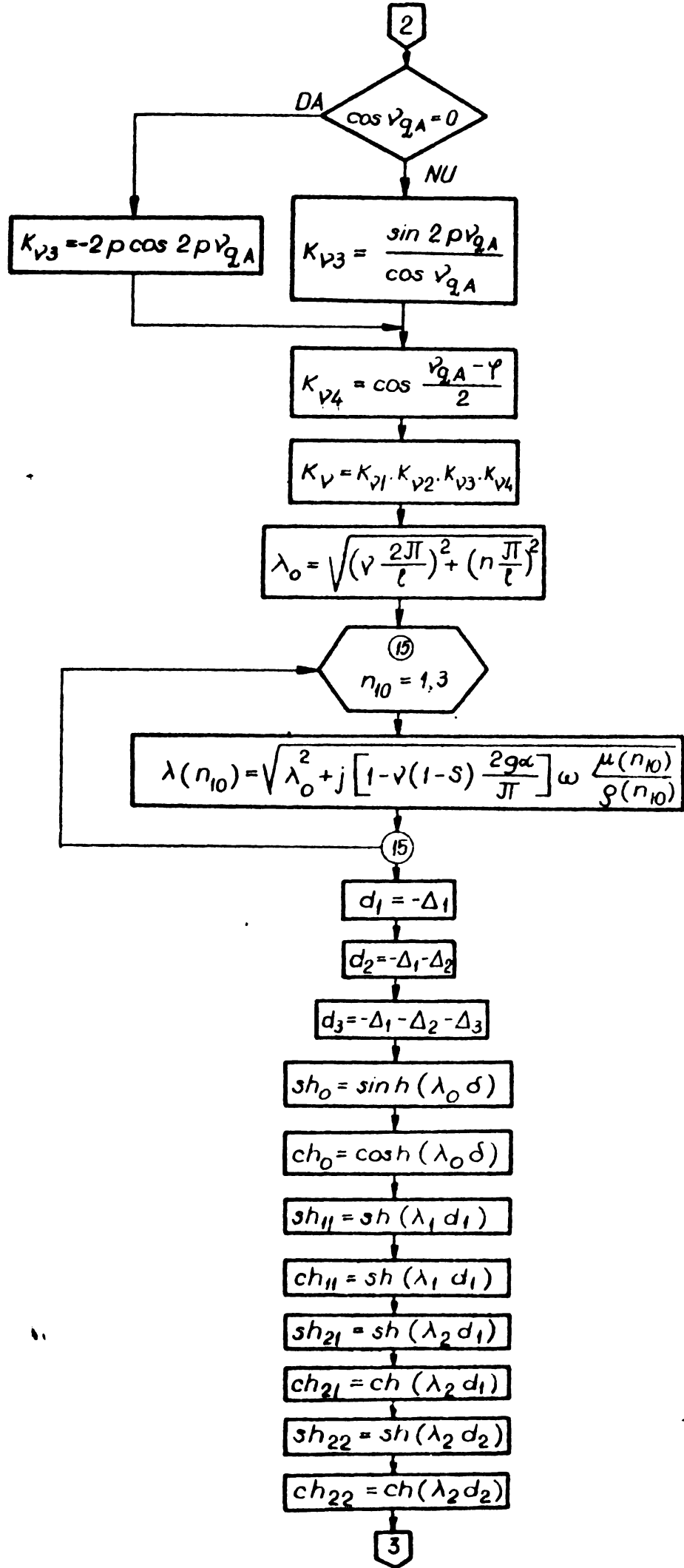
2022

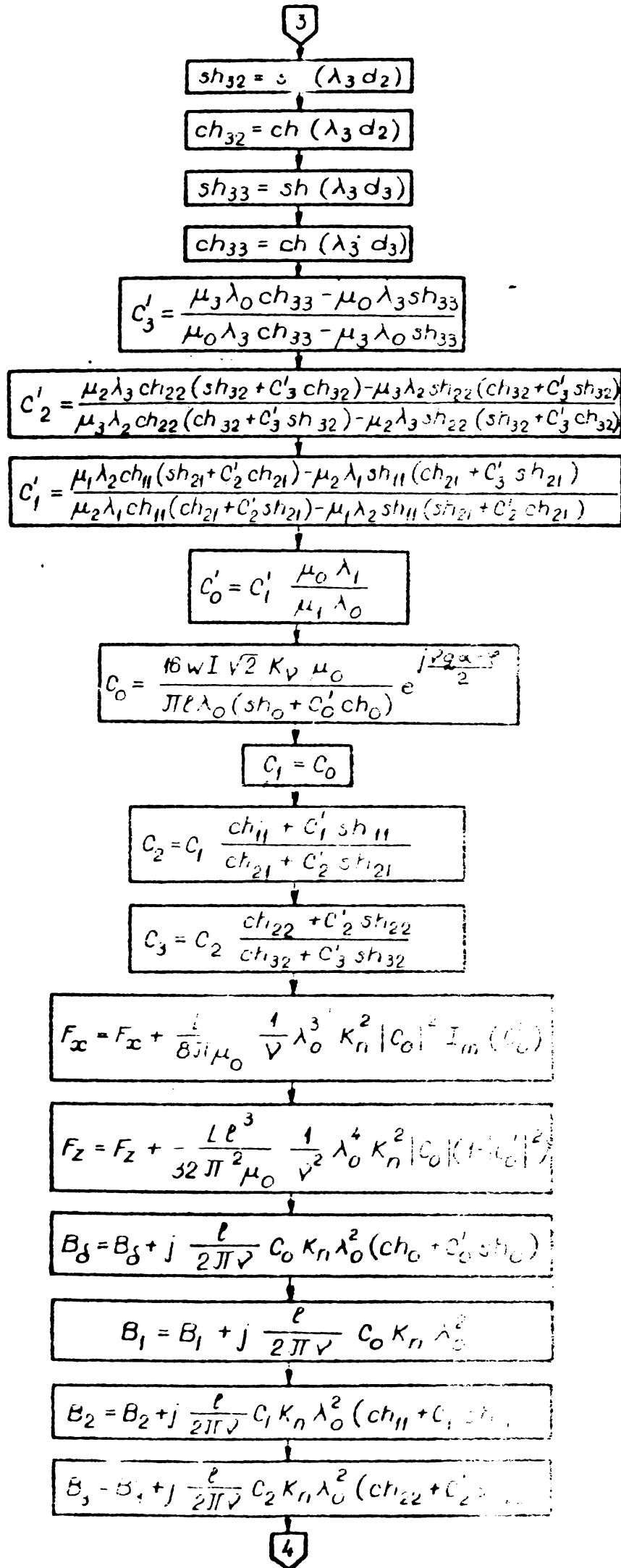
2023

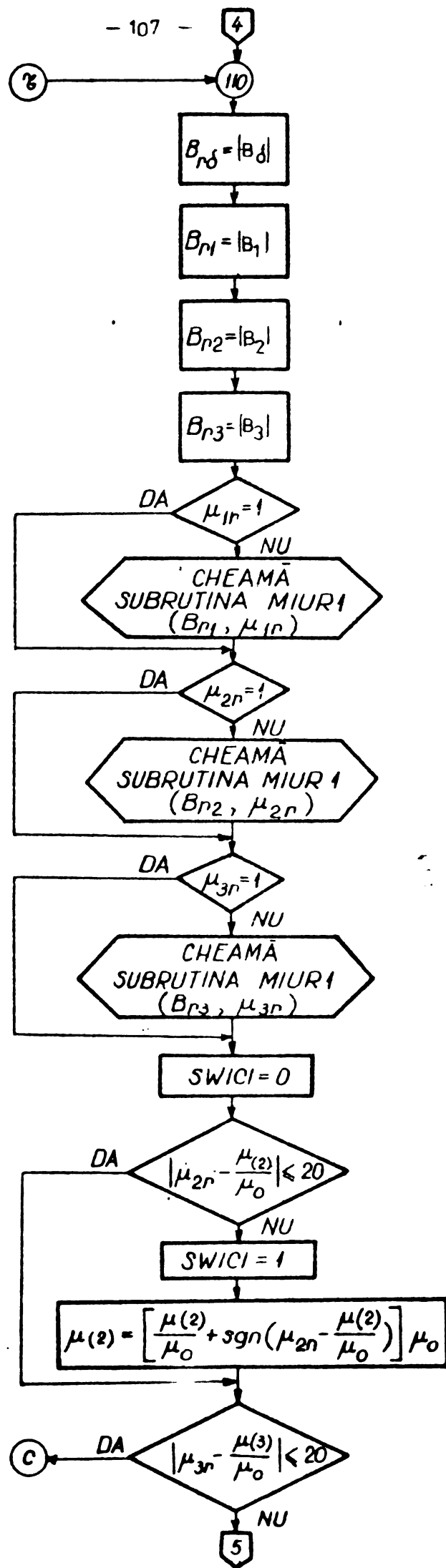


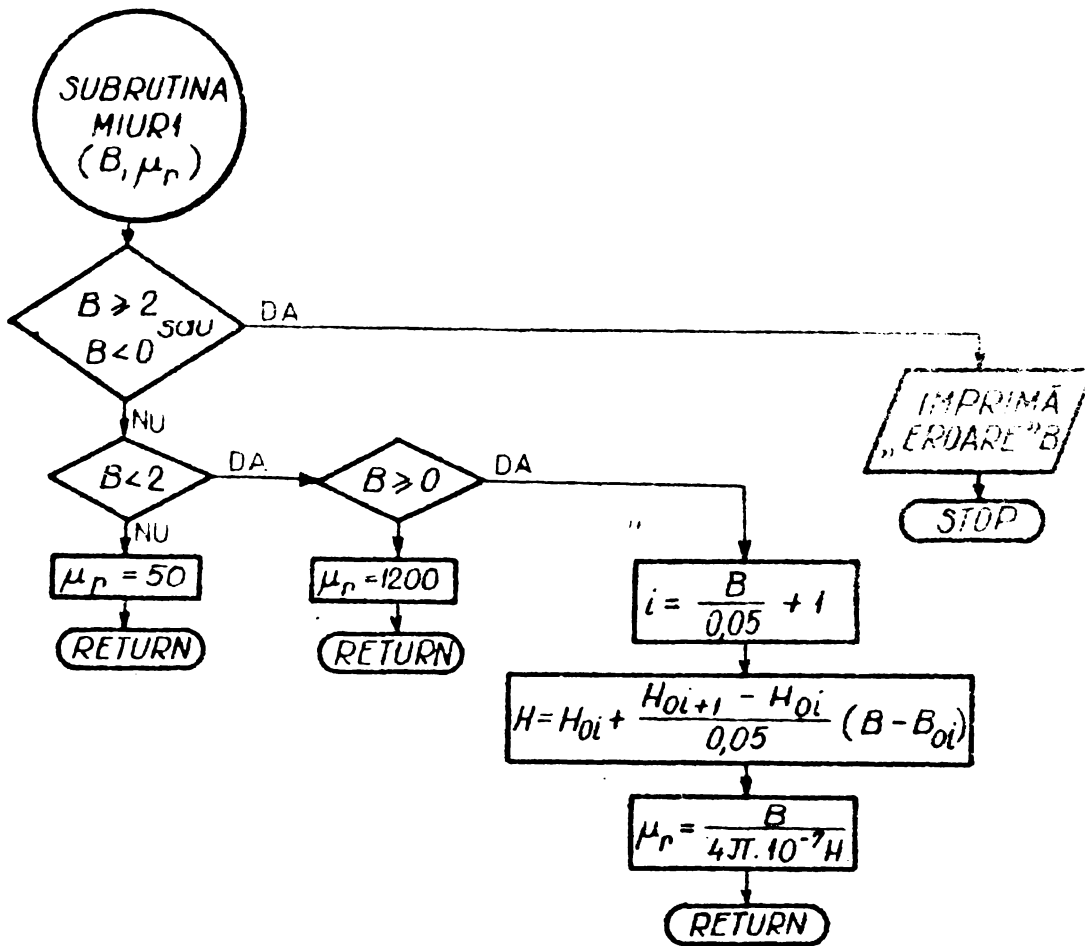
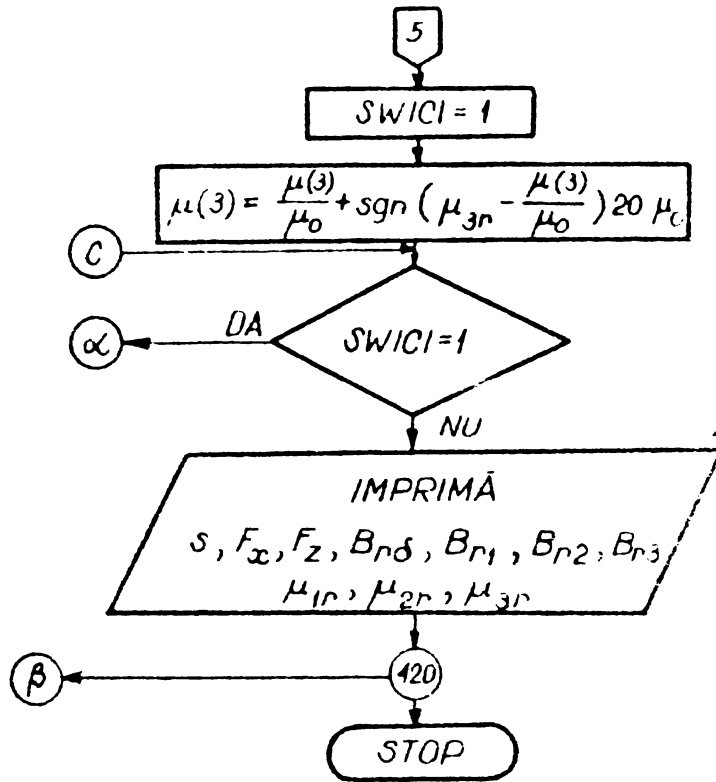
ANEXA 1
SCHEMA LOGICĂ DE CALCUL
A FORTELOR DEZVOLTATE
DE MOTORUL LINIAR BIFAZAT
UNILATERAL











```

1
2 C C
3 C
4 REAL LI,LO,LMIC,I,MIU(3),MIU0,KN,KNIU1,KNIU2,KNIU3,MIUA,
5 * NIUQA,KNIU4,KNIU,LANJAO,L,MIU1R,MIU2R,MIU3R
6 COMPLEX SH,CH,TT,LANDA(3),SH11,CH11,SH21,CH21,SH22,CH22,SH31,CH31,
7 * SH33,CH33,C31,C21,C11,C01,C0,C1,C2,C3,BDELTA,B1,B2,B3,J,
8 * SH0,CH0,E
9 DIMENSION BC(41),HO(41),RO(3)
10 COMMON /BL0C/H0
11 COMMON B0
12 SH(TT)=(CEXP(TT)-CEXP(-TT))/2.
13 CH(TT)=(CEXP(TT)+CEXP(-TT))/2.
14 J=CMPLX(0.,1.)
15 DO 1 NN=1,41
16 1 B0(NN)=0.05*(NN+1)
17 READ(105,2)Z1,TAU,EPS,L,LI,LO,H,C,P,W,Q,(R0(N10),N10=1,3),DELTA,
18 * DELTA1,DELTA2,DELTA3,F1,F1,I
19 2 FORMAT(7F10.0)
20 WRITE(108,3)Z1,TAU,EPS,H,C,P,W,Q,I,L,LI,LO,F1,F1,(R0(N10),N10=1,3
21 * ),DELTA,DELTA1,DELTA2,DELTA3
22 3 FORMAT(///,1,58X,DATE DE INTRARET,///,1,57X,17(101),///,1,50X,
23 1,Z1,1,F4.0,6X,TAU,1,F4.2,5X,EPS,1,F4.2,5X,H,1,F6.5,5X,C,1
24 2,F6.5,5X,IP,1,F4.0,7X,W,1,F5.0,5X,IQ,1,F5.2,///,1,30X,1,1,F
25 36.2,5X,IL,1,F5.3,6X,LI,1,F5.3,5X,LO,1,F5.3,5X,///,1,11X,1,F1
26 4,1,F5.0,5X,F1,1,F5.2,5X,RO1,1,E8.2,1,RO2,1,E8.2,1,RO3,1,E8.2
27 5,///,1,30X,DELTA,1,F6.4,1,DELTA1,1,F5.4,1,DELTA2,1,F5.4,1,DELTA
28 6A3,1,F5.4)
29 WRITE(108,9)
30 9 FORMAT(///,1,24X,83(101),///,1,24X,101,5X,101,7X,101,8X,101,4,1,2
31 1,101,3(8X,101),///,1,24X,101,5X,101,7X,101,8X,101,4,1,2
32 2,1,8X,101,8X,101,4(7X,101),3(8X,101),///,1,24X,83(101))
33 3,1,7X,101,8X,101,4(7X,101),3(8X,101),///,1,24X,83(101))
34 MIU0=0.125664E+05
35 PI=3.141592654
36 OMEGA=2*PI*F1
37 LMIC=LI+LO
38 ALFA=(LI*2*PI)/(LMIC*Z1)
39 MIU1R=1.
40 MIU2R=940.
41 MIU3R=960.
42 MIU(1)=MIU1R*MIU0
43 MIU(2)=MIU2R*MIU0
44 MIU(3)=MIU3R*MIU0
45 DO 120 N2=1,6
46 S=0.2*(N2-1.)
47 79 FX=0.
48 FZ=0.
49 BDELTA=(0.,0.)
50 B1=(0.,0.)
51 B2=(0.,0.)
52 B3=(0.,0.)
53 E=(0.,0.)
54 DO 110 N3=1,4
55 N=1+2*N3
56 KN=(L/2/H)**2/(L/2/H)**2*N**2*(SIN(PI*N*(C+H)/L)/N**2+H**2*COS(PI*
57 *N*C/L)/L)
58 NIUMAX=(Z1+P)*(LO+LI)/LI*1.1
59 N5=2*NIUMAX+1
60 DO 110 N4=1,N5
61 NIU=(NIUMAX+1)*N4
62 IF(NIU.E.0) GO TO 110

```

```
63      KNIU1=SIN(NIU*(2*Q-EPS)*ALFA/2)
64      NIUA=NIU*ALFA
65      NIUGA=NIU*Q*ALFA
66      IF(SIN(NIUA).GT.1.E=6) GO TO 4
67      KNIU2=Q
68      GO TO 6
69      4 KNIU2=SIN(NIUGA/2)/SIN(NIUA/2)
70      6 IF(COS(NIUGA).GT.1.E=6) GO TO 8
71      KNIU3=2*P*COS(2*P*NIUGA)
72      GO TO 10
73      8 KNIU3=SIN(2*P*NIUGA)/COS(NIUGA)
74      10 KNIU4=COS((NIUGA-PI)/2)
75      KNIU=KNIU1*KNIU2*KNIU3*KNIU4
76      LANDA0=SQRT((NIU*2*PI/LMIC)**2+(N*PI/L)**2)
77      DO 15 N10=1,3
78      15 LANDA(N10)=CSQRT(LANDA0**2+J*(1-NIU*(1-S)*2*Q*ALFA/PI)*OMEGA*
79      *MIU(N10)/R0(N10))
80      D1=-DELTA1
81      C2=-DELTA1-DELTA2
82      D3=-DELTA1-DELTA2-DELTA3
83      SH0=SH(LANDA0*DELTA)
84      CH0=CH(LANDA0*DELTA)
85      SH11=SH(LANDA(1)*D1)
86      CH11=CH(LANDA(1)*D1)
87      SH21=SH(LANDA(2)*D1)
88      CH21=CH(LANDA(2)*D1)
89      SH22=SH(LANDA(2)*D2)
90      CH22=CH(LANDA(2)*D2)
91      SH32=SH(LANDA(3)*D2)
92      SH33=SH(LANDA(3)*D3)
93      CH33=CH(LANDA(3)*D3)
94      CH32=CH(LANDA(3)*D2)
95      C31 = (MIU(3)*LANDA0*CH33-MIU0*LANDA(3)*SH33)/(MIU0*LANDA(3)+CH33
96      *MIU(3)*LANDA0*SH33)
97      C21 = (MIU(2)*LANDA(3)*CH22*(SH32+C31*CH32)-MIU(3)*LANDA(2)*SH22*
98      1(CH32+C31*SH32))/(MIU(3)*LANDA(2)*CH22*(CH32+C31*SH32)+MIU(2)*LAN
99      2A(3)*SH22*(SH32+C31*CH32))
100     C11 = (MIU(1)*LANDA(2)*CH11*(SH21+C21*CH21)-MIU(2)*LANDA(1)*SH11*
101     1(CH21+C21*SH21))/(MIU(2)*LANDA(1)*CH11*(CH21+C21*SH21)+MIU(1)*LAN
102     2A(2)*SH11*(SH21+C21*CH21))
103     C01=C11*MIU0*LANDA(1)/(MIU(1)*LANDA0)
104     C0=16*W*I*1.41*KNIU*MIU0/(PI*LMIC*LANDA0*(SH0+C01*CH0))*
105     *CMPLX(COS((NIUGA-PI)/2)*SIN((NIUGA-PI)/2))
106     C1=C0
107     C2=C1*(CH11+C11*SH11)/(CH21+C21*SH21)
108     C3=C2*(CH22+C21*SH22)/(CH32+C31*SH32)
109     FX=FX+L*LMIC**2*LANDA0**3/(8*PI*MIU0*NIU)*KN**2*(CABS(C0))**2*
110     *AIMAG(C01)
111     FZ=FZ+L*LMIC**3*LANDA0**4/(32*PI**2*MIU0*NIU**2)*KN**2*(CABS(C0))
112     **2*(1-(CABS(C01)**2))
113     BDELTA=BDELTA+J*LMIC*C0*KN*LANDA0**2*(CH0+C01*SH0)/(2*PI*NIU)
114     B1=B1+J*LMIC*C0*KN*LANDA0**2/(2*PI*NIU)
115     B2=B2+J*LMIC*C1*KN*LANDA0**2*(CH11+C11*SH11)/(2*PI*NIU)
116     B3=B3+J*LMIC*C2*KN*LANDA0**2*(CH22+C21*SH22)/(2*PI*NIU)
117     110 CONTINUE
118     BRDELTA=CABS(BDELTA)/1.41
119     BR1=CABS(B1)/1.41
120     BR2=CABS(B2)/1.41
121     BR3=CABS(B3)/1.41
```

```

22 E=J*OMEGA*W*4*L*(LMIC*LANDAO/(2*PI*MIU))**2*C*KN/(N*PI)*K*YU*(C*
23 *O*CO1*SHO)
24 EK=CABS(E)/1*41
25 IF(MIU1R.EQ.1)GO TO 21
26 CALL MIUR1(BR1,MIU1R)
27 21 CONTINUE
28 IF(MIU2R.EQ.1)GO TO 22
29 CALL MIUR1(BR2,MIU2R)
30 22 CONTINUE
31 IF(MIU3R.EQ.1)GO TO 23
32 CALL MIUR1(BR3,MIU3R)
33 23 CONTINUE
34 SWIC1=0.
35 200 IF(ABS(MIU2R-MIU(2)/MIU0)*LE.20.) GO TO 205
36 SWIC1=1.
37 MIU(2)=(MIU(2)/MIU0+SIGN(20.,(MIU2R-MIU(2)/MIU0)))*MIU0
38 205 IF(ABS(MIU3R-MIU(3)/MIU0)*LE.20.) GO TO 208
39 SWIC1=1.
40 MIU(3)=(MIU(3)/MIU0+SIGN(20.,(MIU3R-MIU(3)/MIU0)))*MIU0
41 208 IF(SWIC1.EQ.1) GO TO 79
42 WRITE(108,66) S,FX,FZ,BRDELTA,BR1,BR2,BR3,MIU1R,MIU2R,MIU3R
43 66 FORMAT(' ',24X,'*',5X,'*',7X,'*',8X,'*',4(7X,' '),3(8X,' '),/
44 ' ',24X,'*',F4.1,' ',F6.2,' ',F7.2,' ',4(F6.3,' '),3(F7.
45 21,' '),/,' ',24X,'*',5X,'*',7X,'*',8X,'*',4(7X,' '),3(8X,' ')
46 3)/,' ',24X,83(' '))
47 120 CONTINUE
48 STOP
49 END

```

```

1 SUBROUTINE MIUR1(B,MIUR)
2 REAL MIUR
3 DIMENSION B0(41),H0(41)
4 COMMON /BLSC/M0
5 COMMON B0
6 IF(B*GE.2.*BR.3,LT.0.) GO TO 10
7 IF(B*LT.2) GO TO 3
8 MIUR=50.
9 RETURN
10 3 IF(B*GE.0.00) GO TO 4
11 MIUR=1200.
12 RETURN
13 4 I=B/0.05+1
14 H=H0(I)+(H0(I+1)-H0(I))/0.05*(B-B0(I))
15 MIUR=B/H/(4*3.14E-7)
16 RETURN
17 10 WRITE(108,12)B
18 12 FORMAT(//,10X,'ERR0RE : B = ',F10.5)
19 END

```

```

1 BLOCK DATA
2 DIMENSION H0(41)
3 COMMON /BLSC/M0
4 DATA H0/0.,42.,84.,126.,168.,210.,252.,294.,336.,378.,420.,462.,
5 .504.,546.,588.,630.,672.,714.,756.,798.,840.,882.,924.,966.,1008.,
6 .1050.,1092.,1134.,1176.,1218.,1260.,1400.,1620.,1920.,2270.,2770.,
7 .3400.,6000.,9000.,15000.,34000./
8 END

```



```

100  NIU = 1.0
101  NIU = (NIU * 1.0) * 0.5
102  IF (ABS(NIU - 0.5) > 0.001) NIU = 0.5
103  NIU = NIU * 0.5
104  NIUA = NIU * 0.5 * ALFA
105  ANIU1 = SIN(NIU * (2.0 * PI * 0.5)) * ALFA / 2.0
106  IF (ABS(NIU - 0.5) > 0.001) NIU = 0.5
107  NIU2 = 0
108  NIU = 0.5
109  ANIU2 = SIN(NIU * 2.0) / SIN(NIU / 2.0)
110  IF (ABS(NIU - 0.5) > 0.001) NIU = 0.5
111  ANIU3 = 2.0 * COS(2.0 * PI * NIUA) * (-1)
112  NIU = 0.5
113  ANIU3 = SIN(2.0 * PI * NIUA) / COS(NIU / 2.0)
114  ANIU4 = COS((2.0 * PI * NIUA - PI) / 2.0)
115  ANIU5 = ANIU1 + ANIU2 + ANIU3 + ANIU4
116  LAMPAC = SQRT((NIU * 2.0 * PI / LPHIC) ** 2 + (NIU / L) ** 2)
117  NIU = 0.5
118  LAMDA(1) = COSNT(LAMPAC ** 2 + NIU * (1 - S) * 2.0 * ALFA / PI * 0.5 * NIU)
119  NIU(NIU) / NIU(NIU)
120  D1 = DELTA1
121  D2 = DELTA1 + DELTA2
122  D3 = DELTA1 + DELTA2 + DELTA3
123  SH0 = SIN(LAMPAC * D1)
124  CH0 = COS(LAMPAC * D1)
125  SH11 = SH(LAMPAC(1) * D1)
126  CH11 = CH(LAMPAC(1) * D1)
127  SH21 = SH(LAMPAC(2) * D1)
128  CH21 = CH(LAMPAC(2) * D1)
129  SH22 = SH(LAMPAC(2) * D2)
130  CH22 = CH(LAMPAC(2) * D2)
131  SH31 = SH(LAMPAC(3) * D2)
132  CH31 = CH(LAMPAC(3) * D2)
133  SH32 = SH(LAMPAC(3) * D3)
134  CH32 = CH(LAMPAC(3) * D3)
135  C21 = (NIU(1) * LAMDA(1) * CH32 - NIU(2) * LAMDA(2) * CH31) / (NIU(1) * LAMDA(1) * CH31 +
136  NIU(2) * LAMDA(2) * CH32)
137  C21 = (NIU(2) * LAMDA(2) * CH32 + (SH32 + C21 * CH31) * PI * NIU(2) * LAMPAC(2) * SH0 *
138  (CH32 + C21 * SH31)) / (NIU(3) * LAMDA(3) * CH22 + (CH32 + C21 * SH32) * NIU(2) * LAMPAC(2) *
139  SH32 + (SH32 + C21 * CH32))
140  C11 = (NIU(1) * LAMDA(1) * CH11 + (SH21 + C21 * CH21) * PI * NIU(2) * LAMDA(1) * SH11 +
141  (CH31 + C21 * SH21)) / (NIU(2) * LAMDA(1) * CH11 + (CH21 + C21 * SH21) * NIU(1) * LAMPAC(2) *
142  SH11 + (SH21 + C21 * CH21))
143  C01 = C11 * NIU(1) * LAMDA(1) / (NIU(1) * LAMPAC(1))
144  C0 = 16 * 7.1 * 1.41 * NIU * PI * LPHIC / (PI * LPHIC * LAMDA(1) * (SH0 + C01 * CH0)) * (-1) *
145  * CHPLA(COS((2.0 * PI * NIUA - PI) / 2.0)) * SIN((2.0 * PI * NIUA - PI) / 2.0)
146  C1 = 0
147  C2 = 1 * (CH11 + C11 * SH11) / (CH21 + C21 * SH21)
148  C3 = 0.2 * (C22 + C31 * SH22) / (CH32 + C31 * SH32)
149  DELTA = DELTA + NIU * LPHIC * C0 * NIU * LAMPAC ** 2 * (CH0 + C01 * SH0) / (2 * PI * NIU)
150  D1 = 1 + NIU * LPHIC * C0 * NIU * LAMPAC ** 2 / (2 * PI * NIU)
151  D2 = 0 * LPHIC * NIU * LAMPAC ** 2 * (CH11 + C11 * SH11) / (2 * PI * NIU) + B22
152  D3 = 0 * LPHIC * NIU * LAMPAC ** 2 * (SH22 + C21 * CH22)
153  D32 = 0 * LPHIC * NIU * LAMPAC ** 2 * (CH22 + C21 * SH22) / (2 * PI * NIU) + B32
154  CONTINUE
155  DELTA = C0 * (DELTA) / 1.41
156  D1 = C0 * (D1) / 1.41
157  D2 = C0 * (D2) / 1.41
158  D3 = C0 * (D3) / 1.41
159  D32 = C0 * (D32) / 1.41
160  D32 = C0 * (D32) / 1.41
161  D32 = C0 * (D32) / 1.41
162  D32 = C0 * (D32) / 1.41
163  D32 = C0 * (D32) / 1.41
164  D32 = C0 * (D32) / 1.41
165  D32 = C0 * (D32) / 1.41
166  D32 = C0 * (D32) / 1.41
167  D32 = C0 * (D32) / 1.41
168  D32 = C0 * (D32) / 1.41
169  D32 = C0 * (D32) / 1.41
170  D32 = C0 * (D32) / 1.41
171  D32 = C0 * (D32) / 1.41
172  D32 = C0 * (D32) / 1.41
173  D32 = C0 * (D32) / 1.41
174  D32 = C0 * (D32) / 1.41
175  D32 = C0 * (D32) / 1.41
176  D32 = C0 * (D32) / 1.41
177  D32 = C0 * (D32) / 1.41
178  D32 = C0 * (D32) / 1.41
179  D32 = C0 * (D32) / 1.41
180  D32 = C0 * (D32) / 1.41
181  D32 = C0 * (D32) / 1.41
182  D32 = C0 * (D32) / 1.41
183  D32 = C0 * (D32) / 1.41
184  D32 = C0 * (D32) / 1.41
185  D32 = C0 * (D32) / 1.41
186  D32 = C0 * (D32) / 1.41
187  D32 = C0 * (D32) / 1.41
188  D32 = C0 * (D32) / 1.41
189  D32 = C0 * (D32) / 1.41
190  D32 = C0 * (D32) / 1.41
191  D32 = C0 * (D32) / 1.41
192  D32 = C0 * (D32) / 1.41
193  D32 = C0 * (D32) / 1.41
194  D32 = C0 * (D32) / 1.41
195  D32 = C0 * (D32) / 1.41
196  D32 = C0 * (D32) / 1.41
197  D32 = C0 * (D32) / 1.41
198  D32 = C0 * (D32) / 1.41
199  D32 = C0 * (D32) / 1.41
200  D32 = C0 * (D32) / 1.41

```


C
C
C

VARIATIA INDUCTIEI MAGNETICE IN INTREFIERUL MOTORULUI LINEAR

```

1  REAL LI,LO,LMIC,I,MIU(3),MIU0,KN,KNIU1,KNIU2,KNIU3,NIUA,
2  * NIUQA,KNIU4,KNIU,LANDAO,L,MIU1R,MIU2R,MIU3R
3  COMPLEX SH,CH,TT,LANDA(3),SH11,CH11,SH21,CH21,SH22,CH22,SH32,CH
4  * 2,SH33,CH33,C31,C21,C11,C01,C0,C1,C2,C3,BDELTA,B1,B2,B3,J,
5  *SH0,CH0,BDX,BDY
6  DIMENSION SI(3),X(>1),Y(21),BDELTX(21),BDELTY(21)
7  SH(TT)=(CEXP(TT)-CEXP(-TT))/2.
8  CH(TT)=(CEXP(TT)+CEXP(-TT))/2.
9  J=CMPLX(0.,1.)
10 READ(105,2)Z1,TAU,EPS,L,LI,LO,H,C,P,W,Q,(SI(N10),N10=1,3),DELTA,
11 *DELTA1,DELTA2,DELTA3,F1,F1,I
12 2 FORMAT(7F10,0)
13 WRITE(108,3)Z1,TAU,EPS,H,C,P,W,Q,I,L,LI,LO,F1,F1,(SI(N10),N10=1,3
14 *),DELTA,DELTA1,DELTA2,DELTA3
15 3 FORMAT(///,' ',58X,'DATE DE INTRARE',/,',',57X,17(' '),///,' ',
16 1'Z1 =',F4,0,6X,'TAU =',F5,3,5X,'EPS =',F4,2,5X,'H =',F6,5,5X,'Q =',
17 2,F6,5,5X,'P =',F4,6,7X,'W =',F5,0,5X,'Q =',F5,2,/,',',30X,'I =',F
18 36,2,5X,'L =',F5,3,6X,'LI =',F5,3,5X,'LO =',F5,3,5X,/,',',16X,'F1
19 4=',F5,0,5X,'FI =',F5,2,5X,'SI1 =',E8,2,' SI2 =',E8,2,' SI3 =',E8,2
20 5,/,',',30X,'DELTA =',F6,4,' DELTA1 =',F5,4,' DELTA2 =',F5,4,' DELT
21 6A3 =',F5,4)
22 WRITE(108,73)
23 73 FORMAT(36X,59(' '),/,36X,' ',9X,' ',4(11X,' '),/,36X,' * NR.CRT, =
24 1 X * BDELTX * Y * BDELTY *',/,36X,' ',9X,' ')
25 24(11X,' '),/,36X,59(' '))
26 MIU0=0.125664E-05
27 PI=3.141592654
28 OMEGA=2*PI*F1
29 LMIC=LI+LO
30 ALFA=(LI+2*PI)/(LMIC+Z1)
31 MIU1R=1.
32 MIU2R=447.8
33 MIU3R=447.8
34 MIU(1)=MIU1R*MIU0
35 MIU(2)=MIU2R*MIU0
36 MIU(3)=MIU3R*MIU0
37 DO 127 I1=1,21
38 S=1.
39 BDELTA=(0.,0.)
40 X(I1)=LMIC/20.*(I1-1)
41 Y(I1)=L/20.*(I1-1)
42 BDX=(0.,0.)
43 BDY=(0.,0.)
44 DO 110 N3=1,4
45 N=-1+2*N3
46 KN=(L/2/H)**2/((L/2/H)**2-N**2)*(SIN(PI*N*(L+H)/L)/N-2*N*COS(PI*
47 *N*C/L)/L)
48 NIUMAX=(2*Z1+P)*(LO+LI)/LI=1,1
49 N5=2*NIUMAX+1
50 DO 110 N4=1,N5
51 NIU=-(NIUMAX+1)+N4
52 IF(NIU.EQ.0) GO TO 110
53 NIUA=NIU*ALFA
54 NIUQA=NIU*Q*ALFA
55 KNIU1=SIN(NIU*(2*Q-EPS)*ALFA/2)
56 IF(SIN(NIUA).GT.1,E-6) GO TO 4
57 KNIU2=4
58 GO TO 6
59 4 KNIU2=SIN(NIUQA/2)/SIN(NIUA/2)
60 6 IF(COS(NIUQA).GT.1,E-6) GO TO 8
61 KNIU3=2*P*COS(2*P*NIUQA)*(-1)
62
63
64

```

```
65 GO TO 70
66 * KNIU3=SIN(2*PI*NIUQA)/COS(NIUQA)
67 70 KNIU4=COS((NIUQA-PI)/2)
68 KNIU=KNIU1+KNIU2+KNIU3+KNIU4
69 LANDA0=SQRT((NIU+2*PI/LMIC)**2+(N-PI/L)**2)
70 DO 15 N10=1,3
71 71) LANDA(N10)=CSQRT(LANDA0**2+J*(1-NIU*(1-S))*2*Q*ALFA/PI)*UMEGA*
72 *MIU(N10)*SI(N10)
73 D1=-DELTA1
74 D2=-DELTA1-DELTA2
75 D3=-DELTA1-DELTA2-DELTA3
76 SH0=SINH(LANDA0*DELTA)
77 CH0=COSH(LANDA0*DELTA)
78 SH1=SH(LANDA(1)*D1)
79 CH1=CH(LANDA(1)*D1)
80 SH21=SH(LANDA(2)*D1)
81 CH21=CH(LANDA(2)*D1)
82 SH22=SH(LANDA(2)*D2)
83 CH22=CH(LANDA(2)*D2)
84 SH32=SH(LANDA(3)*D2)
85 SH33=SH(LANDA(3)*D3)
86 CH33=CH(LANDA(3)*D3)
87 CH32=CH(LANDA(3)*D2)
88 C31 = (MIU(3)*LANDA0*CH33-MIU0*LANDA(3)*SH33)/(MIU0*LANDA(3)*CH33-
89 *MIU(3)*LAND10*SH33)
90 C21 = (MIU(2)*LANDA(3)*CH22*(SH32+C31*CH32)-MIU(3)*LANDA(2)*SH22*
91 1(CH32+C31*SH32))/(MIU(3)*LANDA(2)*CH22+(CH32+C31*SH32)-MIU(2)*LAND
92 2A(3)*SH22*(SH32+C31*CH32))
93 C11 = (MIU(1)*LANDA(2)*CH11*(SH21+C21*CH21)-MIU(2)*LANDA(1)*SH11*
94 1(CH21+C21*SH21))/(MIU(2)*LANDA(1)*CH11*(CH21+C21*SH21)-MIU(1)*LAND
95 2A(2)*SH11*(SH21+C21*CH21))
96 C01=MIU0*LANDA(1)/(MIU(1)*LANDA0)
97 C0=16*W*I*1.41*KNIU*MIU0/(PI+LMIC*LANDA0*(SH0+C01*CH0))*(-1)*
98 *CMPLX(COS((NIUQA-PI)/2.),SIN((NIUQA-PI)/2.))
99 C1=C0
100 C2=C1*(CH11+C11*SH11)/(CH21+C21*SH21)
101 C3=C2*(CH22+C21*SH22)/(CH32+C31*SH32)
102 BDX=BDX+(J*LMIC*C0+KN*LANDA0**2*(CH0+C01*SH0)/(2*PI*NIU)*CEXP(-J*N
103 *IU+2*PI*X(I1)/LMIC))
104 BDY=BDY+(J*LMIC*C0+KN*LANDA0**2*(CH0+C01*SH0)/(2*PI*NIU)*COS(N*PI*
105 *Y(I1)/L))
106 110 CONTINUE
107 BDELTX(I1)=CABS(BDX)/1.41
108 BDELT(Y(I1)=CABS(BDY)/1.41
109 120 CONTINUE
110 WRITE(108,7/)(I1,X(I1),BDELTX(I1),Y(I1),BDELT(Y(I1),I1=1,41)
111 7/ FORMAT((36X,'*',9X,'*',4(11X,'*'),/,36X,'*',3X,'3.3X,'*',4(F10.0,
112 11X,'*'),/,36X,'*',9X,'*',4(11X,'*'),/,36X,59(1H*),1X,2X))
113 120 CONTINUE
114 STOP
115 END
```

C
C
C

CALCULUL FORTELOR, PUTERILOR SI FACTORULUI DE PUTERE LA S.1

```

1 REAL LI,LO,LMIC,I,MIU(3),MIUO,KN,KNIU1,KNIU2,KNIU3,NIUA,
2
3
4 * NIUGA,KNIU4,KNIU5,LANDAO,L,MIU1R,MIU2R,MIU3R
5 COMPLEX SH,CH,TT,LANDA(3),SH11,CH11,SH21,CH21,SH32,CH3
6 *2,SH33,CH33,C31,C21,C11,C01,C0,C1,C2,C3,BDELTA,B1,B2,B3,J
7
8 *SHO,CHO,ST
9 DIMENSION BO(41),HO(41),HO(3)
10 COMMON /BLOC/HO
11 COMMON BO
12 SH(TT)=(CEXP(TT)-CEXP(-TT))/2.
13 CH(TT)=(CEXP(TT)+CEXP(-TT))/2.
14 J=CMPLX(0.,1.)
15 DO 1 NN=1,41
16 1 BO(NN)=0.05*(NN-1)
17 READ(105,2)Z1,TAU,EPS,L,LI,LO,H,C,P,W,Q,(R0(N10),N10=1,3),DELTA,
18 *DELTA1,DELTA2,DELTA3,FI,F1,S,R,X
19 2 FORMAT(7F10.0)
20 WRITE(108,3)Z1,TAU,EPS,H,C,P,W,Q,S,L,LI,LO,F1,FI,(R0(N10),N10=1,3
21 *)DELTA,DELTA1,DELTA2,DELTA3
22 3 FORMAT(///,1,58X,1DATE DE INTRARE',/,1,57X,17(1,1),/,/,1,2X,
23 1'Z1 ',F4.0,6X,1TAU ',F4.2,5X,1EPS ',F4.2,5X,1H ',F6.5,5X,1C ',
24 2,F6.5,5X,1P ',F4.0,7X,1W ',F5.0,5X,1Q ',F5.2,/,/,1,30X,1S ',F
25 36.2,5X,1L ',F5.3,6X,1LI ',F5.3,5X,1LO ',F5.3,5X,/,/,1,16X,1F1
26 4',F5.0,5X,1FI ',F5.2,5X,1R01 ',E8.2,1R02 ',E8.2,1R03 ',E8.2
27 5,/,/,1,30X,1DELTA ',F6.4,1DELTA1 ',F5.4,1DELTA2 ',F5.4,1DELT
28 6A3 ',F5.4)
29 WRITE(108,9)
30 9 FORMAT(///,1,24X,83(1,1),/,/,1,24X,1,1,5X,1,1,7X,1,1,8X,1,1,4(7X
31 1,1,1),3(8X,1,1),/,/,1,24X,1,* S * FX * FZ *BRDELTA* BR1
32 2 * PA * PQ * P1 * Q1 * COSFI',/,/,1,24X,1,1,5X,
33 3,1,7X,1,1,8X,1,1,4(7X,1,1),/,/,1,24X,83(1,1))
34 MIUO=0.125664E-05
35 PI=3.141592654
36 OMEGA=2*PI*F1
37 LMIC=LI+LO
38 ALFA=(LI*2*PI)/(LMIC*Z1)
39 MIU1R=1.
40 MIU2R=947.8
41 MIU3R=947.8
42 MIU(1)=MIU1R*MIUO
43 MIU(2)=MIU2R*MIUO
44 MIU(3)=MIU3R*MIUO
45 79 DO 120 N2=2,6
46 I=0.2*(N2-1.)
47 FX=0.
48 FZ=0.
49 BUDELTA=(0.,0.)
50 B1=(0.,0.)
51 B2=(0.,0.)
52 B3=(0.,0.)
53 ST=(0.,0.)
54 DO 110 N3=1,4
55 N=-1+2*N3
56 KN=(L/2/H)**2/((L/2/H)**2+N**2)*(SIN(PI*N*(C+H)/L)/N+2*H*COS(PI*
57 *N*C/L)/L)
58 NIUMAX=(2*Z1+P)*(LI+LO)*1.1/LI
59 N5=2*NIUMAX+1
60 DO 110 N4=1,N5
61 NIU=(NIUMAX+1)+N4
62 IF(NIU.EQ.0) GO TO 110
63 KNIU1=SIN(NIU*(2*Q=EPS)*ALFA/2)
64 NIUR=NIU*ALFA
65 NIUGA=NIU*Q*ALFA
66 IF(SIN(NIUGA).GT.1.E-6) GO TO 4

```

```

67      KNIU2=Q
68      GO TO 6
69      4 KNIU2=SIN(NIUQA/2)/SIN(NIU/2)
70      6 IF(CBS(NIUQA).GT.1.E-6) GO TO 8
71      KNIU3=2.P.CBS(2.P.NIUQA)*(-1)
72      GO TO 10
73      8 KNIU3=SIN(2.P.NIUQA)/CBS(NIUQA)
74      10 KNIU4=CBS((NIUQA-PI)/2)
75      KNIU=KNIU1*KNIU2*KNIU3*KNIU4
76      LANDAO=SQRT((NIU**2*PI/LMIC)**2+(N*PI/L)**2)
77      DO 15 N10=1,3
78      15 LANDA(N10)=CSQRT(LANDAO**2+J*(1-NIU*(1-S)**2+.ALFA/PI)*NIUQA)
79      MIU(N10)/R0(N10)
80      D1=-DELTA1
81      D2=-DELTA1-DELTA2
82      D3=-DELTA1-DELTA2-DELTA3
83      SH0=SH(LANDA0*DELTA)
84      CH0=CH(LANDA0*DELTA)
85      SH1=SH(LANDA(1)*D1)
86      CH1=CH(LANDA(1)*D1)
87      SH2=SH(LANDA(2)*D1)
88      CH2=CH(LANDA(2)*D1)
89      SH22=SH(LANDA(2)*D2)
90      CH22=CH(LANDA(2)*D2)
91      SH32=SH(LANDA(3)*D2)
92      SH33=SH(LANDA(3)*D3)
93      CH33=CH(LANDA(3)*D3)
94      CH32=CH(LANDA(3)*D2)
95      C31=(MIU(3)*LANDAO*CH33-MIU0*LANDA(3)*SH33)/(MIU0*LANDA(3)*CH33
96      MIU(3)*LANDAO*SH33)
97      C21=(MIU(2)*LANDA(3)*CH22*(SH32+C31*CH32)-MIU(3)*LANDA(2)*SH22
98      1(CH32+C31*SH32))/(MIU(3)*LANDA(2)*CH22*(CH32+C31*SH32)-MIU(2)*LA
99      2A(3)*SH22*(SH32+C31*CH32))
100     C11=(MIU(1)*LANDA(2)*CH11*(SH21+C21*CH21)-MIU(2)*LANDA(1)*SH11
101     1(CH21+C21*SH21))/(MIU(2)*LANDA(1)*CH11*(CH21+C21*SH21)-MIU(1)*LA
102     2A(2)*SH11*(SH21+C21*CH21))
103     C01=C11*MIU0*LANDA(1)/(MIU(1)*LANDAO)
104     C0=16*W*I*1.41*KNIU*MIU0/(PI*LMIC*LANDAO*(SH0+C01*CH0))*(-1)
105     CMPLX(CBS((NIUQA-PI)/2.),SIN((NIUQA-PI)/2.))
106     C1=C0
107     C2=C1*(CH11+C11*SH11)/(CH21+C21*SH21)
108     C3=C2*(CH22+C21*SH22)/(CH32+C31*SH32)
109     FX=FX+L*LMIC**2*LANDAO**3/(8*PI*MIU0*NIU)*KN**2*(CABS(C0))**2
110     AIMAG(C01)
111     FZ=FZ+L*LMIC**3*LANDAO**4/(32*PI**2*MIU0*NIU**2)*KN**2*(CABS(C0))
112     **2*(1-(CABS(C01))**2))
113     BDELTA=BDELTA+J*LMIC*C0*KN*LANDAO**2*(CH0+C01*SH0)/(2*PI*NIU)
114     B1=B1+J*LMIC*C0*KN*LANDAO**2/(2*PI*NIU)
115     B2=B2+J*LMIC*C1*KN*LANDAO**2*(CH11+C11*SH11)/(2*PI*NIU)
116     B3=B3+J*LMIC*C2*KN*LANDAO**2*(CH22+C21*SH22)/(2*PI*NIU)
117     ST=ST+J*OMEGA*C0**2*KN**2*LANDAO*(LMIC**2*N**2+.L**2*NIU**2)*(CH
118     1+C01*SH0)*(SH0+C01*CH0)/(4*MIU0*LMIC*NIU**2)
119     110 CONTINUE
120     BRDELTA=CABS(BDELTA)/1.41
121     BR1=CABS(B1)/1.41
122     BR2=CABS(B2)/1.41
123     BR3=CABS(B3)/1.41
124     IF(MIU1R.EQ.1)GO TO 21
125     CALL MIUR1(BR1,MIU1R)
126     21 CONTINUE
127     IF(MIU2R.EQ.1)GO TO 22
128     CALL MIUR1(BR2,MIU2R)
129     22 CONTINUE
130     IF(MIU3R.EQ.1)GO TO 23
131     CALL MIUR1(BR3,MIU3R)
132     23 CONTINUE

```

```

133 SWICI=0.
134 200 IF (ABS(MIU2R=MIU(2)/MIU0).LE.20.) GO TO 205
135 SWICI=1.
136 MIU(2)=(MIU(2)/MIU0+SIGN(20.,(MIU2R=MIU(2)/MIU0)))*MIU0
137 205 IF (ABS(MIU3R=MIU(3)/MIU0).LE.20.) GO TO 208
138 SWICI=1.
139 MIU(3)=(MIU(3)/MIU0+SIGN(20.,(MIU3R=MIU(3)/MIU0)))*MIU0
140 208 IF (SWICI.EQ.1) GO TO 79
141 PA=REAL(ST)
142 PQ=AIMAG(ST)
143 PA=ABS(PA)
144 PQ=ABS(PQ)
145 P1=PA+2.*R*I**2
146 Q1=Q+2.*X*I**2
147 COSF11=P1/SQRT(P1**2+Q1**2)
148 WRITE(108,66) S,FX,FZ,BRDELTA,BR1,PA,PQ,P1,Q1,COSF11
149 66 FORMAT(' ',24X,' ',5X,' ',7X,' ',8X,' ',4(7X,' '),3(8X,' '),/
150 ' ',24X,' ',F4.1,' ',F6.2,' ',F7.2,' ',4(F6.2,' '),3(F7.
151 '21,' '),/,' ',24X,' ',5X,' ',7X,' ',8X,' ',4(7X,' '),3(8X,' '
152 '3),/,' ',24X,83(' '))
153 120 CONTINUE
154 STOP
155 END

```

```

1 SUBROUTINE MIUR1(B,MIUR)
2 REAL MIUR
3 DIMENSION B0(41),HO(41)
4 COMMON /BL0C/HO
5 COMMON B0
6 IF (B.GE.2..OR.B.LT.0.) GO TO 10
7 IF (B.LT.2) GO TO 3
8 MIUR=50.
9 RETURN
10 3 IF (B.GE.0.00) GO TO 4
11 MIUR=1200.
12 RETURN
13 4 I=B/0.05+1
14 H=HO(I)+(HO(I+1)-HO(I))/0.05*(B-B0(I))
15 MIUR=B/H/(4.3*14E=7)
16 RETURN
17 10 WRITE(108,12)B
18 12 FORMAT('/',10X,1ERDARE ( B = 1,F10.5)
19 END

```

RL212 23/02/77 08.30.00

```

1 BLOCK DATA
2 DIMENSION HO(41)
3 COMMON /BL0C/HO
4 DATA HO/0.,2.,8.,126.,168.,210.,252.,294.,336.,378.,420.,462.,
5 .504.,546.,588.,630.,672.,714.,756.,798.,840.,882.,924.,966.,1008.,
6 .1050.,1092.,1134.,1176.,1218.,1260.,1400.,1620.,1920.,2270.,2770.,
7 .3400.,6000.,9000.,150000.,340000./
8 END

```

```

1      C
2      C   CALCULUL CARACTERISTICII MECANICE A MOTORULUI ÎNȚIAR BILATERAL
3      C
4      REAL LI, LŃ, LMIC, I, MIUO, KN, KNIU1, KNIU2, KNIU3, KNIUA, NIUA, NIUGA, KNIU.
5      •LANDAO, L, MIUIR, MIU1
6      COMPLEX LANDA1, SH1, CH1, C11, C01, C0, C1, BDEI TA, B1, J, SHC, CHŃ
7      J=CMPLX(0.,i.)
8      25 READ(105,2,END=13)Z1,TAU,EPS,L,LI,LŃ,H,C,P,W,D,R01,MIUIR,DELTA,
9      •DELTA1,F1, I
10     2 FORMAT(7F10.0)
11     WRITE(108,3) F1, I, P, L, R01, TAU, EPS, LI, DEI TA, H, W, LO, DELTA1, C, J,
12     •FI, MIUIR
13     3 FORMAT(///,1,58X, 'DATE DE INTRARE',/,/,1,57X,17(10'),///,1,
14     131X, 'F1 = ',F3.0, ' Z1 = ',F6.0, ' P = ',F5.0, ' L = ',F5.3, ' RŃ
15     21 = ',E7.2,/,/,1,40X, 'TAU = ',F6.3, ' EPS = ',F5.1, ' LI = ',
16     3F5.3, ' DELTA = ',F5.4, /,/,1,40X, 'H = ',F6.3, ' W = ',F5.1,
17     4, ' LO = ',F5.3, ' DELTA1 = ',F5.4, /,/,1,40X, 'C = ',F6.3, ' J = ',
18     5, 'F5.1, ' FI = ',F5.3, ' MIUIR = ',F5.1)
19     WRITE(108,9)
20     9 FORMAT(///,1,38X,55(10'),/,/,1,38X,1,2(6X,10'),4(9X,10'),/,
21     139X,1,1,3X,11,2X,1,3X,1,2X,1,4X,1,FX,1,3X,1,4X,1,5Z,1,3X,
22     2, ' BRDELTA = ' BR1 = /,/,1,38X,1,2(6X,10'),4(9X,10'),/,/,1,
23     338X,55(10'))
24     MIUO=0.125664E-5
25     PI=3.141592654
26     9MEGA=2*PI*F1
27     LMIC=LI+LO
28     ALFA=(LI+2*PI)/(LMIC*Z1)
29     MIU1=MIUIR*MIUŃ
30     I=1.5
31     C0 120 N2=1.6
32     S=0.2*(N2-1)
33     79 FX=0.
34     FZ=0.
35     BDELTA=(0.,0.)
36     B1=(0.,0.)
37     D0 110 N3=1.4
38     N=1+2*N3
39     KN=(L/2/H)**2/((L/2/H)**2+N**2)*(SIN(PI*N*(C+H)/L)/N+2*H*COS(PI*
40     •N*C/L)/L)
41     NIUMAX=(2*I+P)*(LO+LI)/LI*1.1
42     N5=2*NIUMAX+1
43     D0 110 N4=1,N5
44     NIU=(NIUMAX+1)+N4
45     IF(NIU.EQ.0) GO TO 110
46     NIUA=NIU*ALFA
47     NIUGA=NIU*Q*ALFA
48
49     KNIU1=SIN(NIU*(2*Q+EPS))*ALFA/2)
50     IF(SIN(NIUA).GT.1.E-6) GO TO 4
51     KNIU2=Q
52     GO TO 6
53     4 KNIU2=SIN(NIUGA/2)/SIN(NIUA/2)
54     6 IF(COS(NIUGA).GT.1.E-6) GO TO 8
55     KNIU3=(2*P-1.)*SIN((2*P-1.)*NIUGA)/SIN(NIUGA)
56     GO TO 1)
57     8 KNIU3=COS((2*P-1.)*NIUGA)/COS(NIUGA)

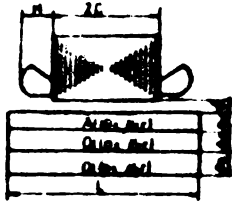
```

TCIL6P1B 13/04/77 15.10.40


```
57 Tn KNJU4=COS((NIUGA=FI)/2)
58 KNJU0KNJU1=KNJU2=KNJU3=KNJU6
59 LANDA0=SQRT((NIU=2*PI/LMIC)**2+(h=PI/L1)**2)
60 LANDA1=CSQRT(LANDA0**2+J**2) NIU=(1-S)**2**ALFA/PI OMEGA=MID1/R0
61 SH0=(EXP(LANDA1*DELTA)+EXP(-LANDA0*DELTA))/2
62 CH0=(EXP(LANDA1*DELTA)-EXP(-LANDA0*DELTA))/2
63 SH1=(EXP(LANDA1*DELTA1/2)-EXP(-LANDA1*DELTA1/2))/2
64 CH1=(EXP(LANDA1*DELTA1/2)+EXP(-LANDA1*DELTA1/2))/2
65 C11=SH1/CH1
66 C01=LANDA1/(LANDA0*MJU1R)*C11
67 C016=h*I*1.41*KNJU0*MJU0/(PI*LMIC*LANDA1*(SH0+C01*CH0))*J
68 *CMPLX(COS((NIUGA=FI)/2))/SIN((NIUGA=FI)/2)
69 C1=CO
70 FX=FX+L*LMIC**2*LANDA0**3/(8*PI*MJU0*NIU)*KN**2*(CABS(C0))**2
71 *AIMAG(C01)
72 FZ=FZ+L*LMIC**2*LANDA0**4/(32*PI**2*MJU0*NIU**2)*KN**2*(CABS(C0))
73 **2*(1*(CABS(C01)**2))
74 BDELTA=BDELTA+.1*LMIC*C0*KN*LANDA0**2*(CH0+C01*SH0)/(2*PI*NIU)
75 B1=B1+J*LMIC*C1*KN*LANDA0**2*(CH1+C11*SH1)/(2*PI*NIU)
76 i1n CONTINUE
77 BRDELTA=CABS(BDELTA)
78 BR1=CABS(B1)
79 WRITE(108,66) 1,S,FX,FZ,BRDELTA,BR1
80 *6 FORMAT('1',38X,'1',2(6X,'1',4(9X,'1',1),/,'1',3RX,'1',2(65.2,'1',
81 1,F8.3,'1',F8.7,'1',2(F8.6,'1',),/,'1',3RX,'1',2(6X,'1',),4(9X,
82 2,'1',),/,'1',38X,55('1'))
83 i2n CONTINUE
84 GO TO 25
85 i3 STOP
86 END
```

DATE OF SURVEY
.....

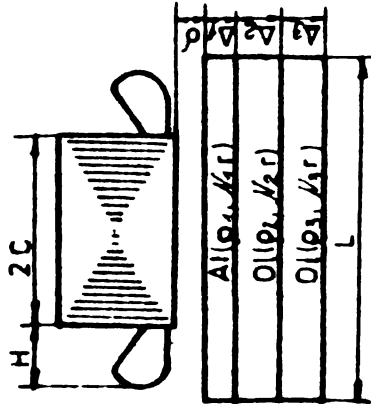
11 = 10, TAN = .02 OFI = .00 n = .01300 L = .02000 P = 4, W = 240, S = 1.00
 1 = .00 L = .000 LI = .195 LU = .000
 P1 = 50, P2 = 1.37 A01 = .300-07 A02 = .140-00 A03 = .140-00
 B01A = .0010 B01A1 = .0010 B01A2 = .0033 B01A3 = .0033



I	0	PA	PA	0000LTA	001	002	003	01010	01020	01030
	.0	-1.30	46.20	.073	.007	.003	.007	1.0	947.0	947.0
	.2	.50	45.07	.072	.006	.004	.017	1.0	947.0	947.0
	.4	1.10	43.20	.071	.003	.003	.009	1.0	947.0	947.0
0.4										
	.0	2.20	44.53	.070	.004	.002	.003	1.0	947.0	947.0
	.8	3.00	43.70	.069	.003	.001	.001	1.0	947.0	947.0
	1.0	3.60	42.09	.067	.002	.000	.001	1.0	947.0	947.0
	.0	-0.60	39.00	.109	.100	.098	.011	1.0	947.0	947.0
	.2	1.32	38.21	.108	.099	.096	.023	1.0	947.0	947.0
	.4	3.20	36.83	.107	.097	.093	.008	1.0	947.0	947.0
0.6										
	.0	5.09	33.24	.103	.094	.093	.003	1.0	947.0	947.0
	.8	6.76	33.40	.103	.094	.092	.002	1.0	947.0	947.0
	1.0	8.27	31.51	.101	.092	.090	.002	1.0	947.0	947.0
	.0	-1.53	103.04	.146	.134	.130	.016	1.0	947.0	947.0
	.2	2.33	103.40	.144	.132	.129	.034	1.0	947.0	947.0
	.4	3.84	103.04	.142	.130	.126	.011	1.0	947.0	947.0
0.8										
	.0	9.00	98.21	.140	.128	.124	.007	1.0	947.0	947.0
	.8	12.01	93.04	.138	.123	.122	.003	1.0	947.0	947.0
	1.0	14.71	91.37	.133	.123	.120	.002	1.0	947.0	947.0
	.0	-2.39	106.12	.102	.107	.103	.018	1.0	947.0	947.0
	.2	3.07	105.09	.100	.103	.101	.042	1.0	947.0	947.0
	.4	9.17	107.07	.100	.102	.100	.013	1.0	947.0	947.0
1.0										
	.0	14.15	103.40	.173	.139	.133	.000	1.0	947.0	947.0
	.8	18.77	100.69	.172	.137	.133	.003	1.0	947.0	947.0
	1.0	22.90	103.07	.169	.134	.130	.003	1.0	947.0	947.0

DATE DE INTRARE

Z1 = 18. TAU = .02 EPS = .00 H = .01200 C = .02800 P = 4. W = 240. Q = 1.00
 I = .80 L = .050 LI = .195 L0 = .000
 F1 = 50. FI = 1.05 R03 = .30E-07 R02 = .14E-06 R03 = .14E-06
 DELTA = .0010 DELTA1 = .0010 DELTA2 = .0035 DELTA3 = .0035



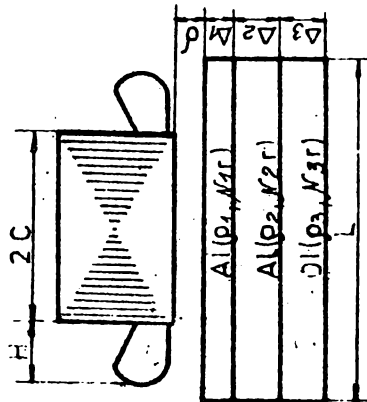
S	FZ	BRDELTA	BR1	BR2	BR3	MIU1R	MIU2R	MIU3K
.0	-3.10	.162	.150	.147	.014	1.0	947.8	947.8
.2	.63	.158	.146	.143	.032	1.0	947.8	947.8
.4	6.01	.153	.141	.138	.010	1.0	947.8	947.8
.6	7.16	.147	.135	.132	.005	1.0	947.8	947.8
.8	10.07	.141	.130	.126	.004	1.0	947.8	947.8
1.0	12.76	.135	.123	.120	.002	1.0	947.8	947.8

•STCP•

DATE DE INTRARE

ANEXA 9

Z1 = 18. TAU = .02 EPS = .00 H = .01500 U = .02800 P = 4. W = 240. Q = 1.00
 I = .60 L = .100 LI = .195 LO = .000
 FI = .79 R01 = .30E+07 M02 = .14E+06 R03 = .14E+06
 DELTA = .0010 DELTA1 = .0010 DELTA2 = .0035 DELTA3 = .0035



S	FX	FZ	BRDELTA	BR1	BR2	BR3	MIU1R	MIU2R	MIUSR
.0	-4.87	102.90	.166	.154	.152	.014	1.0	947.8	947.8
.2	-1.26	101.98	.161	.150	.147	.030	1.0	947.8	947.8
.4	2.02	100.32	.155	.144	.141	.010	1.0	947.8	947.8
.6	5.09	98.35	.149	.137	.134	.004	1.0	947.8	947.8
.8	7.96	96.06	.142	.130	.127	.004	1.0	947.8	947.8
1.0	10.62	93.53	.134	.122	.119	.002	1.0	947.8	947.8

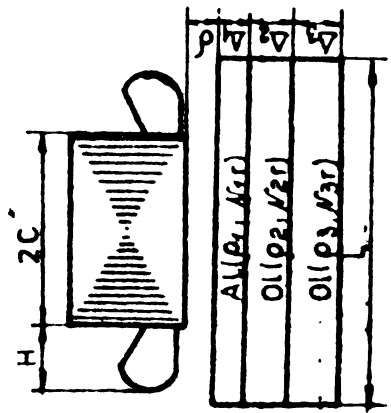
•STOP•

DATZ DE INTRARE

ANEXA 10

Z1 = 18. TAU = .02 EPS = .00 H = .01500 C = .02500 P = 4. W = 240. Q = 1.00
 I = .80 L = .080 LI = .195 LO = .000
 FI = 1.07 HU1 = .30E-07 R82 = .14E-06 R83 = .14E-06

DELTA 2 = .0010 DELTA 1 = .0010 DELTA 2 = .0035 DELTA 3 = .0035



S	FX	FZ	BRDELTA	BR1	BR2	BR3	MIU1R	MIU2R	MIU3R
.0	.53	116.37	.147	.134	.131	.068	1.0	947.8	947.8
.2	.61	105.05	.146	.130	.130	.062	1.0	947.8	947.8
.4	1.47	107.55	.146	.130	.130	.048	1.0	947.8	947.8
.6	2.26	117.08	.145	.130	.130	.036	1.0	947.6	947.8
.8	3.06	116.64	.145	.130	.129	.027	1.0	947.6	947.8
1.0	3.83	115.21	.143	.132	.129	.021	1.0	947.6	947.6

STAD

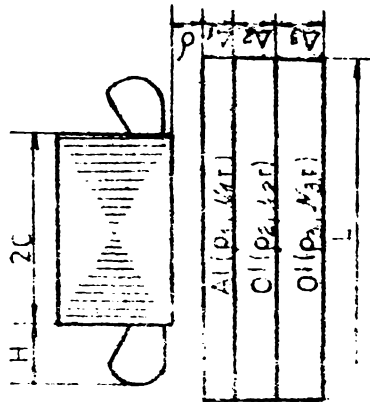
UATE DE INTRARE

Z1 = 18. 1AU = .02 EPS = .00 H = .07500 U = .02800 P = 4. W = 240. Q = 1.00

I = .80 L = .000 LI = .195 LU = .000

FI = 1.57 RC1 = .50E-07 K02 = .14E-06 RD3 = .14E-06

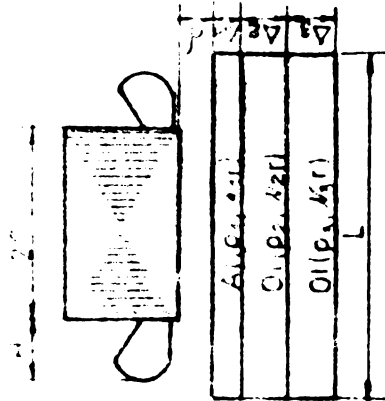
DELTA = .0010 DELTAT = .0010 DELTAS = .0035



S	FX	FZ	BRDELTA	BR1	BR2	BR3	MIU1R	MIU2R	MIU3R
.0	-64	107.54	.147	.135	.131	.056	1.0	947.8	947.8
.2	1.10	106.87	.146	.134	.131	.051	1.0	947.8	947.8
.4	2.67	105.90	.145	.133	.130	.031	1.0	947.8	947.8
.6	4.08	105.07	.145	.132	.129	.020	1.0	947.8	947.8
.8	5.63	104.40	.144	.131	.128	.013	1.0	947.8	947.8
1.0	7.05	103.82	.143	.131	.127	.010	1.0	947.8	947.8

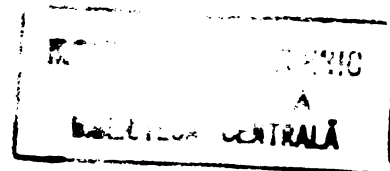
•STOP•

Z1 = 18. TAU = .02 U = .02200 P = . Q = 1.00
 U = .080 LI = .195 LU = .000
 ROT = .50E-07 M02 = .14E-06 R03 = .14E-06
 DELTA1 = .0010 DELTA2 = .0035 DELTA3 = .0035



- 127 -

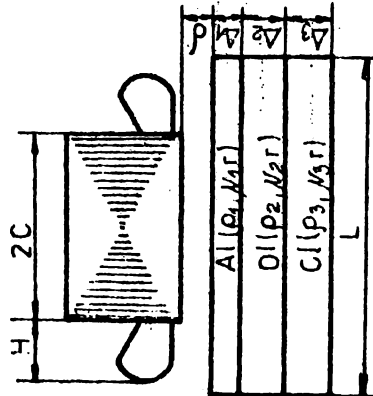
S	FX	FZ	BRDELTA	BR1	BR2	BR3	MJU1R	MJU2R	MJUSR
.0	-1.54	106.67	.147	.135	.131	.040	1.0	947.8	947.8
.2	1.54	105.74	.146	.133	.130	.044	1.0	947.8	947.8
.4	3.79	104.38	.145	.132	.129	.021	1.0	947.8	947.8
.6	5.93	102.93	.145	.131	.127	.014	1.0	947.8	947.8
.8	7.98	101.34	.142	.130	.126	.007	1.0	947.8	947.8
1.0	9.94	99.59	.141	.128	.125	.005	1.0	947.8	947.8



STOP

DATE DE INTRARE

Z1 = 15. TAU = .02 EPS = .00 H = .01500 C = .02800 P = 4. n = 240. Q = 1.00
 I = .80 L = .080 LI = .195 LO = .000
 F1 = 40. F2 = 1.57 R01 = .30E-07 R02 = .14E-05 R03 = .14E-06
 DELTA = .0010 DELTA1 = .0010 DELTA2 = .0035 DELTA3 = .0035



S	FX	FZ	BRBELTA	BR1	BR2	BR3	MIU1R	MIU2R	MIU3R
.6	-1.24	105.85	.146	.134	.131	.020	1.0	947.8	947.8
.2	1.96	104.61	.145	.133	.129	.038	1.0	947.8	947.8
.4	4.85	102.74	.143	.131	.128	.015	1.0	947.8	947.8
.6	7.50	100.64	.142	.129	.126	.009	1.0	947.8	947.8
.8	10.11	98.29	.140	.128	.124	.004	1.0	947.8	947.8
1.0	12.49	95.70	.138	.126	.123	.003	1.0	947.8	947.8

•STOP•

ENTRARE

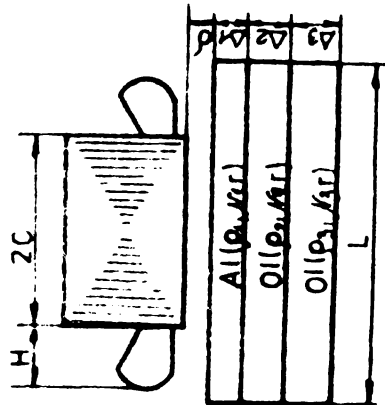
ANEXA 14

Z1 = 18. TAU = .02 EPS = .00 H = .019 P = 4. M = 240. Q = 1.00

I = .80 L = .080 .195 L0 = .000

F1 = 60. FI = 1.57 R01 = .30E+07 K02 = .14E-06 R03 = .14E-06

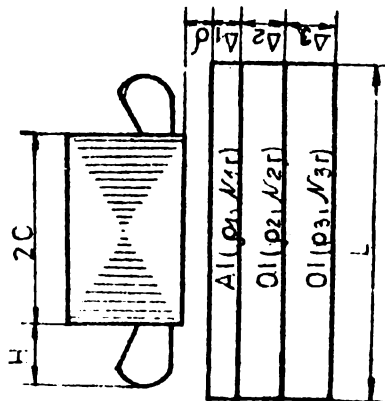
DELTA = .0070 DELTA1 = .0010 DELTA2 = .0035 DELTA3 = .0035



S	FX	FZ	BRDELTA	BR1	BR2	BR3	MIU1R	MIU2R	MIUSR
.0	-1.81	104.25	.146	.133	.130	.007	1.0	947.8	947.8
.2	2.73	102.35	.144	.131	.128	.030	1.0	947.8	947.8
.4	6.77	99.28	.141	.129	.125	.008	1.0	947.8	947.8
.6	10.62	95.68	.138	.126	.123	.005	1.0	947.8	947.8
.8	13.70	91.65	.135	.123	.120	.002	1.0	947.8	947.8
1.0	16.60	87.30	.132	.120	.117	.001	1.0	947.8	947.8

STOP

Z1 = 18. TAU = .02 EPS = .00 H = .01500 U = .02800 P = 4. W = 240. Q = 1.00
 I = .80 L = .100 LI = .195 LU = .000
 F1 = 70. FI = 1.57 R01 = .30E-07 R02 = .14E-06 R03 = .14E-06
 DELTA = .0010 DELTA1 = .0010 DELTA2 = .0035 DELTA3 = .0035

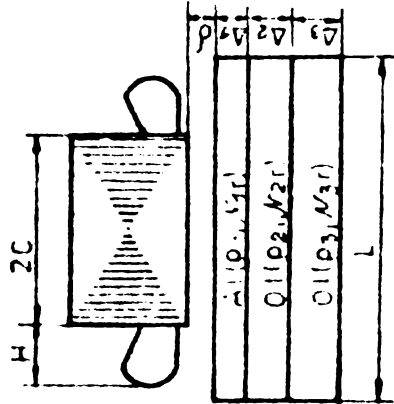


S	FX	FZ	BRDELTA	BR1	BR2	BR3	MIU1R	MIU2R	MIUSR
.0	-2.03	103.25	.145	.133	.130	.005	1.0	947.8	947.8
.2	3.23	100.85	.142	.130	.127	.026	1.0	947.8	947.8
.4	7.84	96.96	.139	.127	.124	.006	1.0	947.8	947.8
.6	11.90	92.39	.136	.124	.120	.003	1.0	947.8	947.8
.8	15.62	87.34	.132	.120	.117	.002	1.0	947.8	947.8
1.0	18.60	82.02	.128	.117	.113	.001	1.0	947.8	947.8

STOP

GATE DE INTRARE

Z1 = 16. TAU = .02 EPS = .00 M = .01200 C = .02800 P = 4. W = 240. Q = 1.00
 I = .80 L = .080 LI = .195 L0 = .000
 F1 = 50. F2 = 1.57 R01 = .30E-07 R02 = .14E-06 R03 = .14E-06
 DELTA = .0010 DELTA1 = .0010 DELTA2 = .0035 DELTA3 = .0035



S	FX	FZ	BRDELTA	BR1	BR2	BR3	MIU1R	MIU2R	MIU3R
.0	-1.53	105.04	.146	.134	.130	.014	1.0	947.8	947.8
.2	2.35	102.48	.144	.132	.129	.034	1.0	947.8	947.8
.4	3.84	101.04	.142	.130	.126	.011	1.0	947.8	947.8
.6	9.06	98.21	.140	.128	.124	.007	1.0	947.8	947.8
.8	12.01	95.04	.138	.125	.122	.003	1.0	947.8	947.8
1.0	16.71	91.57	.135	.123	.120	.002	1.0	947.8	947.8

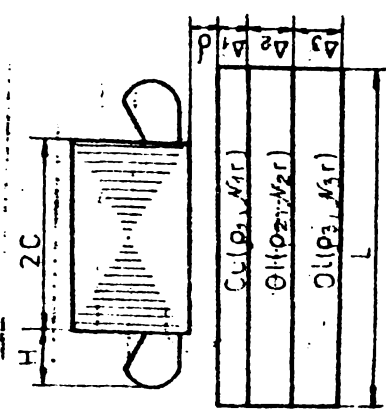
•STOP•

DATE DE INTRARE

ANEXA 17

Z1 = 18. TAU = .02 F = .07500 L = .02800 P = 4. W = 240. S = 1.00
 I = .80 LI = .080 FI = 1.57 RO1 = .17E-07 RO2 = .14E-06 RO3 = .14E-06
 LU = .000

DELTA = .0010 DELTA1 = .0010 DELTA2 = .0035 DELTA3 = .0035



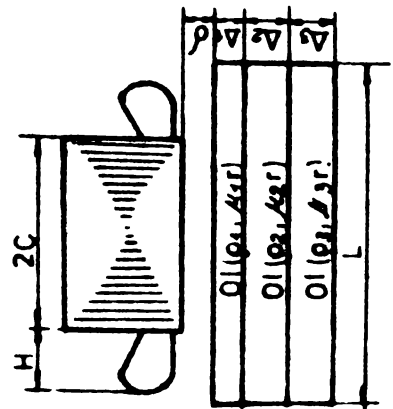
S	FA	FZ	BRDELTA	BR1	BR2	BR3	MIU1R	MIU2R	MIU3R
0	-2.58	102.90	.147	.135	.132	.013	1.0	947.0	947.0
.2	3.58	100.15	.144	.132	.128	.034	1.0	947.8	947.8
.4	8.98	95.42	.140	.127	.124	.011	1.0	947.8	947.8
.6	13.50	89.67	.135	.122	.119	.006	1.0	947.0	947.0
.8	17.43	83.33	.127	.118	.114	.003	1.0	947.8	947.8
1.0	20.52	76.75	.124	.115	.110	.002	1.0	947.0	947.0

STOP

ANEXA 18

DATE DE INTRARE

Z1 = 15. TAU = .02 EPS = .00 H = .01500 U = .02800 P = 4. M = 240. Q = 1.00
 I = .80 L = .080 LI = .195 LU = .000
 FI = 50. R1 = 1.57 R01 = .14E-06 R02 = .14E-06 R03 = .14E-06
 DELTA = .0010 DELTA1 = .0010 DELTA2 = .0035 DELTA3 = .0035

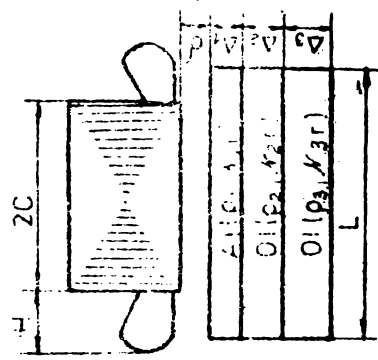


S	FX	FZ	BRDELTA	BR1	BR2	BR3	MIU1R	MIU2R	MJUSR
.0	.27	436.67	.274	.265	.219	.009	947.8	947.8	947.8
.2	2.48	450.35	.271	.262	.195	.047	947.8	947.8	947.8
.4	3.67	422.53	.267	.258	.148	.010	947.8	947.8	947.8
.6	4.52	476.46	.264	.255	.121	.036	947.8	947.8	947.8
.8	5.25	477.41	.262	.253	.115	.004	947.8	947.8	947.8
1.0	5.89	406.99	.260	.251	.089	.002	947.8	947.8	947.8

DATE DE INTRARE

Z1 = 16, TAU = .02 EPS = .00 H = .01500 C = .02800 P = 4, W = 240, G = 1.00
 I = .80 L = .063 LI = .195 LO = .000
 F1 = 50, F2 = 1.57 R01 = .30E-07 R02 = .14E-06 R03 = .14E-06
 DELTA = .0010 DELTA1 = .0010 DELTA2 = .0035 DELTA3 = .0035

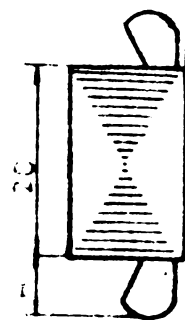
134



S	FA	FZ	BRPELTA	BR1	BR2	BR3	MIH1R	MIU2R	MIU3R
.0	-1.38	90.23	.139	.128	.125	.013	1.0	947.8	947.8
.2	1.74	69.05	.137	.126	.123	.033	1.0	947.8	947.8
.4	6.57	67.12	.135	.124	.121	.016	1.0	947.8	947.8
.6	7.20	84.99	.133	.122	.119	.066	1.0	947.8	947.8
.8	9.63	62.53	.130	.120	.117	.003	1.0	947.8	947.8
1.0	11.87	79.83	.128	.118	.115	.002	1.0	947.8	947.8

DATE DE INTRARE

$\lambda = .80$ $\mu = .100$ $R01 = .30E-07$ $R02 = .14E-06$ $R03 = .14E-06$
 $\Delta T = 1.57$ $C = .02600$ $P = 5.$ $W = 240.$ $\theta = 1.00$
 $LI = .125$ $LO = .000$
 $\Delta T = .0010$ $\Delta T A1 = .0010$ $\Delta T A2 = .0035$ $\Delta T A3 = .0035$



ΔT	Alu (p2, p3)
ΔT	Oil (p2, p3)
ΔT	Oil (p3, p4)
	L

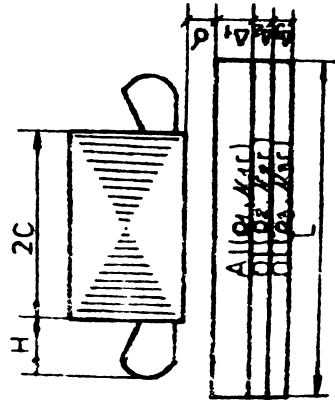
S	FX	FZ	BR DELTA	BR1	BR2	BR3	MIU1R	MIU2R	MIU3R
.0	-1.48	104.84	.145	.133	.129	.014	1.0	947.8	947.8
.2	2.46	103.20	.143	.131	.128	.034	1.0	947.8	947.8
.4	6.02	101.64	.141	.129	.125	.011	1.0	947.8	947.8
.6	9.28	97.69	.139	.127	.123	.097	1.0	947.8	947.8
.8	12.26	94.39	.136	.125	.121	.005	1.0	947.8	947.8
1.0	14.95	90.80	.134	.122	.119	.002	1.0	947.8	947.8

DATE DE IMPRARE

ANEXA 21

Z1 = 18. TAU = .02 EPS = .00 H = .01500 L = .02800 P = 4. M = 240. G = 1.00
 I = .80 LE = .100 LI = .195 LU = .000
 FI = 50. F1 = 1.57 RC1 = .30E-07 K02 = .14E-06 K03 = .14E-06

DELTA = .0010 DELTA1 = .0010 DELTA2 = .0005 DELTA3 = .0005



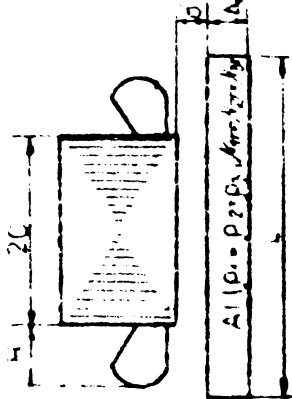
S	FA	FZ	BRDELTA	BR1	BR2	BRS	MIUTM	MAU2R	MIU3R
.0	1.07	102.18	.143	.130	.127	.077	1.0	747.6	747.6
.2	1.97	101.41	.142	.129	.126	.073	1.0	747.6	747.6
.4	3.47	97.83	.140	.128	.125	.069	1.0	747.6	747.6
.6	6.82	97.54	.139	.126	.125	.065	1.0	747.6	747.6
.8	11.91	94.65	.137	.125	.121	.061	1.0	747.6	747.6
1.0	14.75	91.30	.134	.123	.119	.058	1.0	747.6	747.6

•STOP•

DATE DE INTRARE

ANEXA 22

Z1 = 18. TAU = .02 EPS = .00 F = .01500 C = .02800 P = 4. W = 240. Q = 1.00
 I = .80. L = .080 LI = .195 LU = .000
 F1 = 50. F2 = 1.57 R01 = .30E-07 R02 = .30E-07 R03 = .30E-07
 DELTA = .0010 DELTA1 = .0005 DELTA2 = .0005 DELTA3 = .0005



S	FX	FZ	BRDELTA	BR1	BR2	BR3	MIU1R	MIU2R	MIU3R
.0	-1.04	-.08	.036	.023	.019	.017	1.0	1.0	1.0
.2	-.65	-.06	.036	.023	.019	.016	1.0	1.0	1.0
.4	-.27	-.05	.035	.022	.019	.016	1.0	1.0	1.0
.6	.12	-.05	.035	.022	.019	.016	1.0	1.0	1.0
.8	.51	-.06	.035	.022	.018	.016	1.0	1.0	1.0
1.0	.89	-.08	.035	.022	.018	.016	1.0	1.0	1.0

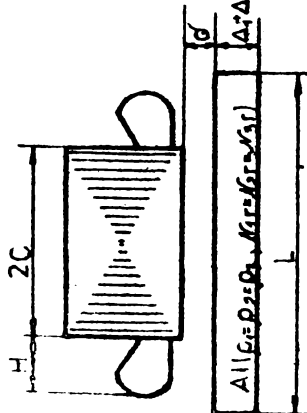
137

•STOP•

DATE DE JMINARE

Z1 = 16. IAU = .02 EPS = .00 M = .01500 L = .0280 U = .02800 P = 4. W = 240. O = 1.00
 I = 2.00 L = .080 LI = .125 LU = .000
 F1 = 1.27 KUI = .50E-07 KUZ = .20E-07 ROS = .50E-07
 DELIM = .0070 DELTA1 = .0005 DELTA2 = .0005 DELTA3 = .0005

138



S	PA	FZ	BBDELTA	BK1	BK2	BRS	MIU1R	MIU2R	MIU3K
.0	.54	-.04	.060	.052	.040	.045	1.0	1.0	1.0
.2	1.40	-.00	.060	.052	.040	.045	1.0	1.0	1.0
.4	4.25	-.11	.060	.052	.040	.045	1.0	1.0	1.0
.6	5.07	-.17	.060	.052	.040	.045	1.0	1.0	1.0
.8	5.92	-.20	.057	.046	.044	.044	1.0	1.0	1.0
1.0	6.75	-.31	.057	.046	.044	.044	1.0	1.0	1.0

ASTUPE

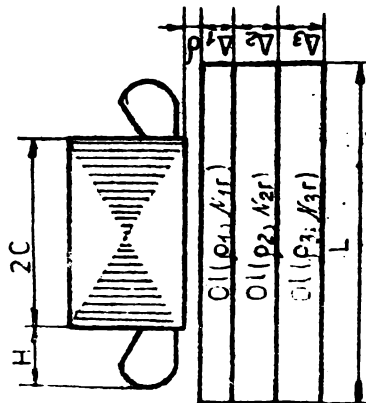
DATE DE INTRARE

TAU = .02 EPS = .00 H = .07500 U = .02800 P = 4. W = 240. Q = 1.00

I = .80 L = .080 LI = .195 LU = .000

FI = 50. RO1 = .74E-06 RO2 = .14E-06 RO3 = .14E-06

DELTA = .0005 DELTA1 = .0010 DELTA2 = .0035 DELTA3 = .0035

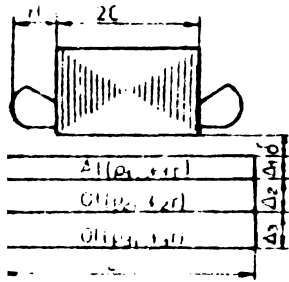


S	FA	FZ	BRDELTA	BR1	BR2	BR3	MIU1R	MIU2R	MIU3R
.0	.69	1086.03	.529	.525	.429	.020	947.8	947.8	947.8
.2	9.02	1059.38	.519	.514	.380	.091	947.8	947.8	947.8
.4	13.20	1501.95	.504	.499	.282	.020	947.8	947.8	947.8
.6	16.08	1558.53	.494	.489	.227	.011	947.8	947.8	947.8
.8	18.50	1503.25	.485	.480	.218	.007	947.8	947.8	947.8
1.0	20.60	1472.94	.477	.472	.167	.003	947.8	947.8	947.8

• STOP •

DATE DE INTR. RE

IAU = .02 EPS = .00 M = .07500 C = .02800 b = 4. W = 247. Q = 1.00
 Z1 = 18. I = .0. L = .080 LI = .195 LC = .000
 FI = 50. F2 = 4.27 RO1 = .30E-07 RO2 = .14E-06 RO3 = .14E-06
 DELTA = .0010 DELTA1 = .0010 DELTA2 = .0035 DELTA3 = .0035



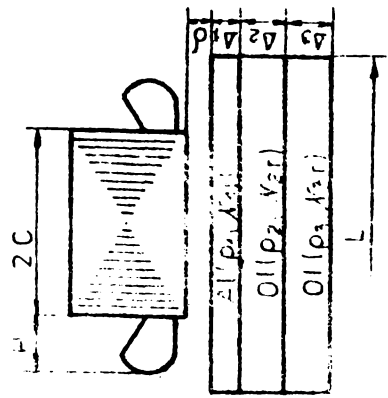
S	FA	FZ	BRDELTA	BR1	BR2	BR3	MIU1R	MIU2R	MIU3R
.0	-2.85	92.47	.093	.081	.077	.030	1.0	947.8	947.8
.2	.37	91.21	.091	.079	.076	.006	1.0	947.8	947.8
.4	3.40	89.45	.088	.077	.074	.014	1.0	947.8	947.8
.6	6.39	87.19	.086	.075	.072	.003	1.0	947.8	947.8
.8	9.02	84.64	.084	.072	.070	.002	1.0	947.8	947.8
1.0	11.40	81.87	.081	.070	.067	.001	1.0	947.8	947.8
1.2	13.67	78.94	.078	.068	.065	.002	1.0	947.8	947.8
1.4	15.75	75.92	.075	.065	.063	.003	1.0	947.8	947.8
1.6	17.60	72.75	.073	.063	.061	.003	1.0	947.8	947.8
1.8	19.24	69.62	.070	.061	.059	.003	1.0	947.8	947.8
2.0	20.70	66.47	.067	.058	.057	.002	1.0	947.8	947.8
2.2	22.97	63.34	.064	.056	.054	.004	1.0	947.8	947.8

141

100.

*** OFF ***

EPS 0.0 h 0.0150 C 0.0260 P 4.0 m 2.00 - 1.0
 I 0.00 L 0.000 LI 0.100 IO 0.000
 FI 1.007 KPI 0.30007 R92 0.15006 R93 0.14006
 DELTA 0.0010 DELTA1 0.0010 DELTA2 0.0035 DELTA3 0.0035

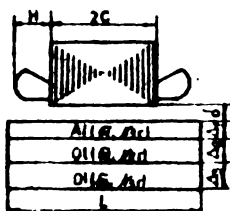


S	DELTA	EM	EX2	EXZ	RY2	BZ9	KIUR	MUGR	MUGR
0	0.079	0.07	0.01	0.079	0.172	0.005	1.00	947.0	947.0
2	0.076	0.07	0.01	0.071	0.079	0.026	1.00	947.0	947.0
4	0.077	0.07	0.01	0.070	0.042	0.000	1.00	947.0	947.0
6	0.075	0.07	0.01	0.061	0.030	0.003	1.00	947.0	947.0
8	0.074	0.07	0.01	0.061	0.021	0.001	1.00	947.0	947.0
10	0.072	0.07	0.01	0.065	0.017	0.001	1.00	947.0	947.0

DATE DE INTRARE
.....

21 = 18. TAU = .020 SPB = .00 H = .01300 C = .02800 P = 4. M = 240. g = 1.00
 S = 4. I = .00 L = .080 LI = .199 LO = .000
 S1 = 00. S2 = 1.37 S3 = .338+00 S4 = .718+07 S5 = .718+07

DELTA = .0010 DELTA1 = .0010 DELTA2 = .0035 DELTA3 = .0033

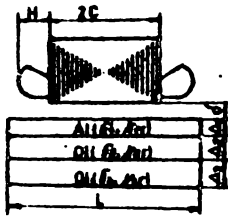


NR. CRT.	X	DELTA X	Y	DELTA Y
1	.000000	.077855	.000000	.077855
2	.009750	.087829	.004000	.078437
3	.019500	.096796	.008000	.073468
4	.029250	.085414	.012000	.073763
5	.039000	.092398	.016000	.076732
6	.048750	.103978	.020000	.076697
7	.058500	.110435	.024000	.077317
8	.068250	.123476	.028000	.066333
9	.078000	.148722	.032000	.047645
10	.087750	.212042	.036000	.024331
11	.097500	.111431	.040000	.000000
12	.107250	.012799	.044000	.024331
13	.117000	.127819	.048000	.047645
14	.126750	.265292	.052000	.066333
15	.136500	.271584	.056000	.077317
16	.146250	.157964	.060000	.076697
17	.156000	.128690	.064000	.076732
18	.165750	.115963	.068000	.073763
19	.175500	.143302	.072000	.073968
20	.185250	.134697	.076000	.078437
21	.195000	.077855	.080000	.077855

•STOP•

DATE DE L'ETAT
.....

21 = 18° TAU = 0.2 EPS = 0.01 M = 0.1507 C = 0.02801 P = 4. b = 240. q = 1.36
 6 = 0.2 L = 0.08 LI = 0.198 IN = 0.000
 FI = 0.07 B11 = 0.331007 B12 = 0.716007 B13 = 0.716007



DELTA = 0.0710 DELTA1 = 0.0010 DELTA2 = 0.0010 DELTA3 = 0.0010

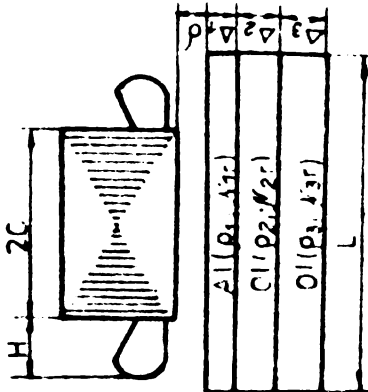
PROFOND	X	DELTA	Y	DELTA
1	0.0000	0.01493	0.00000	0.08185
2	0.9760	0.10817	0.00000	0.08034
3	0.19600	0.11653	0.00000	0.07768
4	0.29250	0.097417	0.01200	0.07736
5	0.39000	0.103339	0.01600	0.08034
6	0.48750	0.113166	0.02000	0.08323
7	0.58500	0.119526	0.02400	0.08567
8	0.68250	0.233116	0.02800	0.08902
9	0.78000	0.408265	0.03200	0.09511
10	0.87750	0.180237	0.03600	0.02550
11	0.97500	0.112951	0.04000	0.00000
12	1.07250	0.030247	0.04400	0.02550
13	1.17000	0.143454	0.04800	0.09511
14	1.26750	0.309342	0.05200	0.08902
15	1.36500	0.269579	0.05600	0.08034
16	1.46250	0.160465	0.06000	0.08323
17	1.56000	0.129558	0.06400	0.08034
18	1.65750	0.107179	0.06800	0.07736
19	1.75500	0.128171	0.07200	0.07768
20	1.85250	0.122105	0.07600	0.08034
21	1.95000	0.201453	0.08000	0.08185

6.10P

DATE DE INTRARE

U = 0.01500 P = 4. M = 240. u = 1.00
 L = 0.195 LV = 0.000

.....

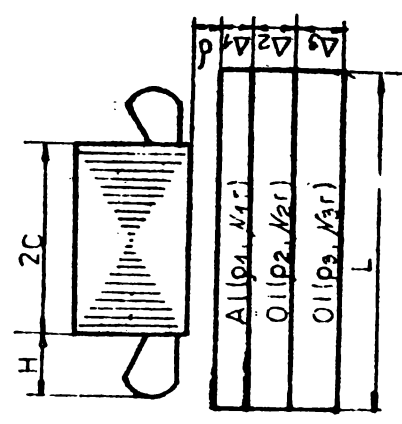


1	0.72	0.60	0.10	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
2	0.80	0.70	0.10	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
3	0.74	0.64	0.10	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
4	0.60	0.50	0.10	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
5	0.70	0.60	0.10	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
6	0.72	0.62	0.10	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
7	0.74	0.64	0.10	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
8	0.76	0.66	0.10	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
9	0.78	0.68	0.10	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
10	0.80	0.70	0.10	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
11	0.82	0.72	0.10	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
12	0.84	0.74	0.10	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
13	0.86	0.76	0.10	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
14	0.88	0.78	0.10	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
15	0.90	0.80	0.10	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
16	0.92	0.82	0.10	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
17	0.94	0.84	0.10	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
18	0.96	0.86	0.10	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
19	0.98	0.88	0.10	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
20	1.00	0.90	0.10	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00

.....

DATE DE INTRARE

Z1 = 18. TAU = .02 EPS = .00 M = .01500 C = .02800 P = 4. W = 240. Q = 1.00
 S = 1.00 L = .080 LI = .195 LO = .000
 F1 = 50. FI = 1.57 RU1 = .30E-07 RO2 = .14E-06 RO3 = .14E-06
 DELTA = .001U DELTA1 = .001U DELTA2 = .0035DELTA3 = .0035

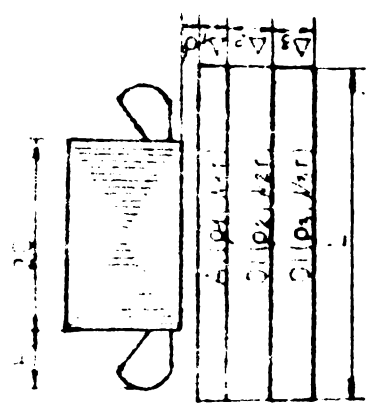


X	FX	F7	BRDELTA	BR1	PA	PO	P1	COSE
.2	.72	5.20	.02	.02	4.55	19.02	10.2	23.0
.4	2.86	20.77	.04	.03	18.25	76.19	40.8	92.7
.6	6.44	40.70	.05	.05	41.12	171.65	92.0	207.7
.8	11.45	85.70	.07	.07	73.25	305.54	163.6	359.5
1.0	17.90	144.44	.09	.08	114.77	478.01	656.0	573.0

STOP

DATE DE INTARE

Z1 18° TAU 02 EPS 00 R 015.0 C 02500 P 4 240° G 100
 S 100 L 000 LI 156 LU 000
 FI 5.0 FI 107 R51 00807 R52 14E06 R53 14E06
 DELTA 0005 DELTA1 0010 DELTA2 0035 DELTA3 0035

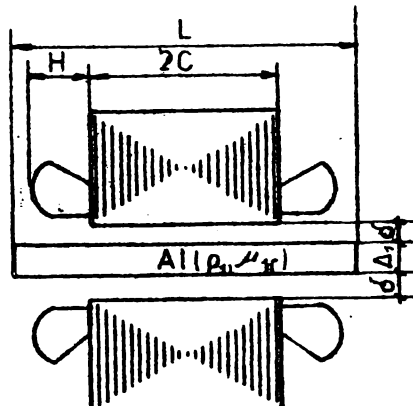


J	FX	FZ	BRDELTA	BR1	FA	PC	P1	31	COSFI1
02	1.15	8.52	02	02	4.20	14.05	10.4	16.1	05
04	4.00	55.66	04	04	19.29	56.39	41.9	72.4	05
06	10.26	30.24	07	06	43.65	127.23	94.5	163.3	05
08	18.41	142.65	09	09	78.2	227.00	168.4	291.0	05
10	28.77	292.89	11	11	122.78	355.93	263.8	455.4	05

DATE DE INTRARF

F1 = 50. 71 = 20. P = 5. L = .080 R01 = .00E=07
 TAU = .021 EPS = .0 LI = .220 DELTA = .0003
 H = .029 W = 160.0 LN = .000 DELTA1 = .0015
 C = .030 Q = 1.0 FI = 1.570 MIUR = 1.0

I	S	FX	F7	BRDELTA	RR1
.750	.00	80.026	1593.946	.257889	.278935
.750	.20	39.234	1596.695	.255560	.276445
.750	.40	1.228	1584.698	.252162	.272415
.750	.60	40.354	1559.734	.247915	.267090
.750	.80	77.323	1521.915	.243113	.260831
.750	1.00	111.548	1475.377	.238032	.254010

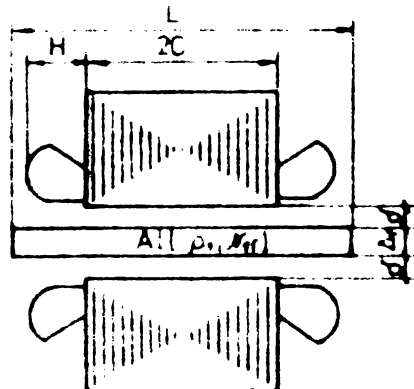


DATE DE INTRARE

.....

F1 = 50 71 20 P 5 L 080 R01 030E=07
 TAU 021 EPS 0 LI 220 DELTA 0005
 W 029 W 1600 LN 000 DELTA1 0015
 C 030 0 100 FI 1570 MIUR 10

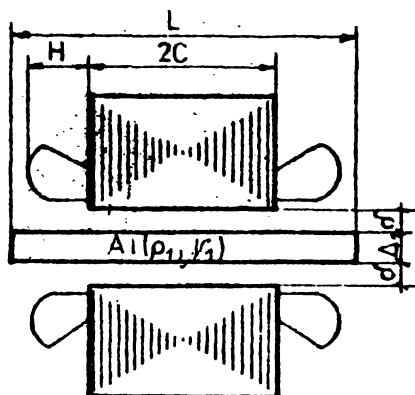
I	S	FX	F7	BRDELTA	AR1
0.50	.00	55.268	1115.964	.222600	.222583
0.50	.20	26.594	1117.395	.221000	.221036
0.50	.40	1.916	1111.255	.218918	.228772
0.50	.60	29.740	1097.987	.216348	.225790
0.50	.80	56.427	1078.321	.213352	.222171
0.50	1.00	81.617	1057.192	.210021	.218034



DATE DE INTRARE

F1 ■ 50 ■ 71 ■ 20 ■ P ■ 5 ■ L ■ .080 R01 ■ .30E-07
 TAU ■ .021 EPS ■ .0 LI ■ .220 DELTA ■ .0010
 H ■ .029 W ■ 160.0 LO ■ .000 DELTA1 ■ .0015
 C ■ .030 Q ■ 1.0 FI ■ 1.570 MIUR ■ 1.0

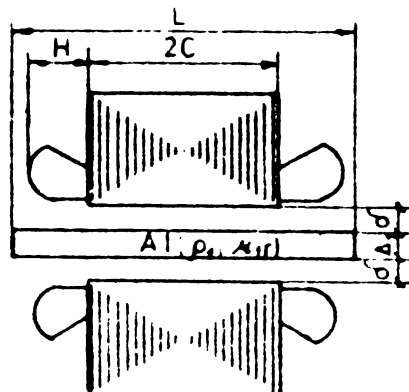
I	S	FX	F7	BRDELTA	RR1
.50	.00	25.994	552.429	.170228	.163590
.50	.20	11.760	552.829	.169108	.162668
.50	.40	2.428	551.118	.167890	.161610
.50	.60	16.429	547.364	.166541	.160384
.50	.80	30.107	541.682	.165043	.158970
.50	1.00	43.347	534.224	.163393	.157363



DATE DE INTRARE

F1 • 50 • 71 • 20 • P • 5 • L • 0.80 R01 • 0.00E-07
 TAU • 0.021 EPS • 0.0 LI • 0.220 DELTA • 0.0015
 M • 0.029 • 160.0 L0 • 0.000 DELTA1 • 0.0015
 C • 0.030 G • 1.0 FI • 1.570 MIUIR • 1.0

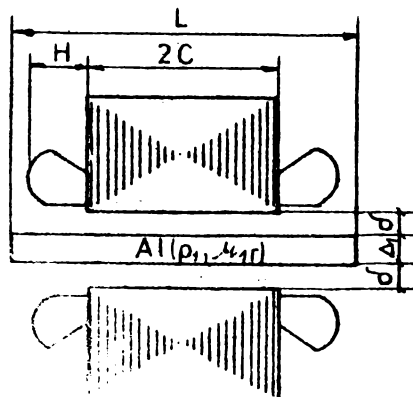
I	S	FX	FZ	BRDELTA	RR1
0.50	0.00	4.225	321.622	0.139767	0.124901
0.50	0.20	5.945	321.781	0.138996	0.124321
0.50	0.40	2.316	321.712	0.138158	0.123682
0.50	0.60	10.505	319.632	0.137249	0.122979
0.50	0.80	18.571	317.371	0.136266	0.122204
0.50	1.00	26.466	314.369	0.135207	0.121355



DATE DE INTRARE

F1 = 50° 71 20° P 5° L 0.580 R01 0.30E-07
 TAU 0.021 EPS 0 LI 0.220 DELTA 0.0010
 H 0.029 W 160.0 LN 0.000 DELTA1 0.0005
 C 0.030 Q 1.0 FI 1.570 MIUR 1.0

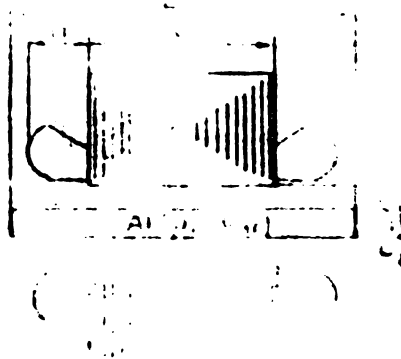
I	S	FX	F7	BRDELTA	BR1
1.50	.00	18.323	1139.769	0.235307	0.221032
1.50	.20	8.595	1139.791	0.234847	0.220627
1.50	.40	1.126	1138.898	0.234293	0.220147
1.50	.60	10.816	1137.099	0.233650	0.219597
1.50	.80	20.455	1134.408	0.232921	0.218977
1.50	1.00	30.021	1130.843	0.232104	0.218286



DATE DE INTRARE

F1 * S. 71 * 20. P * 5. L * 0.000 R01 * 0.00
 YAU * 0.001 EPS * 0.0 LI * 0.220 DELTA * 0.00
 H * 0.000 * 160.0 LO * 0.000 DELTA * 0.0010
 C * 0.000 * 1.0 FI * 1.570 MIUN * 1.0

I	S	FX	F7	BRDELTA	Rp
0.50	0.00	24.458	771.070	0.190725	0.187303
0.50	0.20	11.270	771.004	0.197627	0.186100
0.50	0.40	8.93	770.938	0.196489	0.185388
0.50	0.60	4.948	766.889	0.193000	0.184377
0.50	0.80	27.817	762.040	0.194060	0.183400
0.50	1.00	0.429	758.635	0.192750	0.182400



**INSTITUTUL NAȚIONAL DE RECHERȘI ȘI DEZVOLTĂRI
 TEHNICĂ
 SA
 SUCESUL CENTRALĂ**

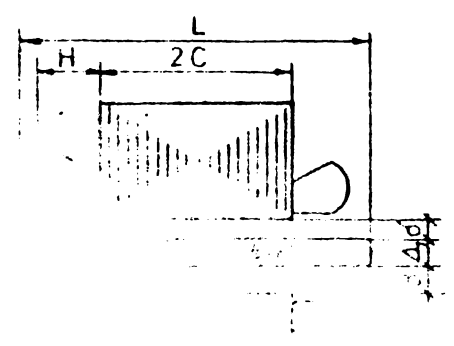
DATE DE INTRARE

F1 = 50.27 = 20.000 P = 5.0 L = .080 R01 = .300-07
 TAU = .021 EPS = .0 LI = .220 DELTA = .0010
 H = .029 W = 160.0 IO = .000 DELTA1 = .0015
 C = .030 G = 1.0 PI = 1.570 MIUR = 1.0

```

*****
*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
*      I      S      FX      FZ      BRDELTA      BR1      *
*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
*****
* 1.50 * .00 * -25.994 * 552.429 * .170228 * .163590 *
*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
*****
* 1.50 * .20 * -11.760 * 552.829 * .169108 * .162668 *
*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
*****
* 1.50 * .40 * 2.428 * 551.118 * .167890 * .161610 *
*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
*****
* 1.50 * .60 * 16.429 * 547.364 * .166541 * .160384 *
*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
*****
* 1.50 * .80 * 30.107 * 541.682 * .165043 * .158970 *
*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
*****
* 1.50 * 1.00 * 45.547 * 534.224 * .163393 * .157563 *
*      *      *      *      *      *      *      *      *      *
*****

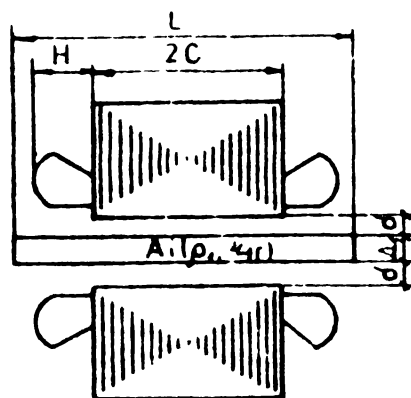
```



DATE DE INTRARE

F1 ■ 50 ■ 71 ■ 20 ■ P ■ 5 ■ L ■ 0.80 RO1 ■ 0.20E-07
 TAU ■ 0.021 EPS ■ 00 LY ■ 0.20 DELTA ■ 0.0010
 H ■ 0.029 W ■ 160.0 L0 ■ 0.000 DELTA1 ■ 0.0020
 C ■ 0.030 Q ■ 1.0 FI ■ 1.570 MIUR ■ 1.0

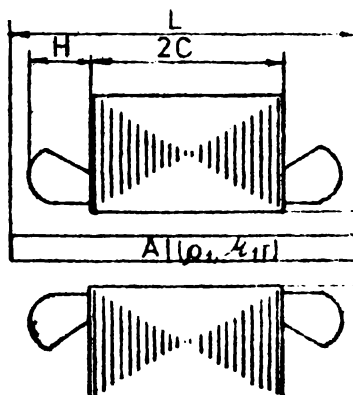
I	S	FX	F7	BRDELTA	AR1
0.50	0.00	-25.685	412.146	.149565	.149872
0.50	0.20	-11.415	412.639	.148544	.149049
0.50	0.40	2.793	413.922	.147316	.147893
0.50	0.60	16.745	417.086	.145850	.146371
0.50	0.80	30.267	417.286	.144139	.144481
0.50	1.00	43.209	393.728	.142203	.142247



DATE DE INTRARE

F1 = 50. Z1 = 20. P = 5. L = .000 R01 = .502-07
 TAU = .021 EPS = .0 LI = .220 DELTA = .0010
 H = .029 W = 160.0 LO = .000 DELTA1 = .0015
 C = .030 Q = 1.0 FI = 1.570 MIU1 = 1.0

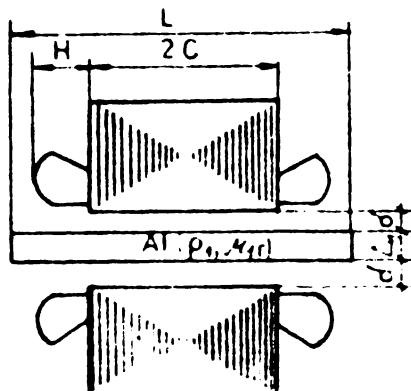
I	S	FX	FZ	BRDELTA	BR1
.20	1.00	.771	9,497	.021780	.020982
.40	1.00	3,082	37,989	.043572	.041904
.60	1.00	6,935	85,476	.065357	.062945
.80	1.00	12,330	151,957	.087145	.083927
1.00	1.00	19,265	237,433	.108929	.104909
1.20	1.00	27,742	341,904	.130715	.125891
1.40	1.00	37,763	465,569	.152500	.146073
1.60	1.00	49,319	607,829	.174288	.167174



DATE DE INTRARE

F1 = 50, Z1 = 20, P = 5, L = .000 R01 = .50E-07
 TAU = .021 EPS = .0 LI = .220 DELTA = .0010
 H = .029 W = 160.0 LC = .000 DELTA1 = .0020
 C = .030 G = 1.0 FI = 1.570 MIU1K = 1.0

I	S	FX	FZ	BRDELTA	BR1
.20	1.00	.768	7.000	.018960	.018960
.40	1.00	3.073	27.998	.037921	.037933
.60	1.00	6.913	62.996	.056881	.056899
.80	1.00	12.291	111.994	.075841	.075863
1.00	1.00	19.204	174.990	.094802	.094831
1.20	1.00	27.654	251.986	.113762	.113793
1.40	1.00	37.640	342.981	.132722	.132764
1.60	1.00	49.162	447.975	.151683	.151730



B I B L I O G R A F I E

1. Agarwal, P.D.
Wang, T.C. Evaluation of Fixed and Moving Primary Linear Induction Motor Systems. Proc.IEE, vol.61, May 1973, p.631-637.
2. Andrei, R. Determinarea repartiției cimpului magnetic în întrefierul motorului liniar cu inductorul scurt și conexiunea serie a bobinajului. Electrotehnica, nr.11, 1970, p.417-425.
3. Andrei, R. Contribuții la teoria și proiectarea motoarelor asincrone liniare plane de mare viteză cu indus neferomagnetic. Rezumatul tezei de doctorat, Institutul politehnic București, 1973.
4. Babescu, M. Contribuții la calculul mașinilor liniare de inducție unilaterale. Teză de doctorat, Institutul politehnic „Traian Vuia” Timișoara, 1977.
5. Boldea, I. Metodică de calcul electromagnetic preliminar al motoarelor liniare trifazate bilaterale cu indus-placă. Electrotehnica, nr.1, 1972.
6. Boldea, I. Contribuții privind fenomenele specifice și calculul electromagnetic al motoarelor asincrone plane liniare. Teză de doctorat, Institutul politehnic „Traian Vuia” Timișoara, 1972.
7. Boldea, I.
Babescu, M.
Biriescu, M. Asupra efectului de refulare și transversal la motoarele liniare unilaterale cu indus feromagnetic. Bul. științific și tehnic al I.P.T. Seria Electrotehnică, Tom.18 (32), 1973, p.59-70.
8. Boldea, I.
Nasar, S.A. Simulation of high-speed linear-induction-motor and effects in low-speed tests. Proc. IEE, vol.121, Nr.9, 1974, p.961-964.

9. Boldea, I.
Nasar, S.A. Quasi-1-dimensional theory of linear induction motors with half-filled primary end-slots. Proc. IEE, vol. 122, Nr. 1, 1975, p. 61-66.
10. Boldea, I.
Nasar, S.A. Thrust and normal forces in a segmented-secondary linear reluctance motor. Proc. IEE, vol. 122, nr. 9, 1975, p. 922-924.
11. Boldea, I.
Nasar, S.A. Optimum goodness criterion for linear-induction-motor design. Proc. IEE, vol. 123, Nr. 1, 1976, p. 89-92.
12. Boon, T.O.
White, D.C. Traction and Normal Forces in the Linear Induction Motor. P A S, vol. 89, nr. 4, 1974, p. 638-645.
13. Brown, R.B. Travelling magnetic waves in electrical machines described by rotating vectors. Proc. IEE, vol. 116, Nr. 6, 1969, p. 1011-1013.
14. Brunelli, B. Coefficients correctifs et couples de perturbation du moteur à induction à stator discontinu. R.G.E., Tome 80, Nr. 2, 1971, p. 90-91.
15. Eudig, P.K. Aufbau, Wirkungsweise, Betriebsverhalten und Anwendungsmöglichkeiten von Linear-motoren. Elektrie, 24 (1970), No. 10, p. 335-340.
16. Eudig, P.K.
Hagemann, W. Untersuchungen zur Auslegung von asynchronen Linearmotoren. Elektrie 26 (1972), H. 9, p. 257-259.
17. Eudig, P.K.
Hagemann, W.
Timmel, H. Zur Dimensionierung von Drehstrom linear-motoren, Elektrie 28 (1973), H. 5., p. 255-256.
18. Cantemir, L. Contribuții teoretice și experimentale asupra motorului trifazat liniar de inducție și posibilități de utilizare. Rezumatul tezei de doctorat, Institutul politehnic Iași, 1974.
19. Constantin, G. Motor liniar monofazat cu poli ecranati. Teză de doctorat, Institutul politehnic „Traian Vuia” Timișoara, 1974.

20. Cynober, S. Applications du moteur linéaire dans la manutention. E.G.E. Tome 80, Nr. 2, 1971, p. 114-120.
21. Dannan, J.H.
Day, R.N.
Kalman, G.P. A Linear-Induction-Motor Propulsion System for High-Speed Ground Vehicles. Proc. IEE, vol. 61, Nr. 5, 1973, p. 621-630.
22. Davey, A.W. Linear motors thrust ahead in many roles. The Engineer, September, 1969, p. 42-46.
23. Delarci, W.
Hübner, K.D. Einfluss der Ständerwicklungsanordnung auf das Betriebsverhalten von asynchronen Linear-motoren. ETZ-A, Bd. 95 (1974) H. 11, p. 601-606.
24. Dimboiu, E. Studiul câmpului electromagnetic în întrefierul și în miezul statorului unui motor liniar cu câmp mobil. Electrotehnica nr. 3, 1976, p. 77-83.
25. Dordea, T. Mașini electrice. E.D.P., București, 1970.
26. Eastham, J.F. Transverse-flux tubular motors. Proc. Vol. 119, No. 12, 1972, p. 1709-1718.
27. Fleury, B.
Foloujadoff, M.
Robert, J. Contribution à l'étude de l'effet d'extrémité dans les machines linéaires à induction et au calcul du freinage par un aimant. R.G.E., Tome 80, No. 2, Février 1971, p. 83-89.
28. Forgacs, R.L. Evacuated Tube Vehicles Versus Jet Aircraft for High-Speed Transportation. Proc. of the IEEE, vol. 61, No. 5, 1973, p. 604-616.
29. Freeman, E.M.
Lowther, D.A. Normal force in single-sided linear induction motors. Proc. IEE, vol. 120, No. 12, december 1973, p. 1499-1506.
30. Gashus, O.K.
Ranade, S.B. Courants de Foucault dans une feuille conductrice mince. R.G.E., Tome 80, Nr. 2, 1971, p. 95-98.
31. Gheorghiu, I.S.
Fransua, A. Tratat de mașini electrice, vol. III, Ed. Academiei RSR, 1971.
32. Green, C.W.
Paul, R.J.A. Performance of d.c. linear machines based on an assessment of flux distributions. Proc. IEE, vol. 118, Nr. 10, 1971, p. 1413-1420.

33. J. J. Higgins, J. M. ...
...
34. Holley, H.J.,
Nasar, S.A.,
Cid, L. Computations of Field and Force in a
sided linear induction motor, IAS, No. 4, 1967,
p.1310-1315.
35. Holm, H. Linearer Induktionsmotor. Patentschrift
Nr.478479.
36. Iancu, V.,
Herbert, T.,
Schneider, R. Considerații cu privire la proiectarea
motoarelor liniare unilaterale. An. Stiinț.
al IICN. Nr.17, 1974, p.57-59.
37. Iancu, V. Calculul performanțelor motorului liniar
monofazat cu condensator. Comunicare la Ser.
jubiliară de comunicări științifice a Uni-
versității din Craiova, 12-13 nov.1976.
38. Iancu, V.,
colectiv Proiectarea și realizarea modelului unui
ciocan de matrițare acționat de motor elec-
tric liniar monofazat cu condensator. Con-
tract de cercetare științifică între Inst.
Politehnic din Cluj-Napoca și Inst. de cerce-
tări și proiectări pentru Sectoare cale
București, 1977.
39. Iancu, V.,
Ignat, I. Metodă de calcul a forțelor dezvoltate de
motorul liniar monofazat cu condensator.
Comunicare la al III-lea Simpozion de In-
formatică și Conducere, Cluj-Napoca, 11-14
mai 1977.
40. Jufer, M.,
Wavre, N. Le moteur linéaire-Développement théorique
et applications. Bull. ASE, t.63(1972)No.15,
p.844-856.
41. Jufer, M. Moteurs linéaires. Phénomènes d'attraction et
répulsion. Eull. Techn. Suisse Romande No.21
(1973)p.419-424.
42. Jufer, M.,
Mattatia, S.,
Wavre, N. Moteur linéaire à induction. Possibilités
de réglage de la vitesse. Bull. Techn. Suisse
Romande No.21(1973), p.457-461.

43. Jufer, M.
Mattatia, S. Le moteur linéaire à inducteur caractéris-
tiques et applications. Bull. ASE, t. 65 (1974)
No. 12, p. 880-891.
44. Kant, M.
Bonnefille, R. Contribution à l'étude de la diffusion du
champ magnétique glissant dans une machine
linéaire à plusieurs zones de caractéris-
tiques différentes. C.R. Acad. Sci. Paris, t. 270.
(2 mar. 1970) Série B. p. 593-595.
45. Kant, M.
Mouillet, A.
Scheuer, M. Étude théorique et expérimentale des enroul-
ements des moteurs linéaires à induction.
R.G.E., Tome 80, No. 1, janvier 1971, p. 13-19.
46. Kanter, H. Bedeutung von Linearmotoren für den
Schnellbahntrieb. Elektr. 24 (1970) No. 10,
p. 349-352.
47. Klocke, W. Anwendung von Linearmotoren in der Schiffbau-
Versuchsanstalt. Elektr. 24 (1970) H. 10, p.
354-356.
48. Kockisch, K.H. Erfahrungen bei Entwicklung und Konstruktion
von Linearmotoren aus der Sicht des Produk-
tionsbetriebes. Elektr. 24 (1970) H. 10, p.
344-346.
49. Laithwaite, E.R.
Tipping, D.
Hesmondhalgh, E.D. The Application of linear induction motors
to conveyors. Proc. IEE, June, 1960, p. 284-296.
50. Laithwaite, E.R. Rotor windings for induction motors with
arc-shaped stators. Proc. IEE, vol. 111, No. 2,
February 1964, p. 315-321.
51. Laithwaite, E.R. The goodness of a machine. Proc. IEE, vol. 112
Nr. 3, March, 1965, p. 538-541.
52. Laithwaite, E.R. Differences between series and parallel
connection in machines with asymmetric mag-
netic circuits, Proc. IEE, vol. 112, No. 11, Nov.
1965, p. 2074-2082.
53. Laithwaite, E.R. Induction machines for special purposes,
London, 1966.

54. Laithwaite, E.R. Some aspects of electrical machines with open magnetic circuits. Proc. IEE, vol. 115, No. 9, september, 1968, p. 1275-1283.
55. Laithwaite, E.R. Nasar, S.A. Linear-Motion Electrical Machines, Proc. IEE vol. 58, Nr. 4, 1970, p. 531-542.
56. Lăzăroiu, D. Mașini electrice cu inerție redusă. Ed. Academiei RSR, București, 1969.
57. Mejburd, V.I. Reimal, L.R. Osobennosti „Reakții iakoria” v vintovom nasose nostoiennogo toka. Magnitnaia gidrodinamika, nr. 2, 1965, p. 123-129.
58. Mikelison, A.E. Saulite, U.A. Kerstena, A. Issledovanie cilindriceskikh bessergecinskih nasosov. Magnitnaia gidrodinamika, nr. 2, 1965, p. 92-100.
59. Nasar, S.A. Electromagnetic fields and forces in a linear induction motor, taking into account edge effects. Proc. IEE, vol. 110, Nr. 4, 1969, p. 605-609.
60. Nasar, S.A. Cid, L. Certain approaches to the analysis of simple-sided linear induction motors. Proc. IEE, vol. 120, No. 4, April 1973, p. 477-483.
61. Nasar, S.A. Del Cid, L. Jr. Propulsion and Levitation Forces in a Single-Sided Linear Induction Motor for High-Speed Ground Transportation. Proc. of the IEEE, vol. 61, nr. 5, may, 1973, p. 638-644.
62. Nasar, S.A. Boldea, I. Linear motion electric machines. John Wiley, Interscience Publication, New York, 1976.
63. Nicolaide, A. Mașini electrice. Ed. Scrisul Românesc, Craiova 1975.
64. Oberretl, K. Dreidimensionale Berechnung des Linearmotors mit Berücksichtigung der Endeffekte und der Wicklungsverteilung. Arch. f. Elektrotechn. Bd. 55, H. 4 (1973) p. 181-190.
65. Oberretl, K. Linearmotor mit gedehnter oder Kompakter zweischichtwicklung. Arch. f. Elektrotechn. 56 (1974) p. 55-58.
66. Oberretl, K. Einseitiger Linearmotor mit Käfig im Sekundärteil. Arch. f. Elektrotechn. Bd. 56, H. 6 (1974) p. 305-319.

67. Oberretl, K. Linear motors with special double layer windings. Conference on Linear electric machines-London, 21-23 oct. 1974.
68. Oberretl, K.
Ancel, J. Verification de la théorie du moteur linéaire à l'aide d'une maquette. R.G.E. Tome 85, Nr. 3, 1976, p. 221-230.
69. Ohremenko, N.M. Issledovanie prostranstvennogo raspregelenia magnitnih polei u elektromagnitnih iavlenii v induktionnih nasosah. Magnitnaia Gidrodinamika, nr. 1, 1965, p. 97-109.
70. Onuki, T.
Laithwaite, E.R. Optimised design of linear-induction motor accelerators. Proc. IEE, vol. 118, No. 2, february 1971, p. 349-355.
71. Onuki, T.
Laithwaite, E.R. Optimised design of linear induction- motor accelerators. Proc. IEE, vol. 118, No. 2, february 1971, p. 349-355.
72. Paul, R.J. Flat single-sided linear helical reluctance motor. Proc. IEE, vol. 119, No. 12, december, 1972, p. 1693-1698.
73. Pehteleva, N.I.
Smirnov, A.G. Gidrodinamika elektrolita pri elektrohimi- ceskih processah v priamougolnoi vanne s ploskimi elektrodami v postoiannom magnitnom pole. Magnitnaia gidrodinamika, nr. 2, 1965, p. 89-91.
74. Pelenc, Y,
Pillet, B.
Poloujadoff, M.
Rémy, E.
Reyx, I. Influence de l'entrefer sur les caractéris- tiques des moteurs asynchrones polyphasés linéaires, R.G.E., Tome 75, No. 11, 1966, p. 1300-1305.
75. Pelenc, Y.
Rémy, E. Les aspects prospectifs du moteur linéaire. R.G.E., Tome 80, No. 2, février 1971, p. 138-142.
76. Poloujadoff, M. Perfectionnement à la théorie des moteurs d'induction linéaires destinés à la trac- tion. C.R. Acad. Sci., T. 263, Série B, 29 août 1966, p. 605-607.

77. Poloujadoff, M.
Reyx, P. Etude théorique et expérimentale de l'influence des sections de retour sur le fonctionnement de moteurs d'induction linéaires à inducteur court. C.R.Acad. Sci.Paris, t.263, 13 octobre 1966, Série B, p. 799-802.
78. Poloujadoff, M.
Sabonnadière, J.C. Utilisation d'une méthode de position dans la résolution de certaines équations aux dérivées partielles dont le domaine comporte une bande infinie, C.R.Acad.Sci.Paris, t.266, 22 janvier 1968, B.p.230-233.
79. Poloujadoff, M.
Sabonnadière, J.C. Etude d'un modèle électrique des machines linéaires et magnétohydrodynamiques à veine liquide. C.R.Acad.Sci.Paris, t.267, nr. 26, 1968, Série B, p.1412-1415.
80. Poloujadoff, M.
Reyx, Ph. Méthode intermédiaire pour l'analyse d'un moteur à induction linéaire, R.G.E. Tome 80, No.2, février 1971, p.99-104.
81. Poloujadoff, M.
Sabonnadière, J.C.
Pelenc, Y.
Reyx, Ph. Les hypothèses de calcul des moteurs linéaires à induction, R.G.E., Tom.80, No.1, janvier 1971, p.29-33.
82. Remy, E. Anwendungsmöglichkeiten des Linearmotors. Elektrische 24 (1970), H.10, p.352-353.
83. Ross, J.A. Romag-Transportation System. Proc.IEEE, vol.61, Nr.5, 1973, p.617-620.
84. Rezin, M.G. Sobennosti elektromagnitnih iavlenii v dvigatele s dugovim statorom. Elektricitvo, nr.6, 1951, p.25-29.
85. Richter, R. Infăgurările mașinilor electrice. Editura tehnică, București, 1958.
86. Richter, R. Mașini electrice .vol.IV. Ed.Tehnică, București, 1960.
87. Rummich, E. Linearmotoren und ihre Anwendung, Elektrotechnik und Maschinenbau, Febr.1972, H.2, p.60-69.

88. Rummich, E. Etat de développement et possibilités d'application de moteurs linéaires, Bull. SEV. 63(1972)19, 16 september, p.1093, 1099.
89. Sabonnadière, J.C. Poloujadoff, M. Détermination des lignes de courant et caractérisation de l'effet de bord R.G.E. Tome 80, No.1. janvier, 1971, p.34-38.
90. Sadler, G.V. Davey, A.W. Applications of linear induction motors in industry. Proc. IEE, vol.118, no.6. June 1971, p.765-776.
91. Schieber, D. Principles of Operation of Linear Induction Devices. Proc. IEE, vol.61, No.5, may 1973, p.647-656.
92. Sfax, E. Antrieb und Positionierung von Fahrzeugen für innerbetrieblichen Transport durch Linearmotoren. Elektrie 24(1970) H.10, p.358-361.
93. Stickler, J.J. Study of reaction forces in a single sided linear induction motor (SLIM) for Department of Transportation Report. Nr. FRA-ORD&D-74-28, January, 1974.
94. Stier, E. Digitale Geschwindigkeitsmessung und Geschwindigkeitsregelung eines Schlepwanantriebs mit Linearmotoren. Elektrie, 24(1970) H.10., p.356-358.
95. Stölzel, D. Einsatz von Linearmotoren im Bergbau. Elektrie 24(1970) H.10, p.361-365.
96. Sturman, G.I. Inductionnii maşini s razomknuţim magnitno provodom. Elektricestvo, nr.10, 1946, p.43-50.
97. Sturman, G.I. Kraevoi effekt v inductionniih maşinah s pozmoznuţim magnitoprovodom. Elektricestvo, No.21, 1947, p.54-59.
98. Tassin, K.M. Applications du moteur linéaire les transports. R.G.E., Tome 80, Nr.2, 1971, p.121-134.
99. Teck, B. White, D.C. Traction and Normal Forces in the Linear Induction Motor, I.A.S. No.4, 1970, p.638-649.
100. Tevan, C. Haladó mágneses térben levő, síkfelületű ferromágneses tömb indukciós áramok szétválasztása. Elektrotechnika, 1, 1971, 1., p.307-311.

101. Timmel, H.- Beitrag zur Vorausbestimmung des stationären Betriebsverhaltens von Kurzständerlinear-
motoren. *Elektrie* 24(1970) H.10, p.341-344.
102. Timmel, H. Beitrag zur Vorausbestimmung des Stationären
Betriebsverhaltens von Kurzstatorlinear-
motoren. *Wissenschaftliche Zeitschrift der
T.H.Karl-Marx-Stadt, Jahrgang, 14 (1972) H.6.*
103. Timmel, H. Die Stromdichteverteilung in der Läufer-
scheibe eines Wanderfeldlinearmotors. *Wiss.Z.d.
Techn.Hochsch. Karl-Marx-Stadt 14(1972), H.6,
p.775-788.*
104. Timmel, H. Beitrag zum Quereffect bei Kurzständerlinear-
motoren. *Elektrie* 27(1973) H.5., p.257-259.
105. Timmel, H. Der lineare kondensator-seine theoretische
Behandlung, Eigenschaften und Anwendungsmö-
glichkeiten. *Elektrie* 30(1976)H.12, p.651-658.
106. Valdmanis, I.I. Provdiaščii sloi v beguščem elektromagnit-
nom pole dvuhstronnogo induktora. *Magnitnaia
Kunin, P.E. gidrodinamika, nr, 2, 1965, p.101-110.*
Mikelison, I.I.
Taksar, T.M.
107. Vasiliev, S.V. Eksperimentalnoe issledovanie magnitnih
Ohrenenko, N.M. polei induktionnogo nasosa. *Magnitnaia
Smirnova, L.G. gidrodinamika, nr.2, 1965, p.111-122.*
108. Veske, T.A. Resenie uravnenii electromagnitnogo polia
poloskoi lineinoi induktionnoi mašini s
ucetom vtoricinih-polerecinogo i tolcinnogo
kraevih effektov. *Magnitnaia gidrodinamika
nr.1, 1965, p.87-96.*
109. Victorri, M. Lineare Inductionsmotoren. *ETZ-B, Bd.21(1969)
H.23, p.535-540.*
110. Volidek, A.I. Vlianie neravnomernosti vozdušnogo zazora
na magnitnoe pole asinhronnoi mašini. *Elek-
tricitstvo, No.12, 1951, p.40-46.*
111. Volidek, A.I. Kompensacija pulisiruiuscevo magnitovo polia
v asinhronnih mašinah i induktionnih nasosah
s razomknutim magnitoprovodom. *Elektricitstvo,
nr.1965, p.50-53.*

112. Volidek, A.I.
Tolibinskaia, E.V. Osnovnaya teoriya i metody raschetov kharakteristik lineinykh i sinkhronnykh mashin. Elektrichestvo, No.9, 1975, p.39-56.
113. Weh, H. Zum Betriebsverhalten elektrodienloser MHD-wandler, ETZ-A., Bd.85, 1964, H.13, p.399-402.
114. Weh, H. Linearmotoren. VED Fachberichte 1970, 26 Band, p.37-43.
115. Weh, H.
Grumbkow, P.
Mosebach, H. Kraftwirkungen orthogonal zur Bewegungsrichtung beim asynchronen Linearmotor. Elektrotechnische Zeitschrift, Januar 1972, H.1, A, p.1-7.
116. Wiart, A. Séparation des variables dans l'étude des courants de moteurs linéaires au rotatifs à courants de Foucault. R.G.E., Tome 80, No.1, janvier 1971, p.20-28.
117. Yamamura, S. Theory of linear induction motors. John Wiley & Sons New York, N.Y. 1972.
118. Yee, H. Effects of finite length in solid-rotor induction machines. Proc. IEE, vol.118, no.8, august 1971, p.1025-1033.