

INSTITUTUL POLITEHNIC „TRAIAN VUIA” TIMIȘOARA

FACULTATEA ELECTROTEHNICĂ

ing. Gheorghe Constantin

MOTOR LINIAR MONOFAZAT

CU POLI ECRANAȚI

TEZA DE DOCTORAT

BIBLIOTECA CENTRALĂ  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICĂ"  
TIMIȘOARA

Conducător științific

Prof.dr.ing. Toma Dordea

- 1974 -

INSTITUTUL POLITEHNIC TIMIȘOARA	
Volume	281523
Data	181 C

## C U P R I N S

	pag.
Introducere . . . . .	3
1. Considerații generale asupra motorului liniar monofazat cu poli ecranati	
1.1 Generalități . . . . .	7
1.2 Principiul de funcționare . . . . .	8
1.3 Forme constructive . . . . .	9
1.4 Particularități și fenomene specifice . . . . .	12
2. Câmpul magnetic al motorului	
2.1 Studiul distribuției câmpului magnetic în întrefier. . . . .	13
2.2 Posibilități de îmbunătățire a distribuției câmpului magnetic . . . . .	17
3. Teoria motorului liniar monofazat cu poli ecranati	
3.1 Parametrii motorului . . . . .	19
3.2 Ecuațiile motorului . . . . .	21
3.3 Caracteristica mecanică . . . . .	31
4. Efectele de margine la motorul liniar monofazat	
4.1 Efectul transversal. Particularități . . . . .	35
4.1.1 Studiul efectului transversal	
a - Ipoteze de calcul . . . . .	36
b - Calculul câmpului magnetic . . . . .	39
c - Influența asupra câmpului la motorul monofazat . . . . .	46
4.1.2 Determinarea influenței asupra parametrilor . . . . .	47
4.1.3 Influența efectului transversal asupra forței de propulsie . . . . .	54

4.2	Efectul longitudinal.Considerații generale . . . . .	56
4.2.1	Efectul longitudinal dinamic . . . . .	57
4.2.2	Efectul longitudinal static . . . . .	63
5.	Studiu asupra calculului optimal al motorului monofazat cu poli ecranati	
5.1	Determinarea parametrilor optimi pentru polul ecranat . . . . .	66
5.2	Calculul optimal al reactanței înfășurării de ecranare . . . . .	69
5.3	Considerații asupra alegerii grosimii indusului . . . . .	71
5.4	Indicații asupra modului de calcul al motorului monofazat cu poli ecranati . . . . .	74
6.	Incercări experimentale	
6.1	Motoare liniare monofazate cu poli ecranati realizate . . . . .	76
6.2	Verificarea repartiției cîmpului magnetic inductor . . . . .	77
6.3	Instalație experimentală pentru determinarea caracteristicii mecanice . . . . .	80
6.4	Verificarea caracteristicii mecanice	
6.4.1	Calculul parametrilor . . . . .	82
6.4.2	Calculul caracteristicii mecanice și verificarea experimentală . . . . .	88
6.4.3	Concluzii . . . . .	94
6.5	Verificări experimentale asupra efectului transversal și calculul coeficienților de corecție ai parametrilor . . . . .	94
6.6	Rezultate experimentale privind îmbunătățirea caracteristicilor . . . . .	102
6.6.1	Influența rezistenței bobinajului de ecranare . . . . .	102
6.6.2	Modificarea reactanței bobinajului de ecranare . . . . .	105
7.	Concluzii generale . . . . .	108
	Bibliografie . . . . .	110

## I N T R O D U C E R E

Motorul liniar de inducție se face cunoscut încă din anul 1890 printr-un patent înscris de MAYOR OF PITTSBURG. Inginerul JACQUARD inventează în anul 1895 o acționare cu mișcare alternativă cu motor liniar la o mașină de țesut.

Primele încercări de antrenare cu motor liniar ale unor vehicule apar în 1905, iar în primul război mondial experimentează catapultarea avioanelor și tunul fără fum. Oportunități cu dezvoltarea producerii energiei prin fisiunea nucleară și necesitatea transportării căldurii prin intermediul metalelor topite, s-a acordat atenție deosebită mașinii liniare, care a creat posibilitatea construirii de pompe adecvate de inducție [49].

În etapa următoare atenția cercetătorilor s-a îndreptat spre utilizarea motorului liniar în tracțiune fiind cunoscute diverse experimente în acest sens.

Privind aspectele teoretice foarte complexe care urmează rezolvarea problemelor de cunoaștere, dimensionare și comportare în exploatare a motorului liniar, literatura de specialitate prezintă în ultima perioadă, numeroase lucrări care determină un progres rapid în studiul proceselor specifice acestui tip de motor. R.E. Laithwaite, Poloujadoff, Sabounadić, Timmel și alți autori au publicat multe lucrări care tratează aspecte fundamentale, constructive sau aplicative. Urmare a acestora în Anglia, S.U.A., Japonia, R.D.G. și Franța, motorul liniar trifazat a început să fie fabricat industrial, fiind destinat la diverse acționări ca, poduri rulante, transportoare cu benzi sau suspendate, etc.

La noi în țară sînt cunoscute preocupări cu privire la studiul motorului liniar trifazat, inițiate în ultimii ani în cadrul institutelor de învățămînt superior din Timișoara, Brașov, București, Iași și Cluj. La Uzina Electromotor din Timișoara s-au fabricat și studiat în colaborare cu Catedra de Mașini electrice de la Facultatea de electrotehnică, pentru țesut

ma dată la noi în țară, prototipuri de motoare electrice liniare în vederea punerii în fabricație industrială.

Referitor la motoarele liniare monofazate cu fază auxiliară capacitivă, literatura de specialitate prezintă puține publicații. Recent, firma LINEARA din Suedia oferă beneficiarilor o gamă de motoare liniare monofazate cu condensator, prezentând și câteva exemple de posibilități de utilizare [59], fără a se referi la aspecte teoretice sau la bibliografia de specialitate.

x x  
x x

Lucrarea de față prezintă și studiază un nou tip de motor liniar monofazat „Motor liniar monofazat cu poli ecranati”. În cadrul lucrării se elaborează teoria și se prezintă rezultatele experimentărilor asupra aspectelor mai importante privind parametrii funcționali, caracteristica mecanică, fenomenele specifice și posibilitățile de îmbunătățire a performanțelor acestui tip de motor.

După o prezentare generală a motorului, în cap.1, a principiului de funcționare și a unor aspecte constructive și particularități, se trece în cap.2 la studiul cîmpului magnetic inductor al mașinii și se analizează unele posibilități de îmbunătățire, adică de mărire a cîmpului direct și de reducere a celui invers.

În cap.3, se elaborează teoria motorului liniar monofazat cu poli ecranati ținîndu-se seamă de particularitățile acestuia. Se determină expresiile curenților din cele trei înfășurări ale mașinii, și a puterii transmise indusului. În continuare pe baza expresiei analitice deduse, se analizează forma caracteristicii mecanice, constatînd că în regim de motor, aceasta se apropie de o variație liniară, forța dezvoltată fiind maximă la pornire.

În cap.4 al lucrării se studiază efectul transversal și longitudinal la acest tip de motor. Efectul transversal se analizează pentru cazul general al unui cîmp magnetic mobil, prin deducerea și rezolvarea ecuațiilor diferențiale sfereate. Pentru considerarea și a liniilor cîmpului magnetic care străbat indusul prin exteriorul întrefiorului se elaborează o metodă care permite determinarea exactă a parametrilor și în

zul unui indus de lățime cu puțin mai mare ca a inductorului. Influența efectului transversal asupra forței se determină prin calcularea coeficienților de corecție ai parametrilor motorului, datorită acestui efect. Efectul longitudinal se analizează sub cele două aspecte ale sale, static și dinamic.

Pentru îmbunătățirea caracteristicilor motorului liniar cu poli ecranati se studiază în cap.5, influențele diverselor elemente constructivo asupra acestuia și se determină criterii de corelare sau dimensionare care să conducă la parametri optimi.

Rezultatele verificărilor experimentale efectuate asupra a două prototipuri realizate, sînt prezentate în cap.6. În acest scop s-a executat o instalație experimentală adecvată care este prezentată în același capitol.

Principalele contribuții ale autorului sînt următoarele:

- prezentarea unui nou tip constructiv de motor liniar, motorul liniar monofazat cu poli ecranati,
- elaborarea teoriei noului tip de motor și stabilirea expresiei analitice a caracteristicii mecanice,
- studiul efectului transversal, folosind o mai bună aproximație a cîmpului magnetic inductor și influența acestuia asupra parametrilor motorului,
- metode de calcul optimal al polului ecranat,
- metodă pentru alegerea grosimii indusului în vederea obținerii unei forțe dezvoltate maxime la pierderi minime în înfășurarea principală,
- instalație experimentală pentru ridicarea caracteristicii mecanice prin măsurarea directă a forței dezvoltate de motor.

Rezultatele teoretice și experimentale obținute în cadrul lucrării pot fi utilizate la proiectarea motoarelor liniare monofazate cu poli ecranati, respectiv la acționările electrice cu acest tip de motor, care se apreciază că vor cunoaște o largă dezvoltare în viitorul apropiat.

Autorul mulțumește tovarășului profesor dr.ing. Doru Toma, șeful Catedrei de Utilizările energiei electrice și mașini electrice și tovarășului profesor dr.ing. Sora Constanța șeful catedrei de Bazele electrotehnicii, de la Institutul politehnic „Traian Vuia” din Timișoara, pentru îndrumarea și indicațiile prețioase date în cursul elaborării lucrării. De asemenea autorul mulțumește conducerii întreprinderii Electromotor din Timișoara, tovarășului director Tănase Marin și tovarășului ing. șef Tatu Gheorghe pentru condițiile create în vederea executării și experimentării prototipurilor precum și colectivului atelierului de prototipuri, din aceeași întreprindere, pentru executarea lor.

## CAPITOLUL 1.

### CONSIDERATIILE GENERALE ASUPRA MOTORULUI LINIAR MONOFAZAT CU POLI ECRANATI

#### 1.1. Generalități

Motorul clasic rotativ, cu poli ecranati este cunoscut și larg răspândit în practica industrială datorită calităților sale specifice, simplitate constructivă, robustețe, fiabilitate ridicată etc. Numeroase sînt utilizările sale pentru acționarea aparatelor electrice de larg consum, ca ventilatoare, mașini de spălat, radiatoare cu ventilator, uscătoare de păr și altele, produse care au în etapa actuală o foarte mare răspîndire. Sînt cunoscute deasemeni importante utilizări ale acestui motor în domeniul industrial.

Motorul electric cu poli ecranati, poate fi principial imaginat ca rezultat al desfășurării în plan a statorului motorului cu poli ecranati rotativ, după ce acesta a fost secționat cu un plan radial după o generatoră sa și i s-a asociat un indus adecvat. În fig.1.1 se reprezintă forma schematică a circuitului magnetic de la motorul rotativ cu poli ecranati, din care derivat, în fig.1.2, se arată cele două părți principale ale motorului liniar, a - inductorul și b - indusul.

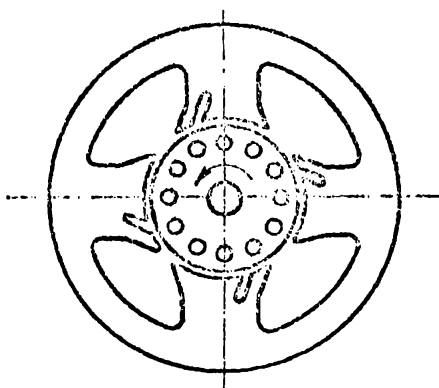


Fig. 1.1

Păstrînd avantajele motorului rotativ cu poli ecranati noul tip de motor are și calitatea, caracteristică motoarelor liniare, adică produce deplasări liniare direct, fără necesitatea de mașini intermediare, legătura între partea fixă și cea mobilă făcîndu-se prin cîmpul magnetic.



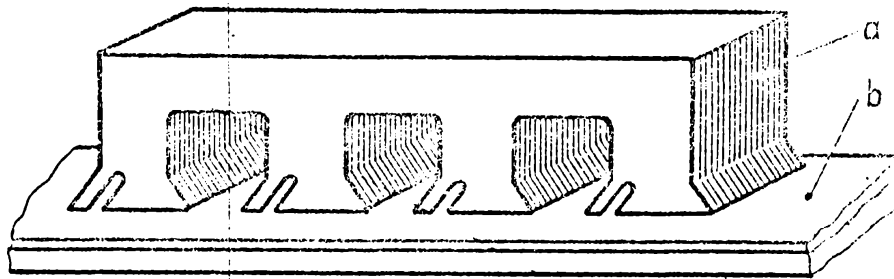


Fig. 1.2

### 1.2. Principiul de funcționare

Principiul de funcționare al motorului liniar cu poli ocranați este relativ simplu, dar studiul teoretic este plex deoarece pe lângă teoria deja complicată de la motorul rotativ cu poli ocranați, se suprapun fenomenele specifice

particularitățile structurilor liniare, ar fi efectele de margine transversal și longitudinal, inducții masiv, întrefierul etc. Pentru prezentarea principiului de funcționare, în

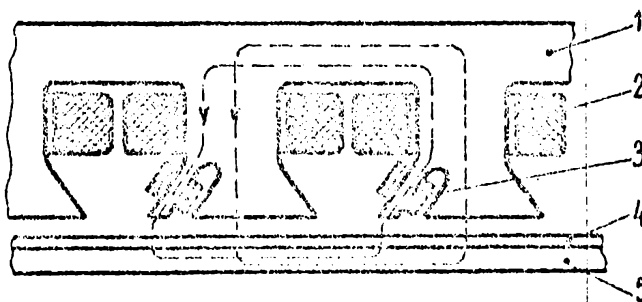


Fig. 1.3

figura 1.3 se consideră o pereche de poli din inductor și indușul format dintr-o bandă de metal cu rezistivitate scăzută 4, prapusă peste o placă de material feromagnetic, 5. Infășurarea principală 2, a inductorului conectată la țecua monofazată și parcursă de curent alternativ, determină fluxul principal  $\Phi_{11}$  care se închide prin întrefier și placa feromagnetică a indușului. Zona ocranată a polului principal, este străbătută de fluxul  $\Phi_3$  care rezultă din însușirea unei părți a fluxului principal  $\Phi_{11}$  și fluxul determinat de curentul  $I_3$  din infășurarea de ocranare.

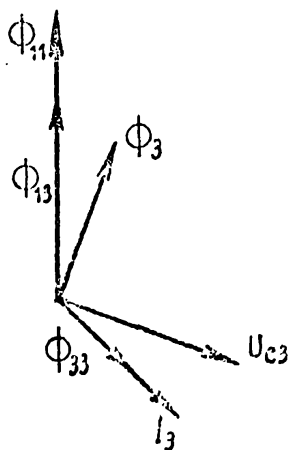


Fig. 1.4

fluxul determinat de curentul  $I_3$  din infășurarea de ocranare.

Existând simultan cele două fluxuri defazate în spațiu și timp,  $\phi_1$  și  $\phi_3$  în interiorul motorului apare un câmp magnetic mobil cu deplasare liniară. În placa indusului străbătută de câmpul magnetic variabil se induc tensiuni respectiv curenți, din interacțiunea cărora, cu câmpul magnetic din inductor fier, apar forțe care tind să deplaseze relativ indusul față de inductor. Similar motorului de inducție rotativ asincron, viteza de deplasare relativă  $v$ , este inferioară vitezei câmpului magnetic mobil  $v_s$ , alunecarea fiind definită și în cazul motorului liniar prin relația:

$$s = \frac{v_s - v}{v_s} \quad (1.2)$$

Se observă deci că principiul de funcționare al motorului liniar monofazat cu poli ecranati este similar cu cel al motorului cu poli ecranati rotativ, la care se adaugă însă, particularitățile specifice motorului electric liniar

### 1.3. Forme constructive

Construcția motorului liniar cu poli ecranati poate fi în principal determinată de instalația în care este utilizat precum și de soluțiile constructive adoptate de proiectant.

După numărul de inductoare și poziția lor relativă deosebesc motoare unilaterale fig.1.5.a și motoare bilaterale fig.1.5.b.

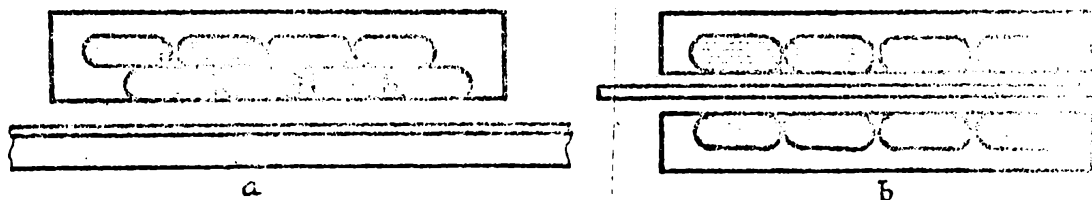


Fig. 1.5

Motorul bilateral se obține prin folosirea a două inductoare identice, ale căror poli sînt astfel bobinați încît fluxurile lor să se însumeze aditiv. În interiorul dintre cele două inductoare este plasat indusul, format în acest caz dintr-o placă de metal conductor, cupru sau aluminiu. Placa respectivă poate fi masivă sau cu fante transversale pentru a ușura mișcările, fig.1.6.a, practicate în scopul orientării

rabile a curenților din indus. Prin introducerea în acest  
fante a unor miezuri feromagnetice fig.1.6.b se poate obține

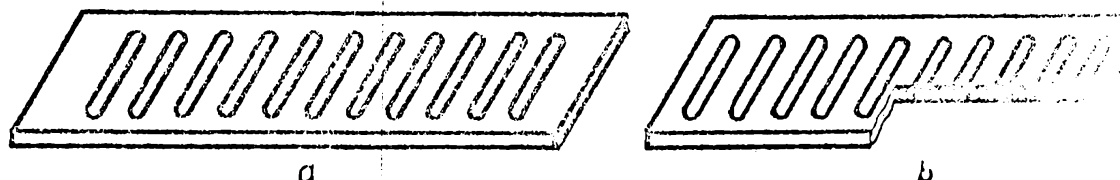


Fig. 1.6

o reducere efectivă a întrefierului real al motorului atât  
construcția unilaterală cât și bilaterală, respectiv o m  
re a curentului de magnetizare, cu toate consecințele favor  
bile care rezultă.

Tot pentru

obținerea unui  
trefier relativ  
indusul mai poate  
realizat dintr-un  
miez feromagnetic  
eventual din tablă  
prevăzută cu orificii



Fig. 1.7

adevurate în care să se plaseze prin turnare sau asamblare  
canică bobinajul format din bare de aluminiu sau cupru, care  
circuitează la capete prin două bare transversale din același  
material, fig.1.7.

Bobinajul inductor, similar celui de la motorul  
ativ cu poli ocranți se plasează în ancoșele - creștăturile  
miezului magnetic inductor executat din tole de tablă silicioasă,  
izolată pe una din fețe pentru reducerea pierderilor  
fier. Creștăturile pot avea diverse forme constructive, fig.  
1.8, în funcție de parametrii impuși motorului și de condițiile  
tehnologice de realizare. Pentru o distribuție mai favorabilă  
a cîmpului magnetic în întrefier, în ancoșă deschisă,  
1.8.a, se prevede o punte magnetică similară celor din  
rele rotative cu poli ocranți, fig.1.9, sau pentru acce

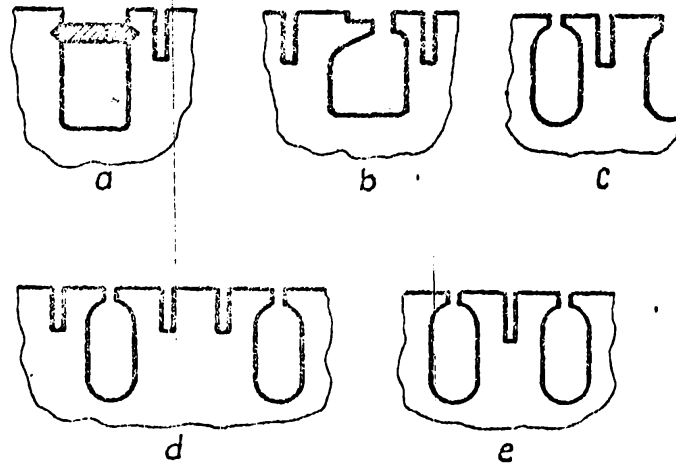


Fig. 1.8

scop se poate folosi un întrefier variabil, fig.1.8.b.

Bobinajul de ecranare poate realiza dintr-o singură spirală, bară de cupru scurtcircuitată la capete prin sudură, sau dintr-o înfășurare executată din conductor de bobinaj. În cazul

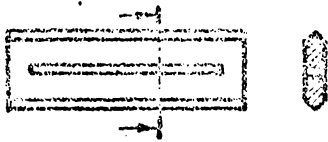


Fig. 1.9

motoarelor construite pentru două senzori de deplasare se execută două înfășurări de ecranare plasate în ancoșe adiacente, fig.1.8.d și e, care se scurtcircuitează pe rînd în funcție de sensul de deplasare dorit.

Pentru asigurarea protecției bobinajului destinat să funcționeze în medii umede sau cu diverse nocivități și pentru realizarea unei fiabilități ridicate motorului respectiv, acesta se impregnează în rășini adecvate sau poate fi complet globat într-o masă plastică corespunzătoare.

Asigurarea menținerii întrefierului se poate realiza prin role de distanțare proprii motorului liniar sau prin sistemul de culisare al organelor de mașină ori instalației motoare.

#### 1.4. Particularități și fenomene specifice

- Datorită formei și soluțiilor constructive specifice, întrefierul motorului liniar este mai mare ca la motoarele rotative deoarece în general indusul este construit din placă de aluminiu sau cupru. Pentru reducerea acestuia se pot introduce inserții din metale feromagnetice, fig.1.6.b, sau utilina indus din material feromagnetic masiv ori cu bare conductoare ca în fig.1.7. Recent s-au elaborat aliaje care să prezinte atât permeabilitate magnetică cât și conductivitate electrică mărite, folosind în principal cupru și fier, funcție de proprietățile cărora se pot obține caracteristici dorite de la motorul respectiv [89]. Cu toate acestea întrefierul efectiv al motorului liniar apare mărit, fapt ce conduce la un curent de magnetizare mărit și în general inducții mai mici în întrefier.

- Inductorul de lungime finită al motorului liniar monofazat, ca și al celui polifazat, nu mai prezintă simetria circulară, respectiv continuitatea cunoscută la motorul rotativ ceea ce atrage după sine fenomenul specific cunoscut sub denumirea de efect longitudinal.

- Lățimea finită a inductorului și în special a indusului, care în general se execută dintr-o placă de metal conductor și nemagnetic, conduce la apariția fenomenului transversal. La motorul monofazat cu pol ecranat acest fenomen prezintă aspecte specifice datorită existenței a două cimpuri plane mobile cu sensuri de deplasare opuse.

## CAPITOLUL 2.

### CAMPUL MAGNETIC AL MOTORULUI

#### 2.1. Studiul distribuției câmpului magnetic în întregul

Câmpul magnetic inductor din întregul motor este produs de principalele elemente ale inductorului și anume, miezul magnetic, bobinajul principal și bobinajul de excitație.

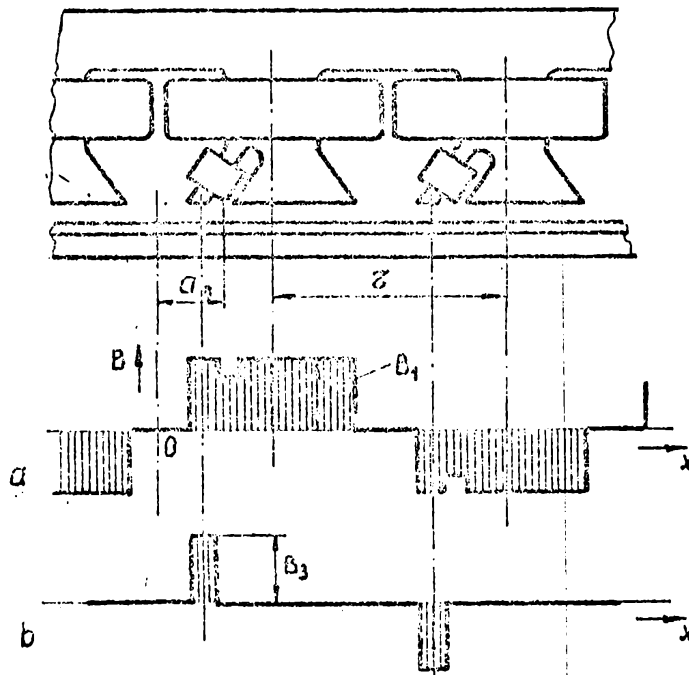


Fig. 2.1

șia prezentată în figură [60, 93].

Considerând tensiunea la bornele motorului sinusoidală, curentul va fi de forma:

$$i_1 = I_{1m} \sin \omega t$$

Dacă se descompune curba inducției magnetice  $B_1$  în serie Fourier, se obține pentru armonica de ordinul  $\nu$  expresia

În afară de aceasta, în figura 2.1. sînt prezentate schematic și matricele de polaritate ale bobinelor inductorului și cele două înfășurări. Curentul din înfășurarea principală, care este conectată la rețea, produce în întregul motor un câmp al inducției magnetice avînd aproximativ reparti-

$$b_{1\nu} = B_{1\nu} \sin \nu \frac{\pi}{\tau} x \sin \omega t \quad (2.1)$$

în care  $\tau$  este pasul polar al mașinii și  $B_{1\nu}$  este amplitudinea armonicilor de ordinul  $\nu$  care se poate determina cu relația

$$B_{1\nu} = \frac{2}{2\tau} \int_0^{2\tau} b_1(x) \sin \nu \frac{\pi}{\tau} x dx$$

sau

$$B_{1\nu} = \frac{2}{\tau} \int_0^{\tau} b_1(x) \sin \nu \frac{\pi}{\tau} x dx \quad (2.2)$$

Cunoscând repartiția inducției  $b_1(x)$  pe un pas polar, amplitudinea  $B_{1\nu}$  poate fi determinată folosind metoda grafică analitică cunoscută pentru calcularea amplitudinilor în serii Fourier. Deoarece din motive constructive, curba de variație a inducției este simetrică față de abscisă, datorită succedea polilor de semn contrar, în dezvoltarea în serie vor exista numai armonicilor impare, ...

$$\nu = 1, 3, 5, \dots, 2n+1$$

Bobinajul de ecranare, conectat în scurtcircuit, fiind străbătut de o parte a fluxului principal variabil în timp, va fi parcurs de curentul  $I_3$ , datorită tensiunii electromotoare produse. Forma curbei cîmpului magnetic produs de curentul  $I_3$  fiind cea din fig.2.1.b, se poate de asemenea dezvolta în serie Fourier obținându-se:

$$b_{3\nu} = B_{3\nu} \sin(\nu \frac{\pi}{\tau} x - \alpha_\nu) \sin(\omega t - \varphi) \quad (2.3)$$

în care  $B_{3\nu}$  este amplitudinea armonicilor de ordinul  $\nu$  și se va culează asemănător, cu o relație de forma (2.2),  $\alpha_\nu$  este unghi de defazaj în spațiu între  $b_{1\nu}$  și  $b_{3\nu}$ , iar  $\varphi$  este defazajul în timp între aceleași inducții, respectiv între curentul din înfășurarea principală și cel din înfășurarea de ecranare, dacă se neglijează pierderile în fier. Pentru evidențierea celor de mai sus, în fig.2.2 se prezintă diagrama corespunzătoare. Datorită cîmpului magnetic produs de înfășurarea principală a motorului, prin polul principal se stabilește fluxul  $\phi_{11}$  iar prin polul ecranat fluxul  $\phi_{13}$  ( $\phi_{13} < \phi_{11}$ ). Fluxul total prin polul ecranat este egal cu suma dintre  $\phi_{13}$  și fluxul propriu  $\phi_{33}$ , produs de curentul  $I_3$ .



Valorile fluxurilor  $\phi_{11}$  și  $\phi_{13}$  depind de dimensiunile geometrice ale polilor respectivi și de ordinul armoniilor lor.

Astfel corespunzător armoniei fundamentale a inducției magnetice, duse de înfășurarea principală av.

$$B_1 = B_{m1} \sin \frac{\pi}{\tau} x$$

și rezultă fluxul prin polul principal

$$\phi_{11} = \int_0^{\tau} B_1 ds = \frac{2}{\pi} l \tau B_{m1} \quad (2.44)$$

respectiv prin polul ecranat:

$$\begin{aligned} \phi_{13} &= \int_0^{\alpha_3} B_1 ds = \frac{1}{\pi} l \tau B_{m1} (1 - \cos \frac{\pi}{\tau} \alpha_3) \\ &= \frac{2}{\pi} l \tau B_{m1} \sin^2 \frac{\pi}{2} \frac{\alpha_3}{\tau} = \phi_{11} \sin^2 \frac{\pi}{2} \frac{\alpha_3}{\tau} \end{aligned}$$

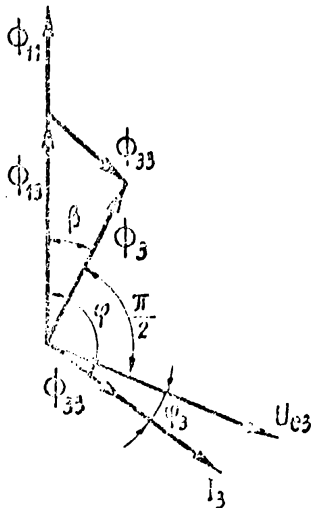


Fig. 2.2

Considerând factorul de bobinaj [85],  $\xi_3 = \sin \frac{\pi}{2} \frac{\alpha_3}{\tau}$  faptul că,

$$\alpha = \frac{\pi}{\tau} \frac{\tau - \alpha_3}{2}$$

rezultă:

$$\phi_{13} = \phi_{11} \xi_3 \cos \alpha$$

Fluxurile totale prin cele două înfășurări sînt:

$$\psi_{11} = N_1 \phi_{11} \quad \psi_{13} = N_3 \phi_{13} \quad (2.45)$$

sau pentru polul ecranat,

$$\psi'_{13} = \psi_{13} \frac{N_1}{N_3 \xi_3} = \psi_{11} \cos \alpha \quad (2.46)$$

Considerînd și fluxul total propriu prin polul ecranat și folosind reprezentarea în complex se obține:

$$\underline{\psi}_3 = \underline{\psi}_{13} + \underline{\psi}_{33} = \underline{\psi}_{11} \cos \alpha + \underline{\psi}'_{33} \quad (2.47)$$

În mod asemănător rezultă și:

$$\underline{\psi}_1 = \underline{\psi}_{11} + \underline{\psi}'_{33} \cos \alpha \quad (2.48)$$

Diagrama corespunzătoare, în complex, este reprezentată în fig.2.3.

Pentru armoniciile superioare calculul se efectuează în mod asemănător.





$$\underline{B}_{dv} = \frac{1}{2} [B_{1v} + B_{3v} \cdot e^{j(\alpha_v - \varphi)}] \quad (2.11)$$

$$\underline{B}_{iv} = \frac{1}{2} [B_{1v} + B_{3v} \cdot e^{-j(\alpha_v + \varphi)}]$$

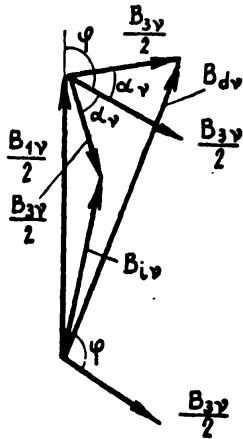


Fig. 2.4

Reprezentînd grafic însumarea în fig.2,4, amplitudinile celor două cîmpuri rezultante se pot scrie:

$$B_{dv} = \frac{1}{2} \sqrt{B_{1v}^2 + B_{3v}^2 + 2B_{1v} \cdot B_{3v} \cos(\varphi - \alpha_v)} \quad (2.12)$$

$$B_{iv} = \frac{1}{2} \sqrt{B_{1v}^2 + B_{3v}^2 + 2B_{1v} \cdot B_{3v} \cos(\varphi + \alpha_v)}$$

Se observă că acestea depind atât de amplitudinile celor două cîmpuri magnetice produse de polul principal, respectiv cel ecranat cît și de defazajul în timp, respectiv în spațiu dintre acestea.

## 2.2. Posibilități de îmbunătățire a distribuției cîmpului magnetic

Analizînd rezultatele obținute în paragraful precedent, fig.2.4. și (2.12), se observă că amplitudinea armonicii fundamentale a cîmpului mobil direct este maximă dacă:

$$\varphi = \alpha_1 = \frac{\pi}{2}$$

și dacă

$$B_{1,1} = B_{3,1}$$

rezultă că  $B_{i1} = 0$ . Ar rezulta astfel un cîmp magnetic mobil direct maxim în întrefier, componenta inversă fiind nulă.

Practic aceste condiții nu pot fi satisfăcute deoarece întotdeauna  $B_{m1,1} > B_{m3,1}$  și  $\varphi > \alpha_1$ . Considerînd cazul real în care  $B_{1,1} \neq B_{3,1}$  și deoarece forța corespunzătoare fiecărui cîmp mobil este funcție de patratul inducției, rezultă că forța dezvoltată de motor este maximă dacă:

$$B_{d1}^2 - B_{i1}^2 = \text{maxim}$$

respectiv

$$B_{1,1} \cdot B_{3,1} [\cos(\varphi - \alpha_1) - \cos(\varphi + \alpha_1)] = \text{maxim}$$

adică

$$\sin \varphi \sin \alpha_1 = \text{maxim}$$

Practic unghiul  $\alpha_1$  este mai mic decât  $\pi/2$  și este limitat de considerente constructive. Unghiul  $\varphi$  este mai mare ca  $\pi/2$ , observându-se din fig.2.2 că:

$$\varphi = \frac{\pi}{2} + \varphi_3 + \beta$$

— Rezultă că pentru a obține un câmp magnetic direct maxim în întrefier trebuie micșorat unghiul de defazaj al înfășurării de ecranare,

$$\text{tg } \varphi_3 = \frac{X_3}{R_3} \quad (2.13)$$

adică la o rezistență  $R_3$  dată, înfășurarea trebuie astfel executată ca  $X_3$  să fie minim. Condiția este de asemenea limitată constructiv, în funcție de dimensiunile minime ce se pot realiza pentru ancoșele înfășurării respective.

Se poate observa din fig.2.2 că se poate realiza:

$$\varphi_3 + \beta = 0 \quad (2.14)$$

dacă curentul  $I_3$  este capacitiv, respectiv defazat înaintea tensiunii  $U_{e3}$  cu unghiul  $\beta$ . Aceasta s-ar putea realiza prin conectarea unui condensator în circuitul înfășurării de ecranare, fapt ce conduce simultan la reducerea impedanței circuitului, respectiv la creșterea curentului  $I_3$  și a componentei aditive la câmpul magnetic mobil direct,  $B_3$ .

Datorită construcției specifice acestui tip de motor respectiv a distribuției nesinusoidale a câmpului magnetic întrefier, apar pe lângă armonica fundamentală și armonici superioare. Prin adoptarea unor soluții constructive specifice, ponderea acestora se poate diminua. Se utilizează în acest scop punțile magnetice (fig.1.9) în cazul croșăturilor dinch și se la inductor, întrefier variabil (fig.1.8.b), forme adăugate la capetele de dinți, etc. În cadrul părții experimentale prezentei lucrări s-au utilizat punți magnetice și îngustăci pronunțate ale capetelor de dinți și în consecință în partea teoretică s-au luat în considerare numai armonicile fundamentale.

CAPITOLUL 3.

TEORIA MOTORULUI LINIAR MONOFAZAT CU POLI  
ECRANATI

3.1. Parametrii motorului

In studiul motorului liniar monofazat cu poli ecranati intervin urmatoorii parametri mai importanti:

- Rezistența bobinajului principal al unui inductor,

$$R_1 = 2p \cdot \rho_{Cu} \frac{l_{sm}}{S_{Cu}} N_1 \quad (3.1)$$

unde  $p$  este numărul perechilor de poli,  $\rho_{Cu}$  rezistivitatea cuprului,  $l_{sm}$  lungimea spirei medii a bobinei,  $S_{Cu}$  secțiunea conductorului de bobinaj și  $N_1$  numărul de spire al unei bobine polare.

- Reactanța de dispersie a inductorului  $X_1$ , [85], se compune din reactanța de dispersie a creștăturii  $X_c$  și reactanțele de scăpări corespunzătoare capetelor de bobină. Reactanța de dispersie a creștăturii este:

$$X_c = 2 \cdot 2\pi f \cdot 2p \cdot N_1^2 \cdot 2l \cdot \mu_0 (\lambda_{p1} + \lambda_{ps} + 2\lambda_m) \quad (3.2)$$

unde  $2l$  este lățimea inductorului,  $\mu_0$  permeabilitatea magnetică a creștăturii iar  $\lambda_{p1}$ ,  $\lambda_{ps}$  și  $\lambda_m$  sînt permeanțele de calcul corespunzătoare laturii inferioare a bobinei, a celei superioare și inductivității mutuale a celor două laturi și se calculează în funcție de tipul de creștătură folosit. Reactanțele de scăpări corespunzătoare capetelor de bobină se determină cu relațiile date în [85].

- Rezistența bobinajului de ecranare  $R_3$  și

- Reactanța de dispersie a bobinajului de ecranare  $X_3$ , se determină cu relații asemănătoare cu cele de mai sus (3.1) și (3.2), în funcție de datele bobinajului și ale creștăturilor respective. În calcule se folosesc valorile reduse la borna de înfășurării principale, care se obțin prin:

$$R_3^i = R_3 \left( \frac{N_1 \xi_1}{N_3 \xi_3} \right)^2; \quad X_3^i = X_3 \left( \frac{N_1 \xi_1}{N_3 \xi_3} \right)^2 \quad (3.3)$$

unde  $\xi_1$  și  $\xi_3$  sînt factorii de bobinaj ai înfășurărilor respec-

pective,

$$\xi = \sin \frac{\pi}{2} \frac{a_3}{\tau}$$

în care  $a_3$  este deschiderea bobinei considerate iar  $\tau$  pasul polar al mașinii

La calculul reactanței de magnetizare și a rezistenței indusului se consideră pentru început cazul motorului ideal, cu inductorul și indusul de lățime  $2l$ , ca fiind parte din motorul de lățime infinită. Aceasta pentru a nu include la început influența efectului transversal, fenomen ce va fi tratat în capitolul următor. Pentru a considera această precizare, parametrii respectivi s-au notat cu indicele zero,  $X_{m0}$  respectiv  $R'_{20}$ .

- reactanța de magnetizare [85], corespunzătoare cîmpului oscilant este:

$$X_{m0} = 2\pi f \cdot 2p \cdot \frac{8}{\pi^2} \mu_0 \frac{2l\tau}{\delta} (N_1 \xi_1)^2 \quad (3.4)$$

în care  $\tau$  este pasul polar și  $\delta' = \delta \cdot K_c$ , unde  $\delta$  este întrefierul real al motorului și  $K_c$  factorul lui Carter, care consideră existența istmurilor pe ambele inductoare dispuse față în față. Pentru cîmpul mobil corespunzător motorului monofazat reactanța de magnetizare este  $(\frac{1}{2} X_{m0})$ .

- rezistența electrică a indusului sub formă de placă, redusă la inductor, de lățime  $2l$  egală cu a inductorului, și neglijînd efectul transversal (paragraf 4.1.2), este:

$$R'_{20} = 2p \cdot \rho \frac{2 \cdot 2l}{\frac{1}{2} \tau g} (N_1 \xi_1)^2 \quad (3.5)$$

unde  $\rho$  este rezistivitatea materialului plăcii și  $g$  grosimea acesteia.

- reactanța de scăpări a indusului  $X_2$ . Deoarece mediul în care se află circuitul indus este neferomagnetic - indus sub formă de placă de cupru sau aluminiu - rezultă că reactanța de scăpări a indusului este mică în raport cu reactanța de scăpări a inductorului și deci se poate neglija,  $X_2 = 0$ , [32, 50].

- factorul de calitate  $G$ , se introduce ca parametru calitativ caracteristic motoarelor electrice liniare [55] și se definește prin raportul dintre reactanța de magnetizare corespunzătoare cîmpului magnetic mobil monofazat și rezistența indusului:

$$G = \frac{\frac{1}{2} \chi_{mo}}{R_{20}'} = \frac{2 \tau^2 f \mu_0 g}{\pi q \delta} \quad (3.6)$$

La calculul parametrilor dependenți de rezistivitatea cuprului din bobinajul inductor precum și de cea a materialului plăcii indusului se vor utiliza valorile rezistivităților la temperaturile respective de funcționare.

### 3.2. Ecuațiile motorului

Pentru a deduce ecuațiile de funcționare ale motorului se consideră în fig.3.1 un pol principal cu polul ecranat respectiv,

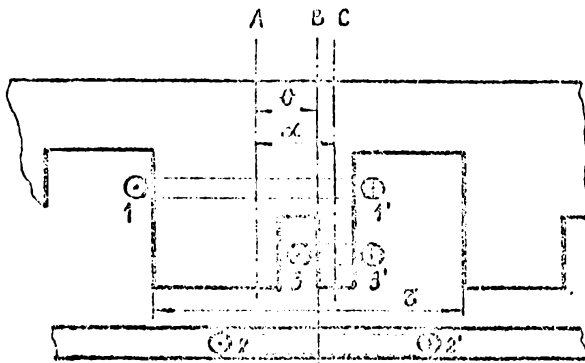


Fig. 3.1

prezintă axele de simetrie ale polului principal, a spiralei considerate din placa indusului, respectiv a polului ecranat. În continuare calculurile se vor efectua considerând numai armonica fundamentală din dezvoltarea în serie Fourier a curbei inducției magnetice.

Fluxul fascicular produs de polul principal, notat în continuare numai cu  $\phi_1$ , are expresia:

$$\phi_1 = \frac{2}{\pi} \tau^2 \sigma B_{m1} \quad (3.7)$$

care a fost dedusă în paragraful 2.1, unde  $B_{m1}$  este amplitudinea armonicii fundamentale a inducției magnetice. Considerând o repartiție dreptunghiulară pentru inducția magnetică, ca în fig.2.1, rezultă:

$$B_{m1} = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{I_1 N_1 \xi_1}{\delta}$$

în care s-a notat cu  $\xi_1$  factorul de înfășurare. Înlocuind în (3.7) se obține:

te o spirală reprezentată simbolic în figura 3-3' un contur închis sub forma unei spirale din placa indusului 2-2', [Co. 94]. A, B și C reprezintă

$$\phi_1 = \frac{8}{\pi^2} \mu_0 \frac{2l\tau}{\delta} I_1 N_1 \xi_1 = N_1 \xi_1 \Lambda I_1 \quad (3.8)$$

unde cu  $\Lambda$  s-a notat permeanța magnetică:

$$\Lambda = \frac{8}{\pi^2} \mu_0 \frac{2l\tau}{\delta} \quad (3.9)$$

Fluxul fascicular al polului ecranat, notat cu  $\phi_3$ , rezultă similar în forma:

$$\phi_3 = \frac{2}{\pi} 2l\tau B_{m3}$$

în care amplitudinea armonicii fundamentale este:

$$B_{m3} = \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\tau-a_3}{2}}^{\frac{\tau+a_3}{2}} B_3 \sin \frac{\pi}{\tau} x \, dx = \frac{4}{\pi} B_3 \sin \frac{\pi}{2} \frac{a_3}{\tau}$$

sau:

$$B_{m3} = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{I_3 N_3}{\delta} \xi_3$$

deci,

$$\phi_3 = \frac{8}{\pi^2} \mu_0 \frac{2l\tau}{\delta} I_3 N_3 \xi_3$$

și cu (3.9) se poate scrie:

$$\phi_3 = N_3 \xi_3 \Lambda I_3 \quad (3.10)$$

Descompunând în componentă directă și inversă cele două fluxuri, (3.8) și (3.10) se obține:

$$\phi_{1d} = \phi_{1i} = \frac{1}{2} N_1 \xi_1 \Lambda I_1 \quad (3.11)$$

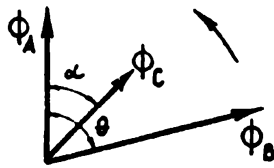
$$\phi_{3d} = \phi_{3i} = \frac{1}{2} N_3 \xi_3 \Lambda I_3$$

Pentru a exprima și fluxurile produse de curenții din indus, se notează componentele de secvență ale acestora cu  $I_{2d}$  respectiv  $I_{2i}$  și se obține:

$$\phi_{2d} = \frac{m_2}{2} N_2 \xi_2 \Lambda I_{2d} \quad (3.12)$$

$$\phi_{2i} = \frac{m_2}{2} N_2 \xi_2 \Lambda I_{2i}$$

Fluxurile scrise în complex și considerând indusul monofazat,  $m_2=1$ , devin:



$$\begin{aligned}\underline{\phi}_{1Ad} &= \underline{\phi}_{1A1} = \frac{1}{2} N_1 \xi_1 \wedge \underline{I}_1 \\ \underline{\phi}_{2Bd} &= \frac{1}{2} N_2 \xi_2 \wedge \underline{I}_{2d} \\ \underline{\phi}_{2B1} &= \frac{1}{2} N_2 \xi_2 \wedge \underline{I}_{21} \\ \underline{\phi}_{30d} &= \underline{\phi}_{3C1} = \frac{1}{2} N_3 \xi_3 \wedge \underline{I}_3\end{aligned}\tag{3.13}$$

Fig. 3.2

La funcționarea în gol, însumând fluxurile după axele celor două înfășurări din stator, se obține:

$$\begin{aligned}\underline{\phi}_{Ad} &= \underline{\phi}_{1Ad} + \underline{\phi}_{3Cd} \cdot e^{j\alpha} \\ \underline{\phi}_{A1} &= \underline{\phi}_{1A1} + \underline{\phi}_{3C1} \cdot e^{-j\alpha} \\ \underline{\phi}_{Cd} &= \underline{\phi}_{1Ad} \cdot e^{-j\alpha} + \underline{\phi}_{3Cd} \\ \underline{\phi}_{C1} &= \underline{\phi}_{1A1} \cdot e^{j\alpha} + \underline{\phi}_{3C1}\end{aligned}\tag{3.14}$$

Fluxurile fiind variabile sinusoidal în timp în bobinele statorului se vor induce tensiunile:

$$\begin{aligned}\underline{U}_{e1d} &= -j\omega 2p N_1 \xi_1 \underline{\phi}_{Ad} & \underline{U}_{e3d} &= -j\omega 2p N_3 \xi_3 \underline{\phi}_{Cd} \\ \underline{U}_{e11} &= -j\omega 2p N_1 \xi_1 \underline{\phi}_{A1} & \underline{U}_{e31} &= -j\omega 2p N_3 \xi_3 \underline{\phi}_{C1}\end{aligned}\tag{3.15}$$

Înlocuind fluxurile cu (3.14), rezultă:

$$\begin{aligned}\underline{U}_{e1d} &= -\frac{1}{2} j\omega 2p (N_1 \xi_1)^2 \wedge \left[ \underline{I}_1 + \frac{N_3 \xi_3}{N_1 \xi_1} \underline{I}_3 \cdot e^{j\alpha} \right] \\ \underline{U}_{e11} &= -\frac{1}{2} j\omega 2p (N_1 \xi_1)^2 \wedge \left[ \underline{I}_1 + \frac{N_3 \xi_3}{N_1 \xi_1} \underline{I}_3 \cdot e^{-j\alpha} \right] \\ \underline{U}_{e3d} &= -\frac{1}{2} j\omega 2p (N_1 \xi_1) (N_3 \xi_3) \wedge \left[ \underline{I}_1 \cdot e^{-j\alpha} + \frac{N_3 \xi_3}{N_1 \xi_1} \underline{I}_3 \right] \\ \underline{U}_{e31} &= -\frac{1}{2} j\omega 2p (N_1 \xi_1) (N_3 \xi_3) \wedge \left[ \underline{I}_1 \cdot e^{j\alpha} + \frac{N_3 \xi_3}{N_1 \xi_1} \underline{I}_3 \right]\end{aligned}\tag{3.16}$$

Prin reducerea mărimilor din înfășurarea ecranată, la cea principală, sub forma:

$$\underline{U}'_3 = \frac{N_1 \xi_1}{N_3 \xi_3} \underline{U}_{e3} \qquad \underline{I}'_3 = \frac{N_3 \xi_3}{N_1 \xi_1} \underline{I}_3$$

și folosind expresia impedanței de magnetizare:



$$Z_m = jX_m = j\omega 2p(N_1 k_1)^2 \Lambda$$

în care  $X_m$  a fost redat și în (3.4), tensiunile induse se pot scrie și sub forma:

$$\begin{aligned} U_{e1d} &= -\frac{1}{2} Z_m \left[ I_1 + I_3' e^{j\alpha} \right] \\ U_{e1i} &= -\frac{1}{2} Z_m \left[ I_1 + I_3' e^{-j\alpha} \right] \\ U_{e3d} &= -\frac{1}{2} Z_m \left[ I_1 e^{-j\alpha} + I_3' \right] = U_{e1d} \cdot e^{-j\alpha} \\ U_{e3i} &= -\frac{1}{2} Z_m \left[ I_1 e^{j\alpha} + I_3' \right] = U_{e1i} \cdot e^{j\alpha} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Se observă că în expresiile lui  $U_{e1d}$  respectiv  $U_{e1i}$ , se pot introduce notațiile:

$$\begin{aligned} I_{1d} &= \frac{1}{2} \left[ I_1 + I_3' e^{j\alpha} \right] \\ I_{1i} &= \frac{1}{2} \left[ I_1 + I_3' e^{-j\alpha} \right] \end{aligned} \quad (3.18)$$

care reprezintă componentele, directă respectiv inversă ale unui curent care parcurgând o înfășurare inductoare ar produce aceleași cîmpuri magnetice alungătoare ca și curenții  $I_1$  și  $I_3'$  din cele două înfășurări. Cu acestea relațiile (3.17) devin:

$$\begin{aligned} U_{e1d} &= -Z_m I_{1d} \\ U_{e1i} &= -Z_m I_{1i} \end{aligned} \quad (3.19)$$

Pentru a reprezenta diagrama tensiunilor și curenților la funcționarea în gol, relațiile (3.18) și (3.19), se mai scrie pentru înfășurarea de ecranare:

$$U_{e3}' = Z_3' I_3'$$

sau,

$$U_{e1d} \cdot e^{-j\alpha} + U_{e1i} \cdot e^{j\alpha} = Z_3' I_3'$$

respectiv cu (3.18) și (3.19),

$$-\frac{1}{2} Z_m (I_1 e^{-j\alpha} + I_3') - \frac{1}{2} Z_m (I_1 e^{j\alpha} + I_3') = Z_3' I_3'$$

de unde rezultă:

$$\frac{I_1}{I_3'} = -\frac{Z_3' + Z_m}{Z_m \cos \alpha} = \frac{I_1}{I_3'} e^{-j\varphi} \quad (3.20)$$

În figura 3.3. se prezintă diagrama la funcționarea în gol a motorului.

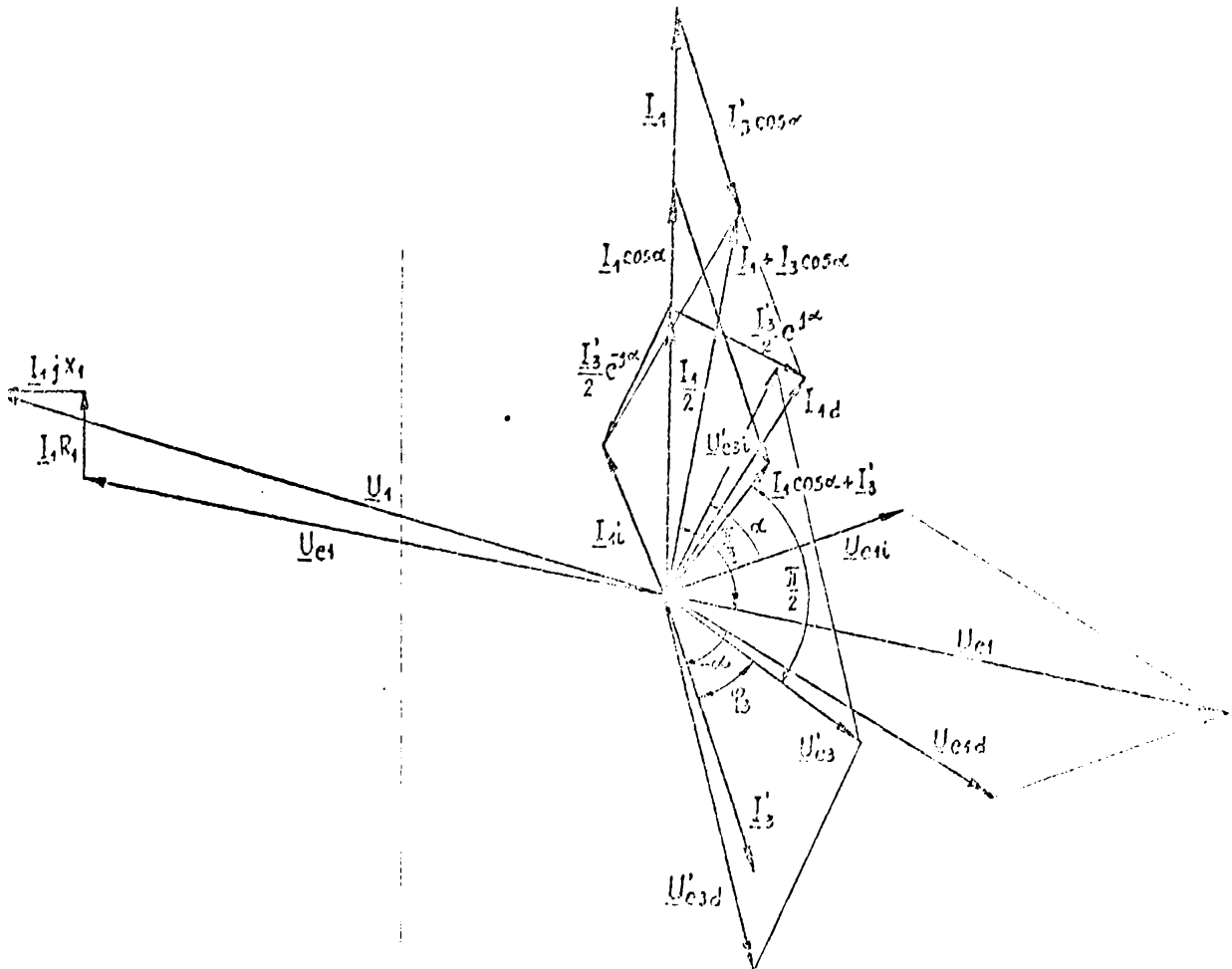


Fig. 3.3

Construcția s-a executat pornind dela curenții  $I_1$  și  $I_3'$ , (3.20) și în continuare s-au reprezentat componentele directe și inverse ale curenților (3.18), și ale tensiunilor induse (3.19). Insumând componentele tensiunii, rezultă  $U_{01}$ , defazat cu  $\pi/2$  în urma curențului,

$$I_{1d} + I_{1i} = I_1 + I_3' \cos \alpha$$

adică și față de fluxul total din polul principal notat în paragraful 2.1:

$$\Psi_1 = \Psi_{11} + \Psi_{33}' \cos \alpha$$

și reprezentat în fig.2.3. Similar se obține  $U_{03}$ , defazat cu  $\pi/2$  în urma fluxului total:

$$\Psi_3' = \Psi_{11} \cos \alpha + \Psi_{33}'$$

respectiv a curențului:

$$I_{1d} e^{-j\alpha} + I_{1i} e^{j\alpha} = I_1 \cos \alpha + I_3'$$

Tensiunea la bornele motorului se obține din:

$$\underline{U}_1 + \underline{U}_{e1} = \underline{Z}_1 \underline{I}_1$$

La funcționarea în sarcină a motorului, în indus se stabilește, datorită tensiunilor induse, curenții  $\underline{I}_{2d}$  și  $\underline{I}_{2i}$  și corespunzător fluxurile  $\underline{\phi}_{2d}$  și  $\underline{\phi}_{2i}$ , (3.12).

Insumând în acest caz fluxurile după cele trei axe de înfășurărilor A, B, C, fig.3.1, rezultă:

$$\begin{aligned} \underline{\phi}_{Ad} &= \underline{\phi}_{1Ad} + \underline{\phi}_{2Bd} e^{j\theta} + \underline{\phi}_{3Cd} e^{j\alpha} \\ \underline{\phi}_{Ai} &= \underline{\phi}_{1Ai} + \underline{\phi}_{2Bi} e^{-j\theta} + \underline{\phi}_{3Ci} e^{-j\alpha} \\ \underline{\phi}_{Bd} &= \underline{\phi}_{1Ad} e^{-j\theta} + \underline{\phi}_{2Bd} + \underline{\phi}_{3Cd} e^{-j(\theta-\alpha)} \\ \underline{\phi}_{Bi} &= \underline{\phi}_{1Ai} e^{j\theta} + \underline{\phi}_{2Bi} + \underline{\phi}_{3Ci} e^{j(\theta-\alpha)} \\ \underline{\phi}_{Cd} &= \underline{\phi}_{1Ad} e^{-j\alpha} + \underline{\phi}_{2Bd} e^{j(\theta-\alpha)} + \underline{\phi}_{3Cd} \\ \underline{\phi}_{Ci} &= \underline{\phi}_{1Ai} e^{j\alpha} + \underline{\phi}_{2Bi} e^{-j(\theta-\alpha)} + \underline{\phi}_{3Ci} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Tensiunile induse în înfășurările inductorului se calculează similar ca în (3.15), folosind însă expresiile (3.21) pentru fluxuri. Tensiunile electromotoare din indus se calculează cu relațiile:

$$\begin{aligned} \underline{U}_{e2d} &= -j\omega 2p N_2 \xi_2 \underline{\phi}_{Bd} \cdot s \\ \underline{U}_{e2i} &= -j\omega 2p N_2 \xi_2 \underline{\phi}_{Bi} (2-s) \end{aligned} \quad (3.22)$$

unde prin  $s$  s-a notat alunecarea indusului față de câmpul magnetic mobil. Înlocuind în (3.15) și (3.22), fluxurile (3.21) prin componentele directe și inverse (3.13), rezultă:

$$\underline{U}_{e1d} = -\frac{1}{2} j\omega 2p (N_1 \xi_1)^2 \Lambda \left[ \underline{I}_1 + \frac{N_2 \xi_2}{N_1 \xi_1} \underline{I}_{2d} e^{j\theta} + \frac{N_3 \xi_3}{N_1 \xi_1} \underline{I}_3 e^{j\alpha} \right]$$

$$\underline{U}_{e1i} = -\frac{1}{2} j\omega 2p (N_1 \xi_1)^2 \Lambda \left[ \underline{I}_1 + \frac{N_2 \xi_2}{N_1 \xi_1} \underline{I}_{2i} e^{-j\theta} + \frac{N_3 \xi_3}{N_1 \xi_1} \underline{I}_3 e^{-j\alpha} \right]$$

$$\underline{U}_{e2d} = -\frac{1}{2} j\omega 2p (N_1 \xi_1) (N_2 \xi_2) \Lambda s \left[ \underline{I}_1 e^{-j\theta} + \frac{N_2 \xi_2}{N_1 \xi_1} \underline{I}_{2d} + \frac{N_3 \xi_3}{N_1 \xi_1} \underline{I}_3 e^{-j(\theta-\alpha)} \right]$$

$$\underline{U}_{e2i} = -\frac{1}{2} j\omega 2p (N_1 \xi_1) (N_2 \xi_2) \Lambda (2-s) \left[ \underline{I}_1 e^{j\theta} + \frac{N_2 \xi_2}{N_1 \xi_1} \underline{I}_{2i} + \frac{N_3 \xi_3}{N_1 \xi_1} \underline{I}_3 e^{j(\theta-\alpha)} \right]$$

$$I_{e3d} = -\frac{1}{2}j\omega 2p(N_1\xi_1)(N_3\xi_3)\Lambda \left[ I_1 e^{-j\alpha} + \frac{N_2\xi_2}{N_1\xi_1} I_{2d} e^{j(\theta-\alpha)} + \frac{N_2\xi_2}{N_1\xi_1} I_3 \right]$$

$$I_{e3i} = -\frac{1}{2}j\omega 2p(N_1\xi_1)(N_3\xi_3)\Lambda \left[ I_1 e^{j\alpha} + \frac{N_2\xi_2}{N_1\xi_1} I_{2i} e^{-j(\theta-\alpha)} + \frac{N_2\xi_2}{N_1\xi_1} I_3 \right]$$

(3.23)

În continuare se reduc mărimile din indus, tensiuni și curenți, la înfășurarea principală, cu relațiile:

$$U'_{e2} = \frac{N_1\xi_1}{N_2\xi_2} U_{e2}$$

$$I'_{2} = \frac{N_2\xi_2}{N_1\xi_1} I_2$$

(3.24)

Pentru a simplifica exprimarea relațiilor s-ar putea folosi notațiile:

$$I'_{2d} e^{j\theta} = I_{2d}^*$$

$$U'_{e2d} e^{j\theta} = U_{e2d}^*$$

$$I'_{2i} e^{-j\theta} = I_{2i}^*$$

$$U'_{e2i} e^{-j\theta} = U_{e2i}^*$$

Deoarece în calculele următoare se vor utiliza valorile efective ale tensiunilor și curenților, se va renunța la notarea suplimentară cu asterisc.

Cu aceste precizări relațiile (3.23) pot fi exprimate astfel:

$$U_{e1d} = -\frac{1}{2} Z_m \left[ I_1 + I'_{2d} + I'_3 e^{j\alpha} \right]$$

$$U_{e1i} = -\frac{1}{2} Z_m \left[ I_1 + I'_{2i} + I'_3 e^{-j\alpha} \right]$$

$$U_{e2d} = -\frac{1}{2} s \cdot Z_m \left[ I_1 + I'_{2d} + I'_3 e^{j\alpha} \right] = s U_{e1d}$$

$$U_{e2i} = -\frac{1}{2} (2-s) Z_m \left[ I_1 + I'_{2i} + I'_3 e^{-j\alpha} \right] = (2-s) U_{e1i}$$

$$U_{e3d} = -\frac{1}{2} Z_m \left[ I_1 e^{-j\alpha} + I'_{2d} e^{-j\alpha} + I'_3 \right] = U_{e1d} \cdot e^{-j\alpha}$$

$$U_{e3i} = -\frac{1}{2} Z_m \left[ I_1 e^{j\alpha} + I'_{2i} e^{j\alpha} + I'_3 \right] = U_{e1i} \cdot e^{j\alpha}$$

(3.25)

Și folosind componentele directă și inversă ale curentului, definite prin (3.18), rezultă:

$$U_{e1d} = -Z_m \left[ I_{1d} + \frac{1}{2} I'_{2d} \right]$$

$$U_{e1i} = -Z_m \left[ I_{1i} + \frac{1}{2} I'_{2i} \right]$$

(3.26)

Pentru cele patru circuite ale motorului, înfășurarea principală, înfășurarea de ecranare în scurtcircuit și inductorul pentru componentele directe respectiv inverse, se pot scrie patru ecuații sub forma:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 + \underline{U}_{o1} &= \underline{I}_1 \underline{Z}_1 \\ \underline{U}_{o2d} &= (R_2 + j s X_2) \underline{I}_{2d} \\ \underline{U}_{o2i} &= [R_2 + j(2-s) X_2] \underline{I}_{2i} \\ \underline{U}_{o3} &= \underline{I}_3 \underline{Z}_3 \end{aligned} \quad (3.27)$$

sau

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 + \underline{U}_{o1d} + \underline{U}_{o1i} &= \underline{I}_1 \underline{Z}_1 \\ \underline{U}_{o1d} &= \left( \frac{R_2'}{s} + j X_2' \right) \underline{I}_{2d}' \\ \underline{U}_{o1i} &= \left( \frac{R_2'}{2-s} + j X_2' \right) \underline{I}_{2i}' \end{aligned}$$

$$\underline{U}_{o1d} e^{-j\alpha} + \underline{U}_{o1i} e^{j\alpha} = \underline{I}_3' \underline{Z}_3'$$

Folosind precizarea de la paragraful anterior, conținând sarcina  $X_2 = 0$ , și cu expresiile tensiunilor  $\underline{U}_{o1d}$  și  $\underline{U}_{o1i}$  din (3.25) și (3.26), sistemul de ecuații devine:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{Z}_1 \underline{I}_1 + \underline{Z}_m (\underline{I}_{1d} + \underline{I}_{1i}) + \frac{1}{2} \underline{Z}_m (\underline{I}_{2d}' + \underline{I}_{2i}') \\ 0 &= \frac{R_2'}{s} \underline{I}_{2d}' + \underline{Z}_m \underline{I}_{1d} + \frac{1}{2} \underline{Z}_m \underline{I}_{2d}' \\ 0 &= \frac{R_2'}{2-s} \underline{I}_{2i}' + \underline{Z}_m \underline{I}_{1i} + \frac{1}{2} \underline{Z}_m \underline{I}_{2i}' \end{aligned} \quad (3.28)$$

$$0 = \underline{Z}_3' \underline{I}_3' + \underline{Z}_m (\underline{I}_{1d} e^{-j\alpha} + \underline{I}_{1i} e^{j\alpha}) + \frac{1}{2} \underline{Z}_m (\underline{I}_{2d}' e^{-j\alpha} + \underline{I}_{2i}' e^{j\alpha})$$

de unde curenții din indus se pot scrie sub forma:

$$\frac{\underline{I}_{2d}'}{2} = - \frac{\underline{Z}_m}{\underline{Z}_m + \frac{2R_2'}{s}} \underline{I}_{1d} ; \quad \frac{\underline{I}_{2i}'}{2} = - \frac{\underline{Z}_m}{\underline{Z}_m + \frac{2R_2'}{2-s}} \underline{I}_{1i} \quad (3.29)$$

Inlocuind expresiile obținute în (3.26) rezultă:

$$\underline{U}_{old} = -\underline{Z}_m \left( \underline{I}_{ld} - \frac{\underline{Z}_m}{2R_2'} \underline{I}_{ld} \right) = - \frac{2 \frac{R_2'}{s} \underline{Z}_m}{\underline{Z}_m + \frac{2R_2'}{s}} \underline{I}_{ld}$$

$$\underline{U}_{oli} = -\underline{Z}_m \left( \underline{I}_{ld} - \frac{\underline{Z}_m}{2R_2'} \underline{I}_{li} \right) = - \frac{2 \frac{R_2'}{s} \underline{Z}_m}{\underline{Z}_m + \frac{2R_2'}{s}} \underline{I}_{li}$$

Se observă că expresiile coeficienților lui  $\underline{I}_{ld}$  și  $\underline{I}_{li}$  reprezintă impedanțele de secvență directă respectiv inversă, notate:

$$2 \underline{Z}_{od} = \frac{2 \frac{R_2'}{s} \underline{Z}_m}{\underline{Z}_m + \frac{2R_2'}{s}} \quad 2 \underline{Z}_{oi} = \frac{2 \frac{R_2'}{s} \underline{Z}_m}{\underline{Z}_m + \frac{2R_2'}{s}} \quad (3.30)$$

Dacă se consideră definiția factorului de calitate (5.6), impedanțele de secvență se pot exprima sub o formă specifică motorului linear monofazat și anume:

$$2 \underline{Z}_{od} = \frac{\underline{X}_m (Gs+j)}{1+G^2s^2} \quad 2 \underline{Z}_{oi} = \frac{\underline{X}_m [G(2-s)+j]}{1+G^2(2-s)^2} \quad (3.31)$$

Cu acestea, din sistemul de ecuații (3.23) se obține:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{Z}_1 \underline{I}_1 + 2\underline{Z}_{od} \underline{I}_{ld} + 2\underline{Z}_{oi} \underline{I}_{li} \\ 0 &= \underline{Z}_2' \underline{I}_2' + 2\underline{Z}_{od} \underline{I}_{ld} e^{-j\alpha} + 2\underline{Z}_{oi} \underline{I}_{li} e^{j\alpha} \end{aligned}$$

și înlocuind  $\underline{I}_{ld}$  și  $\underline{I}_{li}$  cu (3.18), rezultă:

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{od} + \underline{Z}_{oi}) + \underline{I}_2' (\underline{Z}_{od} e^{j\alpha} + \underline{Z}_{oi} e^{-j\alpha}) \quad (3.32)$$

$$0 = \underline{I}_1 (\underline{Z}_{od} e^{-j\alpha} + \underline{Z}_{oi} e^{j\alpha}) + \underline{I}_2' (\underline{Z}_2' + \underline{Z}_{od} + \underline{Z}_{oi})$$

Pentru simplificare se introduc notațiile:

$$\underline{a} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_{od} + \underline{Z}_{oi} \quad ; \underline{c} = \underline{Z}_{od} e^{-j\alpha} + \underline{Z}_{oi} e^{j\alpha} \quad (3.33)$$

$$\underline{b} = \underline{Z}_{od} e^{j\alpha} + \underline{Z}_{oi} e^{-j\alpha} \quad ; \underline{d} = \underline{Z}_2' + \underline{Z}_{od} + \underline{Z}_{oi}$$

Cu aceste notații, din sistemul (3.32) rezultă curenții:

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{d}}{\underline{a} \underline{d} - \underline{b} \underline{c}} \underline{U}_1 \quad ; \quad \underline{I}_2' = \frac{-\underline{c}}{\underline{a} \underline{d} - \underline{b} \underline{c}} \underline{U}_1 \quad (3.34)$$

respectiv componentelor:

$$\underline{I}_{1d} = \frac{U_1}{2} \frac{d - c e^{j\alpha}}{\underline{a} \underline{d} - \underline{b} \underline{c}} ; \quad \underline{I}_{1i} = \frac{U_1}{2} \frac{d - c e^{-j\alpha}}{\underline{a} \underline{d} - \underline{b} \underline{c}} \quad (3.35)$$

și

$$\underline{I}'_{2d} = - \frac{2Z_{od}}{\frac{R'_2}{s}} \underline{I}_{1d} ; \quad \underline{I}'_{2i} = - \frac{2Z_{oi}}{\frac{R'_2}{2-s}} \underline{I}_{1i} \quad (3.36)$$

în funcție de elementele constructive ale motorului și tensiunea aplicată la bornele înfășurării principale ale inductorului.

Curentul maxim care poate fi luat de motor se stabilește la pornire și se poate calcula din (3.34) în care se introduce  $s=1$ , rezultă:

$$\begin{aligned} \underline{I}_{1p} &= \frac{\frac{Z'_2 + 2Z_{od}}{Z_1 Z'_2 + 2Z_{od}(Z_1 + Z'_2) + 4Z_{od} \sin^2 \alpha} U_1}{\frac{Z'_2}{2Z_{od}} + 1} = \\ &= \frac{U_1}{2Z_{od} \sin^2 \alpha + \frac{Z_1 + Z'_2}{2Z_{od}} + \frac{Z_1 Z'_2}{4Z_{od}^2}} \end{aligned} \quad (3.37)$$

Sau o formă mai simplă dacă se neglijează impedanța inductorului, adică pentru  $Z_1 = 0$ ,

$$\begin{aligned} \underline{I}_{1p} &= \frac{U_1}{2Z_{od}} \frac{\frac{Z'_2}{2R'_2} \left( \frac{1}{2} - j \frac{1}{X_m} \right) + 1}{\frac{Z'_2}{2R'_2} \left( \frac{1}{2} - j \frac{1}{X_m} \right) + \sin^2 \alpha} = \\ &= \frac{U_1}{X_m} (G-j) \frac{\frac{Z'_2}{2} (G-j) + 1}{\frac{Z'_2}{2} (G-j) + \sin^2 \alpha} \end{aligned} \quad (3.38)$$

### 3.3. Caracteristică mecanică

Puterea transmisă indusului prin intermediul câmpului magnetic mobil se determină prin diferența dintre puterea dezvoltată de câmpul mobil direct și câmpul mobil invers:

$$P_2 = \frac{R_2'}{s} I_{2d}^2 - \frac{R_2'}{2-s} I_{2i}^2$$

și forța rezultă prin:

$$F = \frac{P_2}{v_0} = \frac{R_2'}{2\sigma f} \left( \frac{I_{2d}^2}{s} - \frac{I_{2i}^2}{2-s} \right) \quad (3.40)$$

Folosind relațiile deduse în paragraful anterior pentru componentele directă și inversă ale curentului din indus (3.36), se obține:

$$F = \frac{2}{\sigma f R_2'} \left[ s Z_{od}^2 I_{1d}^2 - (2-s) Z_{oi}^2 I_{1i}^2 \right]$$

în care înlocuind curenții determinați mai sus (3.34), rezultă:

$$F = \frac{2}{\sigma f R_2'} \frac{U^2}{4} \frac{s Z_{od}^2 \left| \frac{d-c}{a} e^{j\alpha} \right|^2 - (2-s) Z_{oi}^2 \left| \frac{d-c}{a} e^{-j\alpha} \right|^2}{\left| \frac{a}{d} - \frac{b}{c} \right|^2} = \frac{U^2}{2\sigma f R_2'} \frac{F}{M}$$

unde cu  $\underline{d}$  și  $\underline{c}$ , (3.33) se obține:

$$F = s Z_{od}^2 \left| R_3' + jX_3' + \frac{jX_m}{2[1+jG(2-s)]} (1 - \cos 2\alpha - j \sin 2\alpha) \right|^2 -$$

$$-(2-s) Z_{oi}^2 \left| R_3' + jX_3' + \frac{jX_m}{2(1+jGs)} (1 + \cos 2\alpha + j \sin 2\alpha) \right|^2$$

sau cu (3.31):

$$M = \frac{X_m^2}{16(1+G^2s^2)[1+G^2(2-s)^2]} \left\{ s \left[ 2R_3' - 2X_3'G(2-s) + X_m \sin 2\alpha \right]^2 + \right.$$

$$+ s \left[ 2X_3' + 2G(2-s)R_3' + X_m(1 - \cos 2\alpha) \right]^2 - (2-s) \left[ 2R_3' - 2X_3'Gs - X_m \sin 2\alpha \right]^2 -$$

$$\left. - (2-s) \left[ 2X_3' + 2R_3'Gs + X_m(1 - \cos 2\alpha) \right]^2 \right\}$$



$$\begin{aligned}
 M &= \frac{X_m^2}{16(1+G^2s^2)[1+G^2(2-s)^2]} \left\{ s \left\{ 4Z_3^2 [1+G^2(2-s)^2] + \right. \right. \\
 &+ X_m^2 [4 \sin^2 \alpha \cos^2 \alpha + 4 \sin^4 \alpha] + 4X_m [R_2^1 \sin 2\alpha + X_2^1 (1-\cos 2\alpha)] + \\
 &+ 4G(2-s)X_m [R_2^1 (1-\cos 2\alpha) - X_2^1 \sin 2\alpha] \left. \right\} - (2-s) \left\{ 4Z_3^2 (1+G^2s^2) + \right. \\
 &+ X_m^2 (4 \sin^2 \alpha \cos^2 \alpha + 4 \sin^4 \alpha) + 4X_m [-R_2^1 \sin 2\alpha + X_2^1 (1-\cos 2\alpha)] + \\
 &+ 4X_m Gs [X_2^1 \sin 2\alpha + R_2^1 (1-\cos \alpha)] \left. \right\} = \\
 &= \frac{8X_m^2}{16(1+G^2s^2)[1+G^2(2-s)^2]} \left\{ Z_3^2 (s-1) [1-G^2s(2-s)] + X_m^2 \sin^2 \alpha (s-1) + \right. \\
 &+ X_m X_2 (1-\cos^2 \alpha) (s-1) + X_m \sin 2\alpha [R_2^1 - X_2^1 Gs(2-s)] \left. \right\} = \\
 &= \frac{8X_m^2}{16(1+G^2s^2)[1+G^2(2-s)^2]} \left\{ X_m \sin 2\alpha [R_2^1 - GX_2^1 s(2-s)] - \right. \\
 &\left. - (1-s) \left\{ Z_3^2 [1-G^2s(2-s)] + X_m \sin^2 \alpha (X_m + 2X_2^1) \right\} \right\}
 \end{aligned}$$

Deoarece expresia dela numitor notată cu N, nu variază practic cu alunecarea s, aceasta nu se mai explicităază, și expresia finală a forței, caracteristica mecanică a motorului cu poli ocranaiți, este:

$$\begin{aligned}
 F &= \frac{U_1^2}{4 \pi f \cdot R_2^1} \frac{X_m^2}{(1+G^2s^2)[1+G^2(2-s)^2]} \cdot \\
 &\cdot \frac{X_m \sin 2\alpha [R_2^1 - GX_2^1 s(2-s)] - (1-s) \left\{ Z_3^2 [1-G^2s(2-s)] + X_m \sin^2 \alpha (X_m + 2X_2^1) \right\}}{|a \underline{a} - b \underline{a}|^2} \quad (3.41)
 \end{aligned}$$

Din analiza expresiei obținute se observă că regimul de motor este cuprins între  $1 > s > s_0$ , unde cu  $s_0$  s-a notat alunecarea pentru care forța devine zero. La motoarele studiate  $s_0$  a fost cuprins între valorile  $0,3 \div 0,6$ . Aceasta deoarece caracteristica mecanică se obține din diferența a două curbe  $F=f(s)$ , corespunzătoare cîmpului magnetic mobil direct, respectiv invers din întrefier. Analizînd în continuare variația forței în domeniul regimului de motor, adică pentru  $1 > s > s_0$ , și deoarece factorul  $s(2-s)$  nu variază mult în do-

meniul considerat, iar factorul de calitate  $G$  la aceste motoare este relativ mic ( $G \leq 1$ ), se observă că aceasta este practic liniară, iar pentru  $s=1$ , mașina dezvoltă forța maximă ca motor. Alura liniară a caracteristicii mai rezultă și din observația că cele două curbe  $F=f(s)$  din care aceasta rezultă, au alunecarea critică  $s_c > 1$ .

Forța la pornire a motorului monofazat cu poli benzonați se determină prin particularizarea expresiei generale (3.41), înlocuind în aceasta  $s = 1$ ,

$$F_p = \frac{U_1^2}{4 \zeta f R_2} \frac{X_m^2}{(1+G^2)^2} \frac{X_m \sin 2\alpha (R_2' - GX_2')}{|a d - b c|^2}$$

sau

$$F_p = \frac{U_1^2 \sin 2\alpha}{4 \zeta f R_2'} \frac{X_m^2}{(1+G^2)^2} \frac{X_m (R_2' - GX_2')}{16 Z_{od}^2 \left| \sin^2 \alpha + \frac{Z_1 + Z_1'}{2Z_{od}} + \frac{Z_1 \cdot Z_1'}{4Z_{od}^2} \right|^2}$$

și

$$F_p = \frac{U_1^2 \sin 2\alpha}{4 \zeta f R_2'} \frac{R_2' - GX_2'}{X_m \left| \sin^2 \alpha + \frac{Z_1 + Z_1'}{2Z_{od}} + \frac{Z_1 \cdot Z_1'}{4Z_{od}^2} \right|^2} \quad (3.42)$$

Ca și în cazul curentului de pornire, o expresie mai simplă se obține dacă se neglijează impedanța inductorului:

$$F_p = \frac{U_1^2 \sin 2\alpha}{4 \zeta f R_2'} \frac{R_2' - GX_2'}{X_m \left| \sin^2 \alpha + \frac{Z_1'}{2Z_{od}} \right|^2}$$

$$= \frac{U_1^2 \sin 2\alpha}{4 \zeta f R_2'} \cdot \frac{R_2' - GX_2'}{X_m \left\{ \left[ \sin^2 \alpha + \frac{R_2'}{2R_2'} + \frac{X_2'}{X_m} \right]^2 + \left[ \frac{X_2'}{2R_2'} - \frac{R_2'}{X_m} \right]^2 \right\}}$$

și

$$F_p = \frac{U_1^2 \sin 2\alpha}{4\omega f R_2'} \frac{(R_2' - GX_2')X_m}{(X_2' + GR_2' + X_m \sin^2 \alpha)^2 + (R_2' - GX_2')^2} \quad (3.43)$$

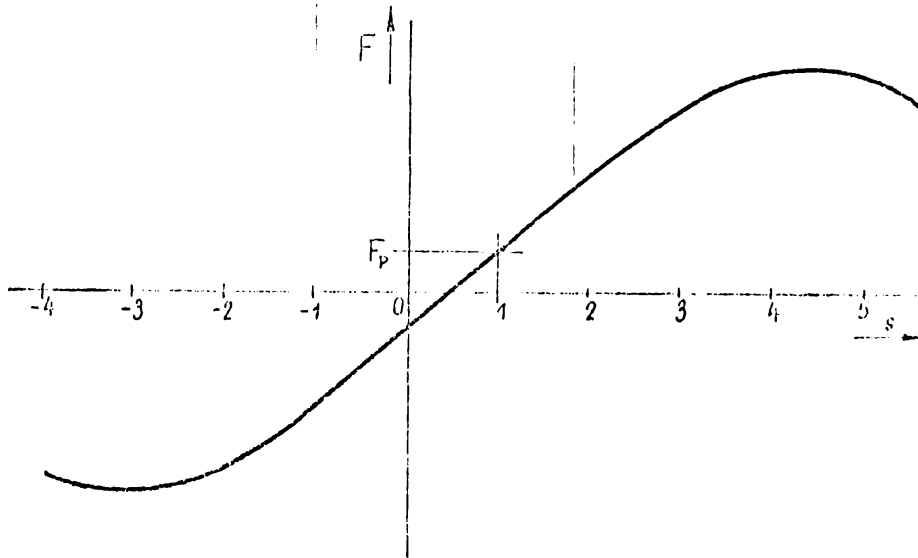


Fig. 3.4

În figura 3.4 este reprezentată alura caracteristicii mecanice (3.41) a mașinii monofazate cu poli ocraniți. Se observă că panta curbei poate fi mai mică dacă impedanța, respectiv în special reacțanța înfășurării de ocranare, sînt mici. Se vede de asemenea că valoarea forței la pornire (3.43) proporțională cu diferența  $(R_2' - GX_2')$ , aceasta putînd fi sau simțitor diminuată în funcție de valorile parametrilor binajului de ocranare.

## CAPITOLUL 4.

### EFECTELE DE MARGINE LA MOTORUL LINIAR MONOPOLAR

#### 4.1. Efectul transversal. Particularități.

Forța care produce deplasarea părții mobile a motorului liniar, apare ca interacțiune între câmpul magnetic al inductorului și curenții din indus. În cazul unui motor cu lățime infinită, densitatea curentului din indus are numai componentă transversală, adică perpendiculară pe direcția de deplasare. Practic lățimea motoarelor este finită și poate fi în unele cazuri mai mică decât pasul polar. În acest caz densitatea curentului din indus obține pe lângă componenta transversală și componente

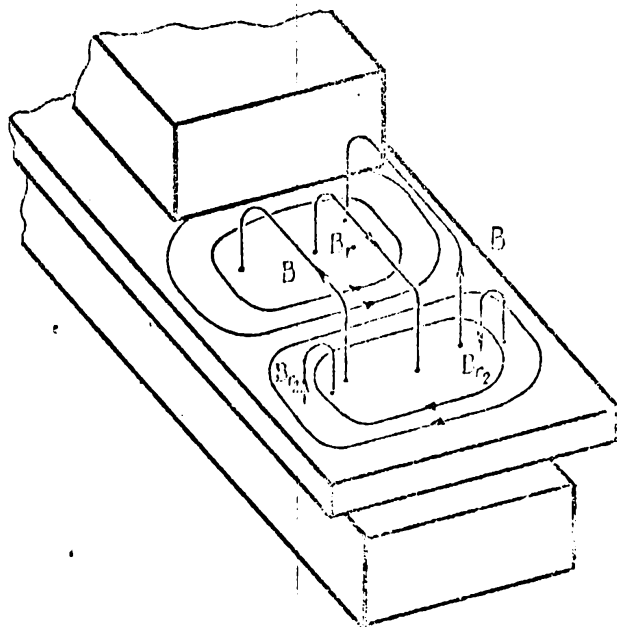


Fig. 4.1

la motoarele cu indusul mai lat decât inductorul.

Prezența componentei longitudinale a densității de curent, adică așa numită curenți de întoarcere, conduce la apariția unor pierderi suplimentare prin efect Joule-Lenz, respectiv în comparație cu motorul ideal, de lățime  $2l$  dintre un motor infinit, la creșterea rezistenței indusului. Detoria

sală și componente longitudinale, determină faptul că liniile de câmp ale lui  $J$  sînt închise. Prezența cu componente longitudinale a liniilor de curent din indus poate fi în întregime sub inductor, în cazul motoarelor liniare cu indus de lățime mai mică sau egală cu cea a inductorului, sau sînt cu preponderanță în exteriorul întregului.

existenței componentelor longitudinale ale densității de curent din îndus, apare un câmp magnetic suplimentar, de reacție, avînd liniile de câmp de forma  $B_{r2}$  din fig.4.1, care determină modificarea repartiției distribuției câmpului în întregul, respectiv modificarea reactanței de magnetizare.

Modificarea liniilor de curent, datorită existenței și a liniilor de întoarcere a curentului din îndus, ca urmare a lățimii finite a motorului, precum și consecințele acestora sînt denumite în ansamblu, efect transversal.

Studiul efectului transversal, are importanță practică, deoarece acesta determină o reducere a forței dezvoltate de motor. Diminuarea forței este relativ mare în special la motoarele cu lățime comparabilă cu pasul polar.

În cazul motorului liniar monofazat, în studiul efectului transversal apar anumite particularități, datorită existenței celor două câmpuri magnetice mobile. Acestea se manifestă prin influențe diferite asupra distribuției celor două câmpuri magnetice mobile, datorită alunecărilor diferite respectiv asupra impedențelor de secvență directă și inversă. Este de remarcat faptul că datorită influenței printr-o distribuție mai accentuată a câmpului magnetic mobil invers decît a forței inverse, aceasta conduce la o scădere relativ mai mică a forței totale dezvoltate de motorul liniar, datorită efectului transversal.

#### 4.1.1. Studiul efectului transversal

##### a. Ipoteze de calcul

Studiul general al câmpului electromagnetic din întregul motorului liniar monofazat, ținînd seama de repartiția spațială și de particularitățile specifice acestui tip de motor, este foarte complicat și din acest motiv, se recurge la unele simplificări, astfel alese, încît să permită obținerea unor soluții relativ simple, dar totuși suficient de exacte din punct de vedere practic, [14].

Ipotezele admise pentru studiul efectului transversal sînt următoarele:

- Permeabilitatea părților feromagnetice ale circuitului magnetic se consideră infinită;
- Indusul fiind ales din material neferomagnetic, se consideră că are permeabilitatea magnetică,  $\mu_0$ ;
- Liniiile de câmp magnetic din întrefier se consideră perpendiculare pe placa indusului, cu valoarea inducției constantă pe toată grosimea întrefierului, adică se neglijează reactanța de dispersie a indusului;
- Se neglijează efectul pelicular din indus, grosimea acestuia fiind mică în raport cu adâncimea de pătrundere a câmpului electromagnetic în medii conductoare neferomagnetice;
- Studiul se efectuează în regim armonic permanent, în care toate mărimile electrice și magnetice au variații sinusoidale în timp;
- Se neglijează efectul longitudinal, adică câmpul magnetic din întrefier se compune din două unde sinusoidale mobile, rezultate din descompunerea câmpului magnetic pulsator al înfășurării principale și al celui de ecranare.

Drept ipoteză de calcul, în literatura de specialitate [8, 14, 61], se mai admite că inducția magnetică a inductorului este constantă pe toată lățimea lui, iar în exterior scade brusc la zero, fig.4.2. Practic există linii de câmp magnetic și în exteriorul întrefierului, adică spectral câmpului are alura din fig.4.3, fapt constatat și experimental prin oscilografiera distribuției transversale a câmpului magnetic, fig.6.10. Pentru a considera și influența acestor linii de câmp se propune în literatură [14], o mărime a lățimii inductorului cu o valoare egală cu grosimea întrefierului.

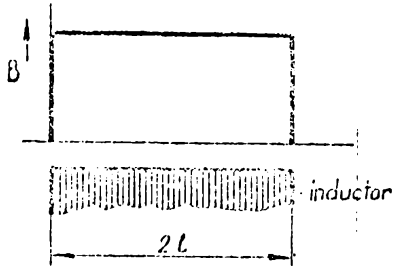


Fig. 4.2

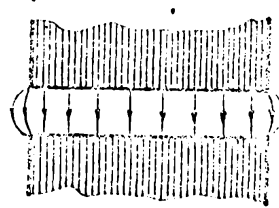


Fig. 4.3

Această aproximație conduce la rezultate corespunzătoare în cazul când inductorul este mult mai lat decât inductorul. Dacă se obține rezultate mai exacte și în cazul când inductorul

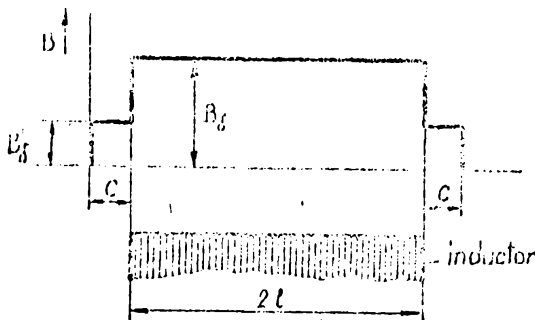


Fig. 4.4

te puțin mai lat decât inductorul, adică se găsește în imagine în câmpul magnetic al acestuia, se propune a se considera o distribuție constantă a inductorului în exteriorul torului, extinzând o lățime  $c$ , fig. 4.4 și de valoare  $B_g$ . Folosind distribuția din fig. 4.4 pentru inducția magnetică a inductorului, rezultă că s-a admis pentru câmpul magnetic din exterior, un înveliș echivalent, constant,  $\delta'$  mai mare decât interiorul  $\delta$ . Valoarea lui  $\delta'$  se calculează considerând aceeași pătură de curent extinsă și în exterior.

4

inductorului pe lățimea  $c$ . Pătura de curent a inductorului care produce câmpul magnetic mobil direct, poate fi scrisă în complex în forma:

$$\underline{J}_S = J_S e^{j(\omega t - \beta x)}$$

în care  $\beta = \tilde{n}/c$ . Pentru a deduce expresia câmpului magnetic  $\underline{B}_\delta$ , se scrie legea circuitului magnetic pentru conturul  $\Gamma_1$  din întrefierul motorului, fig. 4.5. Se obține:

$$\underline{B}_\delta \cdot \delta - (\underline{B}_\delta + \frac{\partial \underline{B}_\delta}{\partial x} dx) \delta = \mu_0 \underline{J}_S dx$$

adică

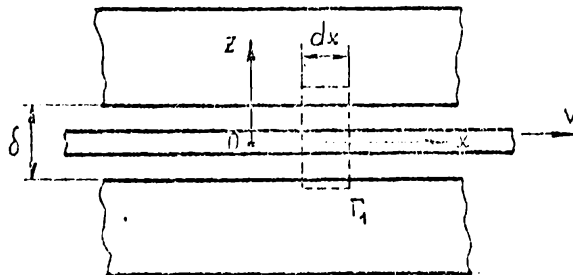


Fig. 4.5

Comparând expresiile (4.1) și (4.2), rezultă valoarea întrefierului echivalent:

$$\delta' = \frac{B_\delta}{B'_\delta} \delta$$

Ultima ipoteză introdusă, privind considerarea câmpului magnetic din exteriorul inductorului, permite o evaluare mai exactă a efectului transversal și este utilă în cazul toarelor de lățime relativ mică și întrefier mare, precum și atunci când indusul este cu puțin mai lat decât inductorul.

#### b. Calculul câmpului magnetic.

Câmpul magnetic mobil din întrefierul motorului ar se compune din câmpul produs de inductor,  $\underline{B}_\delta$  și de câmpul produs de curenții din indus,  $\underline{B}_x$ .

Pentru a determina componenta  $\underline{B}_x$  a câmpului, se aplică legea circuitului magnetic pentru contururile închise  $\Gamma_2$

$$\frac{\partial \underline{B}}{\partial x} = - \frac{\mu_0}{\delta} \underline{J}_S$$

La un număr par de poli rezultă:

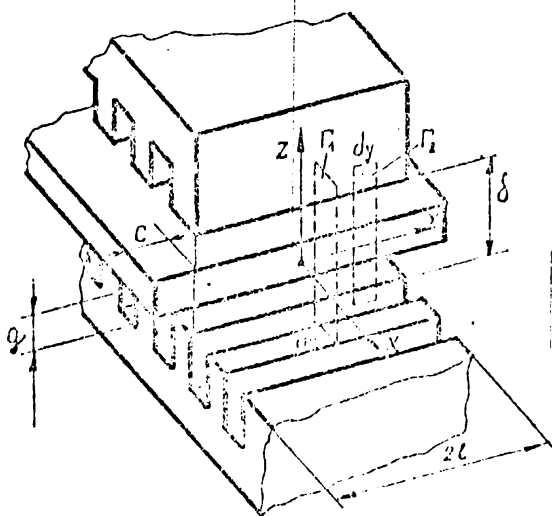
$$\underline{B}_\delta = \frac{\mu_0}{j\delta\beta} \underline{J}_S \quad (4.1)$$

În mod similar se obține expresia pentru un contur din interiorul conductorului:

$$\underline{B}'_\delta = \frac{\mu_0}{j\delta'\beta} \underline{J}_S \quad (4.2)$$



$\Gamma_2$  din fig.4.6, considerînd sistemul de axe de coordonate legat de inductor. Notîm componentele densității de curent din inductor cu  $J_x$  și respectiv  $J_y$  se obține:



$$-\frac{\partial B_x}{\partial x} = \frac{\mu_0 \delta}{\delta} J_y \quad (4.1)$$

$$\frac{\partial B_x}{\partial y} = \frac{\mu_0 \delta}{\delta} J_x$$

sau

$$\nabla \times \underline{B}_r = \frac{\mu_0 \delta}{\delta} \underline{J} \quad (4.2)$$

Fig. 4.6

Cu legea inducției electromagnetice, se obține pentru inductor:

$$\nabla \times \underline{J} = -\sigma \left( \frac{\partial \underline{B}_\delta}{\partial t} + \frac{\partial \underline{B}_r}{\partial t} \right)$$

Calculînd,

$$\nabla \times \nabla \times \underline{B}_r = -\frac{\mu_0 \delta}{\delta \sigma} \left( \frac{\partial \underline{B}_\delta}{\partial t} + \frac{\partial \underline{B}_r}{\partial t} \right)$$

se obține:

$$\nabla^2 \underline{B}_r = \frac{\mu_0 \delta}{\delta \sigma} \left( \frac{\partial \underline{B}_\delta}{\partial t} + \frac{\partial \underline{B}_r}{\partial t} \right)$$

În regim armonic permanent, folosind reprezentarea în complex se obține:

$$\nabla^2 \underline{B}_r = j\omega \frac{\mu_0 \delta}{\delta \sigma} (\underline{B}_\delta + \underline{B}_r)$$

Rezultă că  $\underline{B}_r$  se poate determina din următoarea ecuație diferențială:

$$\nabla^2 \underline{B}_r - j\omega \frac{\mu_0 \delta}{\delta \sigma} \underline{B}_r = j\omega \frac{\mu_0 \delta}{\delta \sigma} \underline{B}_\delta \quad (4.3)$$

Repetînd în mod similar raționamentul și calculul pentru porțiunea inductorului aflată în exteriorul inductorului, adică în câmpul inducției magnetice  $B_\delta'$ , rezultă:

$$\nabla^2 \underline{B}_r - j\omega \frac{\mu_0 \epsilon}{\delta' \varrho} \underline{B}_r = j\omega \frac{\mu_0 \epsilon}{\delta' \varrho} \underline{B}'_s \quad (4.7)$$

Introducând notațiile:

$$\frac{\omega \mu_0 \epsilon}{\delta \varrho} = k^2 \quad ; \quad \frac{\omega \mu_0 \epsilon}{\delta' \varrho} = k'^2$$

se observă că:

$$\frac{k^2}{\beta^2} = \frac{2\pi s r \mu_0 \epsilon \tau^2}{\delta \varrho \tilde{n}} = \frac{2\tau^2 \mu_0 \epsilon r}{\tilde{n} \delta \varrho} \quad s = G.s \quad (4.8)$$

și similar

$$\frac{k'^2}{\beta^2} = G'.s$$

în care:

$$\frac{G}{G'} = \frac{\delta'}{\delta}$$

și astfel ecuațiile (4.6) și (4.7) se pot scrie sub formă:

$$\begin{aligned} \nabla^2 \underline{B}_r - j k^2 \underline{B}_r &= j k^2 \underline{B}_s \\ \nabla^2 \underline{B}'_r - j k'^2 \underline{B}'_r &= j k'^2 \underline{B}'_s \end{aligned}$$

sau,

$$\frac{\partial^2 \underline{B}_r}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \underline{B}_r}{\partial y^2} - j k^2 \underline{B}_r = j k^2 \underline{B}_s \quad (4.9)$$

$$\frac{\partial^2 \underline{B}'_r}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \underline{B}'_r}{\partial y^2} - j k'^2 \underline{B}'_r = j k'^2 \underline{B}'_s \quad (4.10)$$

Deoarece cele două ecuații diferențiale au formă similare și soluțiile acestora vor fi de asemenea similare. În continuare se va prezenta soluția pentru prima ecuație.

Soluția ecuației diferențiale neomogene de ordinul doi, are forma:

$$\underline{B}_r = \underline{B}_{r1} + \underline{B}_{r2}$$

unde  $\underline{B}_{r1}$ , reprezintă soluția particulară a ecuației neomogene și  $\underline{B}_{r2}$  este soluția generală a ecuației omogene. Luând soluția particulară de forma:

$$\underline{B}_{r1} = \underline{B}_{rm} e^{-j\beta x}$$

rezultă:

$$\underline{B}_{r1} = - \frac{jk^2}{\beta^2 + jk^2} \underline{B}_\delta$$

Sau ținând seama de (4.8)

$$\underline{B}_{r1} = - \frac{G \cdot s}{G_s - j} \underline{B}_\delta$$

Soluția generală a ecuației omogene se determină din:

$$\frac{\partial^2 \underline{B}_{r2}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \underline{B}_{r2}}{\partial y^2} - j k^2 \underline{B}_{r2} = 0$$

și folosind metoda separării variabilelor, cu notațiile:

$$\underline{B}_{r2} = \underline{X}(x) \cdot \underline{Y}(y)$$

respectiv din

$$\frac{\underline{X}''(x)}{\underline{X}(x)} + \frac{\underline{Y}''(y)}{\underline{Y}(y)} - j k^2 = 0$$

rezultă:

$$\frac{\underline{X}''(x)}{\underline{X}(x)} = -\lambda^2; \quad \frac{\underline{Y}''(y)}{\underline{Y}(y)} = \lambda^2 + j k^2 = \gamma^2$$

adică soluția generală a ecuației omogene este:

$$\underline{B}_{r2} = \sum_{\nu=0}^{\infty} (\underline{A}_\nu \sin \lambda_\nu x + \underline{B}_\nu \cos \lambda_\nu x) \sum_{\nu=0}^{\infty} (\underline{C}_\nu \operatorname{sh} \gamma_\nu y + \underline{D}_\nu \operatorname{ch} \gamma_\nu y)$$

Datorită simetriei,  $\underline{B}_r$  este o funcție pară de  $y$ , și rezultă  $\underline{C}_\nu = 0$ , deci

$$\underline{B}_r = - \frac{k^2}{k^2 - j\beta^2} \underline{B}_\delta + \sum_{\nu=0}^{\infty} (\underline{A}'_\nu \sin \lambda_\nu x + \underline{B}'_\nu \cos \lambda_\nu x) \operatorname{ch} \gamma_\nu y$$

Deoarece efectul longitudinal se neglijează în acest caz, rezultă că  $\underline{B}_r$ , în funcție de  $x$ , trebuie să fie o undă alungătoare, de forma  $e^{-j\beta x}$ , adică  $\lambda_\nu = \beta$  și  $\underline{A}'_\nu = -j\underline{B}'_\nu$ , respectiv:

$$\gamma^2 = \beta^2 + j k^2 = \beta^2 (1 + jGs)$$

sau

$$\underline{B}_r = - \frac{k^2}{k^2 - j\beta^2} \underline{B}_\delta + \underline{M} e^{-j\beta x} \operatorname{ch} \gamma y \quad (4.11)$$

În mod asemănător, pentru domeniul din exteriorul inductoarelui, se obține:

$$\underline{B}'_x = - \frac{k'^2}{k'^2 - j\beta^2} \underline{B}'_y + e^{-j\beta x} (\underline{M}' \operatorname{ch} \gamma' y + \underline{N}' \operatorname{sh} \gamma' y) \quad (4.12)$$

Cele trei constante de integrare  $\underline{M}$ ,  $\underline{M}'$  și  $\underline{N}'$  se determină din următoarele condiții la limită:

- pentru  $y = \ell$ , componentele densității de curent din cele două domenii (fig.4.6), sînt egale,

$$J_x = J'_x$$

$$J_y = J'_y$$

- pentru  $y = \ell + c$ , componenta normală a densității de curent la suprafața de separație, adică, este egală cu zero,  $J'_y = 0$ .

Componentele densității de curent se determină din ecuațiile (4.4), de unde se obține:

$$\underline{J}_x = \frac{\delta}{\mu_0 \varepsilon} \underline{M} e^{-j\beta x} \gamma \operatorname{sh} \gamma y \quad (4.13)$$

$$\underline{J}_y = \frac{\delta}{\mu_0 \varepsilon} j\beta \left( - \frac{k'^2}{k'^2 - j\beta^2} \underline{B}'_y + \underline{M} e^{-j\beta x} \operatorname{ch} \gamma y \right)$$

respectiv

$$\underline{J}'_x = \frac{\delta'}{\mu_0 \varepsilon} \gamma' e^{-j\beta x} (\underline{M}' \operatorname{sh} \gamma' y + \underline{N}' \operatorname{ch} \gamma' y) \quad (4.14)$$

$$\underline{J}'_y = \frac{\delta'}{\mu_0 \varepsilon} j\beta \left[ - \frac{k'^2}{k'^2 - j\beta^2} \underline{B}'_y + e^{j\beta x} (\underline{M}' \operatorname{ch} \gamma' y + \underline{N}' \operatorname{sh} \gamma' y) \right]$$

Din condiția  $y = \ell + c$ ,  $J'_y = 0$ , rezultă:

$$\underline{M}' = \frac{k'^2 \underline{B}'_y}{k'^2 - j\beta^2} \frac{1}{\operatorname{ch} \gamma'(\ell + c)} - \underline{N}' \operatorname{th} \gamma'(\ell + c) \quad (4.15)$$

Înlocuind expresia obținută în (4.14), rămîno de determinat constanta  $\underline{N}'$ . Din condițiile la limită, la  $y = \ell$ , rezultă din egalitatea componentelor densității de curent după axa  $x$ , constanta  $\underline{N}'$  în funcție de  $\underline{M}$ , în forma:

$$\underline{N}' = \left[ \frac{\delta \gamma}{\delta' \gamma'} \underline{M} \operatorname{sh} \gamma \ell - \underline{B}'_y \right] \frac{k'^2}{k'^2 - j\beta^2} \frac{\operatorname{sh} \gamma' \ell}{\operatorname{ch} \gamma'(\ell + c)} \frac{\operatorname{ch} \gamma'(\ell + c)}{\operatorname{ch} \gamma' c} \quad (4.16)$$

Din condiția de egalitate a componentelor densității de curent după axa  $y$  și folosind relația (4.16), se obține în

urma efectuării unor calcule intermediare:

$$\underline{M} = \frac{\frac{k^2}{k^2 - j\beta^2} B_{\delta m} \left[ 1 - \frac{k'^2}{k^2} \frac{k^2 - j\beta^2}{k'^2 - j\beta^2} \left( 1 - \frac{1}{\operatorname{ch} \gamma' c} \right) \right]}{\operatorname{ch} \gamma l \left( 1 + \frac{\delta}{\gamma} \operatorname{th} \gamma' c \operatorname{th} \gamma l \right)} \quad (4.17)$$

Pentru simplificarea expresiei se notează:

$$\lambda_1 = \frac{1}{1 + \frac{\delta}{\gamma} \operatorname{th} \gamma' c \operatorname{th} \gamma l} \quad (4.18)$$

$$\lambda_2 = 1 + \frac{k'^2}{k^2} \frac{k^2 - j\beta^2}{k'^2 - j\beta^2} \left( \frac{1}{\operatorname{ch} \gamma' c} - 1 \right) \quad (4.19)$$

respectiv

$$\lambda = \lambda_1 \cdot \lambda_2$$

Cu acestea, rezultă pentru constanta  $\underline{M}$ , expresia:

$$\underline{M} = \lambda \frac{1}{\operatorname{ch} \gamma l} \frac{k^2}{k^2 - j\beta^2} B_{\delta m}$$

Inlocuind aceasta în relația (4.11), rezultă inducția magnetică produsă de curenții din indus:

$$\underline{B}_r = - \frac{k^2}{k^2 - j\beta^2} B_{\delta} \left( 1 - \lambda \frac{\operatorname{ch} \gamma l}{\operatorname{ch} \gamma l} \right)$$

sau

$$\underline{B}_r = - \frac{G_s}{G_s - j} B_{\delta} \left( 1 - \lambda \frac{\operatorname{ch} \gamma l}{\operatorname{ch} \gamma l} \right) \quad (4.20)$$

Inducția magnetică totală din întrefier,  $\underline{B} = \underline{B}_{\delta} + \underline{B}_r$  rezultă de forma:

$$\underline{B} = \underline{B}_{\delta} \left[ 1 - \frac{G_s}{G_s - j} \left( 1 - \lambda \frac{\operatorname{ch} \gamma l}{\operatorname{ch} \gamma l} \right) \right] \quad (4.21)$$

Cîmpul magnetic din exteriorul inductorului se obține în mod similar,  $\underline{B}' = \underline{B}'_{\delta} + \underline{B}'_r$ , în care  $\underline{B}'_r$  are expresia (4.12), cu constantele de integrare de forma (4.15), (4.16).

Rezultă din cele de mai sus că inducția magnetică  $\underline{B}$  în întrefier și  $\underline{B}'$  în exteriorul acestuia, variază după  $y$ , fiind dependentă de parametrii motorului și de alunecarea  $s$ .

Curba de variație este calitativ reprezentată în fig.4.7.

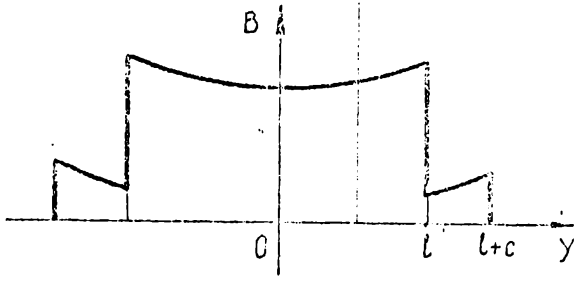


Fig. 4.7

$$\lambda_1 = \frac{1}{1 + \frac{\gamma}{\beta} \text{th } \beta c \text{ th } \gamma l}$$

iar  $\lambda_2$ , (4.19), devine  $\lambda_2=1$ .

În acest caz câmpul magnetic total din exterior nul iar cel din interior, are tot expresia generală (4.18) în care însă  $\lambda = \lambda_1$  modifică distribuția inducției, față de primul caz. Relațiile obținute prin particularizarea lui  $\lambda$ , coincid cu cele prezentate în [14].

Din expresia repartiției transversale a inducției totale în interior, (4.21), rezultă că variația acesteia este accentuată la lățimi de inductor mai mici. Astfel, pentru  $\beta c \ll 1$  rezultă  $\lambda = 1$  și:

$$\underline{B} = B_g \left[ 1 - \frac{Gg}{Gs-j} \left( 1 - \frac{\text{ch}(\gamma y)}{\text{ch}(\gamma l)} \right) \right]$$

Se observă că față de motorul cu lățime infinită, la care

$$\underline{B} = \frac{B_g}{1+jGg}$$

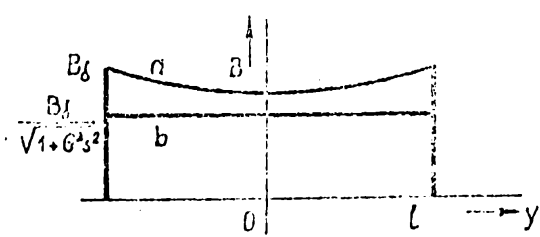


Fig. 4.8

Dacă se neglijează câmpul magnetic din exteriorul inductorului, adică se admite  $B_g$  necorespunzătoare ceea ce este echivalent cu a admite  $\delta' = \infty$ ,  $G' = 0$ ,  $k' = 0$  și  $\gamma' = \beta$ , respectiv expresia lui  $\lambda_1$  (4.18) devine:

$$(4.20)$$

deci inducția este constantă după y, însă la motoarele reale aceasta prezintă o variație accentuată (fig.4.8), fiind însă mai mare, exemplu pentru  $\beta c \ll 1$   $B = B_g$ . Pentru condițiile în figură se prezintă calitativ, distribuția inducției totale

întrefier la un motor cu lățime finită (a) și pentru cel infinit (b).

Metoda prezentată pentru calculul inducției magnetice prin aproximarea cîmpului din exterior printr-o valoare constantă  $B'_g$ , aproximează mai bine procesele decît cele cunoscute din literatură și este în deosebi utilă la motoare cu inductor puțin mai lat decît inductorul, respectiv cu întrefier relativ mare.

Precizia mai ridicată a metodei se justifică prin eliminarea unei variații în trepte, cu aproximații mai mici față de curba reală de distribuție a inducției magnetice în exteriorul întrefierului, fig.6.15.

Pentru determinări și mai exacte ale cîmpului se poate aplica o metodă de integrare numerică a ecuației diferențiale a cîmpului de reacție (4.6), în care pentru  $B_g$  se consideră repartiția transversală reală pentru motorul dat.

c. Influența asupra cîmpului la motorul monopolar

Pentru a determina influența efectului transversal asupra cîmpului magnetic total din întrefier, care este compus din cele două unde plane mobile (2.11), se determină succesiv

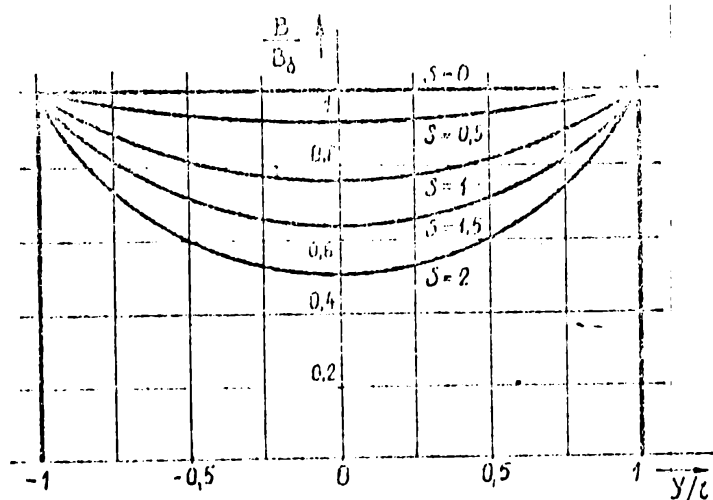


Fig. 4.9

distribuție care poate fi verificată experimental. Pentru simplificare, în fig.4.9, se reprezintă variația relativă transversală a inducției, pentru diferite alunecări. Curbele au fost calculate pentru un motor avînd lățimea de 50 mm, pentru un pol arcurilor de 30 mm și factorul de calitate  $G=1$ .

cu ajutorul relației (4.21) influența asupra componentei mobile directe  $B_d$ , prin alunecarea s reprezintă influența asupra componentei mobile indirecte  $B_i$ , pentru alunecarea  $(2-s)$ . Însușii apoi cele două componente, se obține expresia distribuției transversale a cîmpului magnetic rezultant

Neuniformitatea distribuției transversale se caracterizează prin introducerea raportului [14]:

$$\underline{u} = \frac{B(\ell)}{B_{\text{med}}} = \frac{1+jG \cdot s \lambda}{1+jG \cdot s \lambda \frac{\tanh \ell}{\ell}}$$

în care,

$$B_{\text{med}} = \frac{1}{2\ell} \int_{-\ell}^{\ell} B(y) dy$$

Se observă că  $\underline{u}$  depinde pronunțat de alunecarea  $s$ , adică în motorul cu poli ecranate este diferit pentru cele două cazuri de poli plane mobile.

Neuniformitatea câmpului total este mai pronunțată în motorul monofazat, decât în motorul liniar trifazat, deoarece efectul transversal este mai mare asupra componentei a câmpului și depinde pe lângă parametri obișnuiți de motorul trifazat și de valorile amplitudinilor celor două surse, conform relației (2.9).

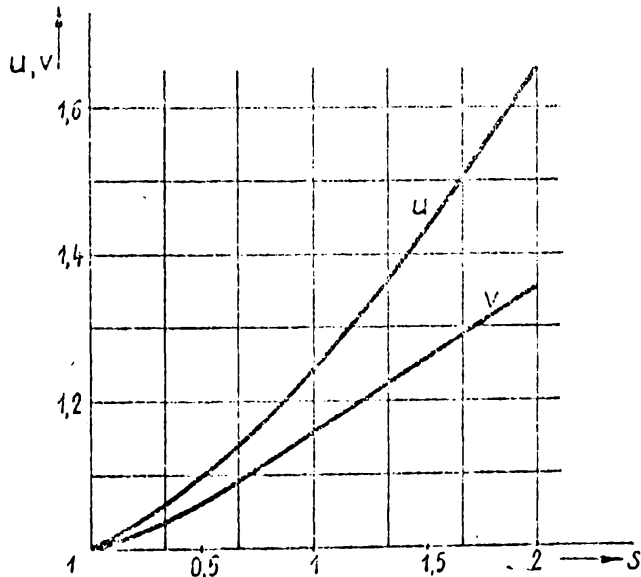


Fig. 4.10

În fig.4.10, sînt reprezentate modulele mărimilor  $\underline{u}$  și  $\underline{v}$  calculate pentru același motor prezentat mai sus.

#### 4.1.2. Determinarea influenței asupra parametrilor

Pentru a determina influența efectului transversal asupra parametrilor se va calcula tensiunea electromotoare din dășul motorului, sub forma:

$$U_e = \int \vec{v} \times \vec{B} \cdot d\vec{l}$$

Pentru a caracteriza neuniformitatea câmpului datorită distribuției transversale, un motor real, comparativ cu motorul se introduce raportul

$$\underline{v} = \frac{B_{\text{med}}}{B_{\infty}} = 1+jG \cdot s \lambda$$

care se observă că este  $|\underline{v}| > 1$  și crește pe măsură ce scade valoarea  $\ell$ , a motorului.



în care se vor folosi pentru inducții expresiile obținute în paragraful anterior. Tensiunea indusă totală va avea două componente corespunzătoare celor două inducții  $\underline{B}$  și  $\underline{B}'$ , adică:

$$\underline{U}_{ot} = \underline{U}_o + \underline{U}'_o$$

Folosind expresia inducției  $\underline{B}$  (4.21), tensiunea indusă corespunzătoare este:

$$\underline{U}_o = 2 \cdot 2p \cdot N_1 \xi_1 \cdot v_o \cdot 2 \cdot \int_0^l \underline{B} \, dy = 2 \cdot 2p \cdot N_1 \xi_1 \cdot 2\pi f \cdot 2l \cdot \underline{B}_s \frac{1}{1+jG_s} \left[ 1 + jG_s \lambda \frac{\tanh \lambda l}{\lambda l} \right] \quad (4.23)$$

Pe de altă parte considerînd circuitul echivalent, al indusului, avem:

$$-\underline{U}_o = \underline{I}_1 \underline{Z}_o \quad (4.24)$$

Inlocuind în (4.23), expresia cîmpului mobil mono-fazat, care rezultă și din (4.1):

$$\underline{B}_s = -j \frac{1}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \mu_o \frac{N_1 N_1 \xi_1}{\delta} \quad (4.25)$$

și egalînd cele două expresii (4.23) și (4.24), rezultă:

$$\underline{Z}_o = 2 \cdot 2p \cdot 2l \cdot 2\pi f \frac{2}{\pi} \mu_o \frac{(N_1 \xi_1)^2}{\delta} \frac{Gs+j}{1+G_s^2} \left( 1 + jG_s \lambda \frac{\tanh \lambda l}{\lambda l} \right)$$

Avînd și expresia reactanței de magnetizare a cîmpului alunecător mono-fazat în forma:

$$\underline{X}_{mo} = \frac{1}{2} 2\pi f \cdot 2p \frac{8}{\pi^2} \mu_o \frac{2l}{\delta} (N_1 \xi_1)^2$$

rezultă pentru impedanța echivalentă:

$$\underline{Z}_e = \underline{X}_{mo} \frac{Gs+j}{1+G_s^2} \left( 1 + jG_s \lambda \frac{\tanh \lambda l}{\lambda l} \right) \quad (4.26)$$

în care  $\underline{X}_{mo} \frac{Gs+j}{1+G_s^2}$ , este impedanța echivalentă serie a indusului motorului ideal. Aceasta rezultă scriind impedanța echivalentă a circuitului cu schema din fig.4.11.a:

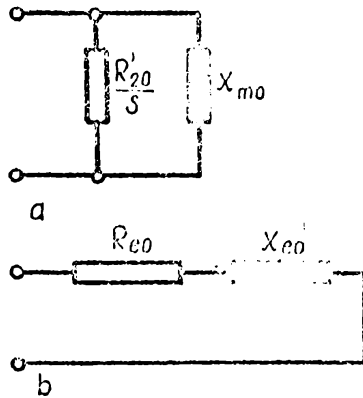


Fig.4.11

sio pentru  $Z_{co}$ , (4.27).

Revenind la expresia (4.26), rezultă că factorul paranteză introduce influența efectului transversal asupra pedanței echivalente. Scriind aceeași expresie sub forma

$$Z_o = \frac{X_{m0}}{1+G^2 s^2} \left[ Gs+j-Gs(1-jGs)\lambda \frac{\text{th}\lambda l}{\lambda l} \right] = \frac{X_{m0}}{1+G^2 s^2} (Gs+j-Gs \Delta)$$

rezultă

$$R_o = \frac{X_{m0} Gs}{1+G^2 s^2} (1-R_o \Delta) = R_{co} k_r$$

$$X_o = \frac{X_{m0}}{1+G^2 s^2} (1-Gs \text{Im} \Delta) = X_{co} k_x$$

factorii de corecție datorită efectului transversal, asupra rezistenței, respectiv reactanței motorului, sînt:

$$k_r = 1-R_o \left\{ (1-jGs)\lambda \frac{\text{th}\lambda l}{\lambda l} \right\} \quad (4.28)$$

$$k_x = 1-Gs \text{Im} \left\{ (1-jGs)\lambda \frac{\text{th}\lambda l}{\lambda l} \right\} \quad (4.29)$$

În mod asemănător se calculează tensiunea electromotoare  $E'_2$  din indus care se datorează cîmpului magnetic din exterior întrefierului,  $E'_2 = E'_\delta + E'_r$ , în care  $E'_\delta$  se obține asemănător lui  $E_\delta$  (4.25) și  $E'_r$  din (4.12), deci:

$$Z_{co} = \frac{\frac{R'_{20}}{s} + jX_{m0}}{\frac{R'_{20}}{s} + jX_{m0}} = X_{m0} \frac{Gs+j}{1+G^2 s^2} \quad (4.27)$$

Se observă și din (4.26) că în cazul motorului al, adică pentru  $l \rightarrow \infty$ , obține:

$$\lim \frac{\text{th}\lambda l}{\lambda l} = 0$$

și rezultă aceeași expresie

$$\begin{aligned} \underline{U}'_g &= 2 \cdot 2p \cdot N_1 \xi_1 \cdot 2\tau f \cdot 2 \int_0^{l+c} \underline{B}' dy = \\ &= 2 \cdot 2p \cdot N_1 \xi_1 \cdot 2\tau f \cdot 2c \left\{ \frac{B'_\delta}{1+jG's} + \frac{M'_0 e^{-j\beta x}}{\gamma'c} [\operatorname{ch} \gamma'(l+c) - \operatorname{ch} \gamma'l] + \right. \\ &\left. + \frac{N'_0 e^{-j\beta x}}{\gamma'c} [\operatorname{sh} \gamma'(l+c) - \operatorname{sh} \gamma'l] \right\} \end{aligned}$$

și similar avînd:

$$-\underline{U}'_g = \underline{Z}'_g \underline{I}'_1 \quad \text{și} \quad X'_{m0} = \omega 2p \frac{1}{2} \frac{\delta}{\pi^2} \mu_0 \frac{\tau 2c}{\delta'} N_1^2 \xi_1^2$$

rezultă:

$$\begin{aligned} \underline{Z}'_g &= \frac{X'_{m0}}{1+G'^2 s^2} \left\{ G's + j + j(1+G'^2 s^2) \left[ \frac{M'_0 e^{-j\beta x}}{B'_\delta \gamma'c} [\operatorname{ch} \gamma'(l+c) - \operatorname{ch} \gamma'l] + \right. \right. \\ &\left. \left. + \frac{N'_0 e^{-j\beta x}}{\gamma'c B'_\delta} [\operatorname{sh} \gamma'(l+c) - \operatorname{sh} \gamma'l] \right] \right\} \end{aligned}$$

Notînd:

$$\frac{M'_0 e^{-j\beta x}}{B'_\delta} = \underline{M}'_0 \quad \text{și} \quad \frac{N'_0 e^{-j\beta x}}{B'_\delta} = \underline{N}'_0$$

și

$$\underline{Z}'_g = \frac{X'_{m0}}{1+G'^2 s^2} [G's + j + \underline{D}]$$

rezultă și aci:

$$R'_g = \frac{X'_{m0}}{1+G'^2 s^2} \left\{ 1 + \frac{1}{G's} \operatorname{Re} \underline{D} \right\} = R'_{g0} k'_r \quad (4.30)$$

$$X'_g = \frac{X'_{m0}}{1+G'^2 s^2} \left\{ 1 + \operatorname{Im} \underline{D} \right\} = X'_{g0} k'_x \quad (4.31)$$

Coeficienții de corecție globali pentru rezistența respectiv reactanța circuitului echivalent serie al indusului motorului, sînt:

$$R'_{et} = R'_e + R'_g = R'_{e0} k'_r + R'_{g0} k'_r = R'_{e0} k'_r \left[ 1 + \frac{\delta^2}{\delta'^2} \frac{c}{\ell} \frac{1+G'^2 s^2}{1+G'^2 s^2} \frac{k'_x}{k'_r} \right] = R'_{e0} k'^*_r \quad (4.32)$$

$$X'_{et} = X'_e + X'_g = X'_{e0} k'_x + X'_{g0} k'_x = X'_{e0} k'_x \left[ 1 + \frac{\delta}{\delta'} \frac{c}{\ell} \frac{1+G'^2 s^2}{1+G'^2 s^2} \frac{k'_x}{k'_x} \right] = X'_{e0} k'^*_x \quad (4.33)$$

Dacă se neglijează și aci câmpul din exteriorul întrefierului, adică  $\delta' \rightarrow \infty$  se obține  $k_r^* = k_r$  și  $k_x^* = k_x$ .

Coefficienții de corecție introduși pentru a ține seama de efectul transversal, fiind funcție de alunecare, vor fi diferiți, în cazul motorului monofazat, pentru cele două componente ale câmpului mobil.

În cazul motoarelor liniare studiate calculul coeficienților de corecție se simplifică relativ, deoarece  $\text{th} \lambda \approx 1$  și notînd  $1+jG_s = K e^{j\varphi}$  se obține pentru  $c=0$ ,  $\lambda=1$ ,

$$k_r = 1 - \frac{G_s Z}{\pi l} \sqrt{K} \cos \frac{3\varphi}{2}$$

$$k_x = 1 + \frac{G_s Z}{\pi l} \sqrt{K} \sin \frac{3\varphi}{2}$$

respectiv pentru  $c=\infty$ ,

$$k_r = 1 - \frac{Z}{\pi l G_s} (\sqrt{K} \sin \frac{3\varphi}{2} - K \sin \varphi)$$

$$k_x = 1 + \frac{Z}{\pi l} (K \cos \varphi - \sqrt{K} \cos \frac{3\varphi}{2})$$

Dacă se scrie:

$$F = \frac{P_2}{V_0} = \frac{I_1^2 R_{ot}}{V_0} \quad (4.34)$$

rezultă că în cazul funcționării la  $I_1 = \text{const.}$ ,  $R_{ot}$  fiind rezistența totală a indusului redusă la inductor și corectată datorită efectului de margine, se poate scrie:

$$F = F_0 k_r^* \quad (4.35)$$

adică forța dezvoltată de motorul real este mai mică, datorită acestui efect, decât forța dezvoltată de motorul ideal.

Scriind expresia forței dezvoltate de motorul real sub forma:

$$F = \frac{1}{2} \text{Re} \left\{ \int_V \underline{J}_y \underline{B}_\delta^* dv \right\} + \frac{1}{2} \text{Re} \left\{ \int_V \underline{J}' \underline{B}_\delta'^* dv \right\}$$

rezultă în urma efectuării integralilor:

$$F = F_0 k_r + N_0' k_r' \quad (4.36)$$

în care prin  $F_0$  respectiv  $F'_0$ , s-au notat forțele corespunzătoare unui motor în care densitatea de curent din indus, are numai componentă transversală. Expresia acestor forțe, în funcție de inducția produsă de inductor, este de forma:

$$F_0 = 2p\tau l \frac{\delta}{\mu_0} \beta B_m^2 \frac{G_s}{1+G^2 s^2} \quad (4.37)$$

și similar pentru  $F'_0$ . Relația (4.37) se poate scrie și sub forma:

$$F_0 = \frac{I_1^2 R_{00}}{2\tau l} \quad (4.38)$$

Pentru  $k_r$  și  $k'_r$  se obțin aceleași expresii (4.28) ca și după metoda prezentată mai sus. Rezultă deci, că factorul de corecție al rezistenței indusului, datorită efectului transversal se poate determina și pe această cale, obținându-se aceleași rezultate.

În cazul schemei în paralel, pentru a determina modificarea parametrilor se calculează:

$$\frac{1}{Z_{0t}} = \frac{1}{R_2^1/s} - j \frac{1}{X_m}$$

unde înlocuind  $Z_{0t}$  se obține:

$$\frac{1}{R_{00}k_r^* + jX_{00}k_x^*} = \frac{1}{R_2^1/s} - j \frac{1}{X_m}$$

sau,

$$\frac{R_{00}k_r^*}{R_{00}^2 k_r^{*2} + X_{00}^2 k_x^{*2}} = \frac{1}{R_2^1/s}; \quad \frac{X_{00}k_x^*}{R_{00}^2 k_r^{*2} + X_{00}^2 k_x^{*2}} = \frac{1}{X_m}$$

și deoarece avem  $\frac{R_{00}}{X_{00}} = G \cdot s$ , rezultă:

$$\frac{R_2^1}{s} = R_{00}k_r^* \left[ 1 + \frac{1}{G^2 s^2} \left( \frac{k_x^*}{k_r^*} \right)^2 \right]; \quad X_m = X_{00}k_x^* \left[ 1 + G^2 s^2 \left( \frac{k_r^*}{k_x^*} \right)^2 \right]$$

Folosind pentru  $R_{00}$  și  $X_{00}$ , expresiile care rezultă din (4.27) se obține:

$$\frac{R_2'}{s} = \frac{R_{20}'}{s} k_r^* \frac{G^2 s^2 + (\frac{k_r^*}{k_r})^2}{1 + G^2 s^2} ; \quad X_m' = X_{m0}' k_x^* \frac{1 + G^2 s^2 (\frac{k_r^*}{k_r})^2}{1 + G^2 s^2}$$

sau

$$R_{20}' = R_2' k_2 \quad ; \quad X_{m0}' = X_m' k_1$$

unde factorii de corecție pentru schema în paralel au forma:

$$k_2 = k_r^* \frac{G^2 s^2 + (\frac{k_r^*}{k_r})^2}{1 + G^2 s^2} \quad ; \quad k_1 = k_x^* \frac{1 + G^2 s^2 (\frac{k_r^*}{k_r})^2}{1 + G^2 s^2} \quad (4.39)$$

între care se poate găsi că există relația:

$$k_1 = k_2 \frac{k_{r1}^*}{k_{r2}^*}$$

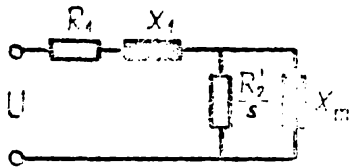


Fig. 4.12

expresie valabilă numai în cazul în care R1 și X1 sînt reglajabili, altfel fiind necesar a considera schema din Fig. 4.12 completă, în care rezistența R2' se corectează cu k2 respectiv reactanța de magnetizare Xm' cu k1 (4.39). Dependența de putere de lățimea inducului în acest caz nu se mai obține cu (4.40). Determinînd expresia forței pe baza schemei din Fig. 4.12, rezultă:

$$F = \frac{U_1^2}{2 \pi f R_2'/s} \frac{1}{|1 + Z_1 (\frac{1}{R_2/s} - j \frac{1}{X_m})|^2}$$

și deci dependentă și de factorul k1 și o variație mai puțin pronunțată cu lățimea inducului. În cazul în care impedanța înfășurării inductoare ar fi foarte mare, curentul absorbit de motor ar rezulta practic independent de lățimea inducului

și forța dezvoltată de motor ar putea fi calculată din schema echivalentă serie, cu relația (4.35), adică s-ar corecta numai cu factorul  $k_p$ . În cazul real curba de variație  $F(c)$ , este cuprinsă între cele două cazuri ideale, adică curbile corectate cu  $1/k_2$  respectiv cu  $k_p$ .

În concluzie, considerând și valorile numerice calculate pentru factorii de corecție fig.6.17-6.20 rezultă că pentru domeniul motoarelor liniare monofazate mici, este suficientă o creștere a lățimii indusului cu  $c = 4$  mm, deoarece practic valori mai mari nu mai influențează asupra forței dezvoltate.

Modificarea parametrilor motorului se reflectă și prin modificarea factorului de calitate, care scade datorită efectului transversal. Această modificare este:

$$G = \frac{X_m}{R_2'} = \frac{k_1}{k_2} G_0 = \frac{k_F^*}{k_x^*} G_0 \quad (4.41)$$

#### 4.1.3. Influența efectului transversal asupra forței de propulsie

Expresia forței dezvoltate de motorul liniar monofazat a fost determinată în capitolul precedent la paragraful 3.3, unde s-a arătat că aceasta depinde în mare măsură și de rezistența indusului, reactanța de magnetizare și factorul de calitate, (3.41). În paragraful precedent s-a arătat că datorită efectului transversal, rezistența respectiv reactanța circuitului echivalent serie al indusului se modifică prin coeficienții de corecție a căror expresie a fost determinată (4.32, 4.33), și de asemenea pentru circuitul echivalent paralel (4.39). Fiind și funcție de alunecare, coeficienții de corecție vor afecta în mod diferit cele două componente ale forței corespunzătoare câmpului mobil direct respectiv invers. Deoarece se constată că influența efectului transversal este diferită asupra celor două componente ale câmpului mobil, respectiv coeficienții de corecție  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_x$  și  $k_p$  fiind funcție de alunecare rezultă că modificarea forței funcție de lățimea indusului este diferită față de cazul motorului trifazat. Chiar și la  $s = 1$ , coeficientul de corecție al forței este diferit de cel de la motorul trifazat, deoarece spre deosebire de acesta, la care distribuția transversală a câmpului

depinde numai de elementele geometrice  $c/l$ ,  $\tau/l$  și produsul  $G \cdot s$  (4.21), la motorul monofazat, efectul transversal este influențat și de parametrii bobinajului de ecranare, fapt ce rezultă din expresia forței (3.41). Forța la pornire:

$$F_P = \frac{U_1^2}{4 \tau f R_2} \frac{\sin 2\alpha (R_2' - GX_2')}{X_m \left| \sin^2 \alpha + \frac{Z_1 + Z_2'}{2Z_{ed}} + \frac{Z_1 Z_2'}{4Z_{ed}^2} \right|^2} \quad (4.42)$$

se constată că se modifică ca urmare a efectului de margine, nu numai datorită lui  $R_2'$  din primul factor, care are aceeași formă ca la motorul trifazat, ci și datorită modificării lui  $X_m$ ,  $Z_{ed}$  și  $G$  din cel de al doilea factor. Dacă se neglijează rezistența și reactanța inductorului,  $Z_1 = 0$  și introducând notațiile:

$$\frac{R_2'}{X_2'} = m \quad \text{și} \quad \frac{X_2'}{X_m} = p$$

forța la pornire se poate scrie:

$$F_P = \frac{U_1^2}{2 \tau f R_2'} \frac{p(m-G)\sin 2\alpha}{(p \sin^2 \alpha + Gm)^2 + (m-G)^2} \quad (4.43)$$

expresie în care influența efectului transversal se manifestă prin modificarea parametrilor:  $R_2' = k_2 R_{20}'$ ,  $p = k_1 p_0$  și

$$G = G_0 \frac{k_1}{k_2}$$

În cazul funcționării motorului la curent constant expresia factorului de corecție se schimbă, aceasta obținându-se înlocuind în (4.42), totuși  $U_1$  în funcție de curentul  $I_1$  din (3.34) în care mărimile  $a$ ,  $b$ ,  $c$  și  $d$  sînt explicitate prin (3.33). Rezultă, efectuînd anumite calcule:

$$F_P = \frac{2 I_1^2 R_{ed}}{2 \tau f} \sin 2\alpha \frac{(2R_{ed}')^2 + (2X_{ed}')^2}{(R_2' + 2R_{ed}')^2 + (X_2' + 2X_{ed}')^2} \frac{R_2' - GX_2'}{X_m} \quad (4.44)$$

din care se observă că forța la pornire se modifică nu numai datorită lui  $R_{ed}' = k_F R_{ed0}'$ , ci și datorită lui  $X_{ed}'$ ,  $X_m$  și  $G$ .

În concluzie se constată că efectul de margine, la motorul monofazat se manifestă diferit față de cel trifazat.



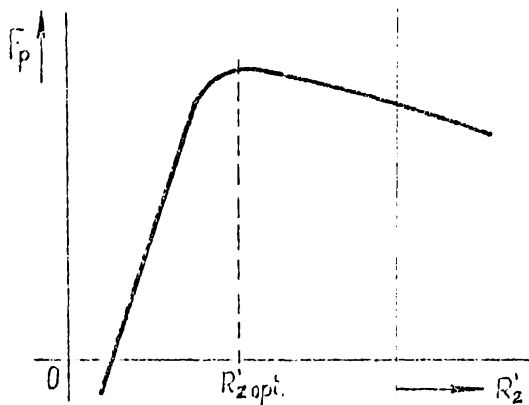


Fig. 4.13

transversal, forța nu variază mult. Efectul transversal este rezinți totuși datorită modificării și a reactanței de dispersie.

#### 4.2. Efectul longitudinal

##### Considerații generale

Inductorul de lungime finită al motorului liniar cauză și mișcarea relativă a indusului față de inductor, termină apariția unui fenomen specific motoarelor electrice liniare, numit efect de capăt sau longitudinal, care conduce la dezvoltarea unor forțe și pierderi suplimentare. Prin urmare, acest fenomen prezintă două aspecte și anume, static și dinamic.

Efectul longitudinal static la motorul liniar are ca rezultat să deformeze circuitul magnetic al inductorului de lungime finită, care determină modificarea cîmpului magnetic în întregul. Efectul dinamic este determinat de mișcarea relativă a indusului față de inductor, fapt ce conduce la apariția unor tensiuni electromotoare în indus în zona de intrare și ieșire din întregul, respectiv curenți care determină pierderi suplimentare. Valoarea acestora depinde de viteza relativă de deplasare, respectiv de modul de variație a inducției magnetice în zonele de intrare și ieșire din întregul, în direcția mișcării.

Studiul efectului longitudinal, se impune, în vederea diminuării pierderilor energetice, respectiv a gășirii

Dacă se reprezintă grafic dependența forței de pornire în funcție de rezistența indusului la motorul ideal (3.43), Fig.4.13, constatăm că aceasta prezintă un maxim. Alegând ca rezistența indusului astfel încât  $R_2'$  să fie apropiată de valoarea optimă, adică la care forța este maximă, la o creștere a rezistenței datorită efectului

țiilor constructive adecvate acestui scop. Literatura de specialitate prezintă unele lucrări care studiază acest efect, unele mai complexe [32, 40] și altele care admit unele ipoteze simplificatoare, permițând însă obținerea unor rezultate suficient de exacte din punct de vedere practic [1, 12].

#### 4.2.1. Efectul longitudinal dinamic

Ipotezele admise la studiul efectului dinamic sînt identice cu cele prezentate la tratarea efectului transversal, paragraful 4.1.1. În plus se mai admite că pătura de curent a statorului este o undă plană mobilă, diferită de zero numai în interiorul întrefierului. Folosind legile lui Maxwell, se obține pentru inducția magnetică din întrefier următoarea ecuație [1]:

$$-\frac{\partial^2 b}{\partial x^2} + \frac{\mu_0 \delta}{\rho \delta} \frac{\partial b}{\partial t} = \frac{\mu_0}{\delta} \frac{\partial J_1}{\partial x} \quad (4.45)$$

în care s-a considerat sistemul de axe de coordonate legat de indus. Soluția ecuației este de forma:

$$b = b_p + b_f$$

în care componenta permanentă  $b_p$ , se poate determina mai simplu folosind reprezentarea în complex. Inducția magnetică produsă de înfășurarea inductoare este o undă mobilă de forma:

$$\underline{B}_\delta = B_{\delta m} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\delta} X)}$$

unde  $X$  este coordonata într-un sistem de axe legat de inductor, adică  $X = x + vt$ . Sau,

$$\underline{B}_\delta = B_{\delta m} e^{j(\omega' t - \frac{\pi}{\delta} x)}$$

în funcție de care se poate exprima pătura de curent  $\underline{J}_1$  în forma (4.1):

$$\underline{J}_1 = \frac{j\delta\beta}{\mu_0} \underline{B}_\delta$$

Rezultă că și  $\underline{B}_p$  va avea o formă exponențială, adică,

$$\underline{B}_p = B_{pm} e^{j(\omega' t - \frac{\pi}{\delta} x)}$$

Inlocuind această soluție particulară în (4.45) se obține:

$$B_{pm} = \frac{B_{\delta m}}{1+jGs}$$

respectiv:

$$\frac{B_p}{\rho} = \frac{B_{\delta}}{1+jGs}$$

Soluția generală  $b_1$  a ecuației omogene se determină folosind metoda separării variabililor,

$$b_1 = X(x) \cdot T(t)$$

Inlocuind în ecuația diferențială omogenă se obține:

$$\frac{X''(x)}{X(x)} = \frac{\mu_0 \epsilon}{\rho \delta} \frac{T''(t)}{T(t)} = -\lambda^2$$

rezultând o soluție de forma:

$$b_1 = A \sin(\lambda x + \psi) e^{-\frac{\rho \delta \lambda^2}{\mu_0 \epsilon} t}$$

Inducția magnetică totală, într-un punct  $x$ , are valoarea medie în timp:

$$b = I_m \left\{ \frac{B_p}{\rho} \right\} + A \sin(\lambda x + \psi) e^{-\frac{\rho \delta \lambda^2}{\mu_0 \epsilon} t}$$

sau

$$b = \frac{B_{\delta m}}{\sqrt{1+G^2 S^2}} \sin(\omega' t - \frac{\pi}{\tau} x - \varphi) + A \sin(\lambda x + \psi) e^{-\frac{\rho \delta \lambda^2}{\mu_0 \epsilon} t}$$

în care  $\tan \varphi = GS$ . Deoarece inducția magnetică totală are perioada  $2\tau$  și deoarece unda sinusoidală a fost exprimată sub forma

$$\sin(\omega' t - \frac{\pi}{\tau} x) \text{ rezultă } \lambda = -\frac{\pi}{\tau} \text{ adică:}$$

$$b = \frac{B_{\delta m}}{\sqrt{1+G^2 S^2}} \sin(\omega' t - \frac{\pi}{\tau} x - \varphi) + A \sin(-\frac{\pi}{\tau} x + \psi) e^{-\frac{\rho \delta \pi^2}{\mu_0 G \tau^2} t}$$

Constantele de integrare se determină din condiția la limită că la muchia de intrare a inductorului, adică la  $X=0$ , deci și la  $x = -vt$ , inducția este zero,  $b=0$ , rezultând astfel:

$$\frac{-B_{\delta m}}{\sqrt{1+G^2 s^2}} \sin(-\omega' \frac{x}{v} - \frac{\pi}{6} x - \varphi) = A \sin(-\frac{\pi}{6} x + \psi) e^{\frac{\omega}{G} t}$$

deci

$$\psi = -\omega' \frac{x}{v} - \varphi = -\frac{\omega}{G} \frac{x}{v} - \varphi$$

$$A = -\frac{B_{\delta m}}{\sqrt{1+G^2 s^2}} e^{-\frac{\omega}{G} \frac{x}{v}}$$

Cu acestea inducția este:

$$b = \frac{B_{\delta m}}{\sqrt{1+G^2 s^2}} \left[ \sin(\omega' t - \frac{\pi}{6} x - \varphi) - \sin(-\frac{\pi}{6} x - \frac{\omega}{G} \frac{x}{v} - \varphi) e^{-\frac{\omega}{G} \frac{x}{v}} \right]$$

și trecînd la sistemul de coordonate legat de stator se obține:

$$b = \frac{B_{\delta m}}{\sqrt{1+G^2 s^2}} \left[ \sin(\omega t + \frac{\pi}{6} x - \varphi) - \sin(\omega t - \frac{\pi}{6} x - \varphi - \frac{\pi}{6} \frac{sX}{1-s}) e^{-\frac{\pi}{6} \frac{X}{G(1-s)}} \right]$$

Revenind la forma complexă, rezultă:

$$\underline{B} = \frac{B_{\delta m} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6} X)}}{1+jGs} \left[ 1 - e^{-\frac{\pi}{6} \frac{X}{G(1-s)} (1+jGs)} \right] \quad (4.46)$$

Se observă că pentru  $s \ll 1$ , expresia devine egală cu cea dată în [8]. Pentru o interpretare mai ușoară a rezultatului se notează:

$$\Delta = \frac{\omega G(1-s)}{\pi} \quad (4.47)$$

ceea ce reprezintă distanța după care componenta liberă a inducției scade de e ori. Se observă că:

$$\underline{B} = \underline{B}_0 - \underline{B}'$$

în care

$$\underline{B}_0 = \frac{B_{\delta m}}{1+jGs} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6} X)}$$

este expresia undei plane mobile rezultante din întrefior, considerînd și reacția indusului, iar  $\underline{B}'$  este cîmpul magnetic

care se atenuează pe măsura pătrunderii indusului în întrefier. La motoarele liniare de viteză mare, trifazate în special, atât pasul polar  $\tau$ , cât și factorul de calitate  $G$ , sînt mari, astfel încît  $B'$  se atenuează încet. De exemplu [1], la un motor avînd  $v_1 = 10$  m/sec,  $G=9,5$  și  $s=0,33$ , atenuarea acestei componente tranzitorii, apare practic numai după 10 - 12 pași polari.

La motorul liniar monofazat cu poli ecranati, atât  $\tau$  cât și  $G$  sînt relativ mici. Dacă se mai adaugă și faptul că aceste motoare lucrează la alunecări relativ mari, rezultă că distanța  $\Delta$ , (4.47), este mică. Astfel considerînd motoarele realizate experimental cu  $\tau = 30$  mm,  $G_0 = 0,8$ , respectiv vorbind despre efectul transversal,  $G=0,67$  și pentru  $s=0,5$ , se obține  $\Delta = 3,2$  mm. Rezultă că influența asupra repartiției cîmpului magnetic din întrefier, datorită efectului longitudinal dinamic, se extinde pe cca 10 mm adică pe o treime din pasul polar.

Pentru a aprecia influența acestui efect asupra forței dezvoltate de motor, se va calcula, fiind mai simplu, forța care acționează asupra inductorului, aceasta fiind egală și de semn contrar cu cea care acționează asupra indusului. Din expresia generală a forței sub forma:

$$F = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \int_V \underline{j}^* \underline{B} \, dv \right\}$$

se obține introducînd pătura de curent:

$$\underline{J}_1 = j \frac{\delta \beta}{\mu_0} \underline{B}_s$$

forța care acționează asupra statorului:

$$F_1 = \frac{1}{2} 2l \cdot \operatorname{Re} \left\{ \int_0^{2p\tau} \underline{B} \underline{J}_1^* \, dx \right\}$$

Inlocuind inducția cu expresia (4.46) se obține:

$$F_1 = - \frac{B_m^2 \delta \beta l}{\mu_0} \operatorname{Re} \left\{ \frac{-j}{1+jGs} \int_0^{2p\tau} \left[ 1 - e^{-\frac{x}{\Delta}(1+jGs)} \right] dx \right\}$$

In urma efectuării calculelor rezultă:

$$F_1 = - \frac{B_m^2 \delta \beta l 2\tau p}{\mu_0} \frac{Gs}{1+G^2s^2} \cdot \left\{ 1 - \frac{1-s}{\tau 2p} \frac{1}{1+G^2s^2} \left[ 2G - e^{-\frac{2p\tau}{G(1-s)}} \left( 2G \cos \frac{2p\tau G}{1-s} + \frac{1+G^2s^2}{s} \sin \frac{2p\tau G}{1-s} \right) \right] \right\} \quad (4.48)$$

Se observă că forța care acționează asupra indusului este de forma:

$$F_2 = -F_1 = F_0 K_r$$

în care  $F_0$  este forța determinată pentru cazul motorului ideal (4.37) iar prin  $K_r$  s-a notat coeficientul de corecție prin care se ține seamă de reducerea forței datorită efectului longitudinal dinamic:

$$K_r = 1 - \frac{1-s}{2p\tilde{\omega}} \frac{1}{1+G^2s^2} \left[ 2G - \frac{2p\tilde{\omega}}{G(1-s)} \left( 2G \cos \frac{2p\tilde{\omega}s}{1-s} + \frac{1-G^2s^2}{G} \sin \frac{2p\tilde{\omega}s}{1-s} \right) \right] \quad (4.49)$$

În cazul motoarelor liniare cu poli ecranate, factorul de calitate  $G$ , fiind relativ mic, termenul

$$\frac{2p\tilde{\omega}}{G(1-s)}$$

este neglijabil, astfel că pentru  $K_r$  rezultă expresia aproximativă:

$$K_r \approx 1 - \frac{1-s}{2p\tilde{\omega}} \cdot \frac{2G}{1+G^2s^2}$$

La motoarele monofazate studiate, pentru  $s=0,5$ , se obține  $K_r = 0,9633$ .

La capătul de ieșire, efectul longitudinal dinamic se poate neglija, deoarece curenții din indus cauzată de tensiunile electromotoare induse datorită variației bruște a inducției magnetice, sînt scoși odată cu indusul din întrefier ca urmare a deplasării acestuia.

În cadrul studiului motorului liniar, privind efectul longitudinal dinamic, influența acestuia asupra comportării motorului, se poate face și prin introducerea unor factori de corecție la parametrii  $R_2'$  și  $K_m$ , asemănător ca la efectul transversal. Pentru aceasta se scrie tensiunea electromotoare din circuitul indusului, redusă la inductor, sub forma:

$$\begin{aligned} U'_{02} &= -j\omega N_1 \xi_1 2\ell \int_0^{2p\tilde{\omega}} B \, dx = \\ &= -j\omega N_1 \xi_1 2\ell \frac{B_{\delta m}}{1+jGs} \left\{ 2p\tilde{\omega} + \frac{\Delta}{1+jGs} \left[ e^{-\frac{2\tilde{\omega}}{\Delta}(1+jGs)} - 1 \right] \right\} \end{aligned}$$

cu

$$U'_{02} = -I_1 Z_c = -I_1 (R_c + jX_c)$$

Se obține după efectuarea calculelor intermediare:

$$R_o = R_{oo} \left\{ 1 - \frac{1-s}{2p\tilde{\omega}} \frac{1}{1+G^2s^2} \left[ 2G \frac{2p\tilde{\omega}}{G(1-s)} \cos \frac{2p\tilde{\omega}s}{1-s} + \frac{1-G^2s^2}{s} \sin \frac{2p\tilde{\omega}s}{1-s} \right] \right\}$$

$$X_o = X_{oo} \left\{ 1 - \frac{G(1-s)}{2p\tilde{\omega}} \frac{G(1-s)}{1+G^2s^2} \left[ 2Gs \sin \frac{2p\tilde{\omega}s}{1-s} - (1-G^2s^2) \cos \frac{2p\tilde{\omega}s}{1-s} \right] \right\}$$

adică

$$R_o = R_{oo} \cdot K_R$$

$$X_o = X_{oo} \cdot K_X$$

unde  $K_R$  se observă că are aceeași expresie cu cea detaliată mai sus (4.49)

Rezultă că pentru a considera efectul longitudinal dinamic, factorii de corecție se pot admite practic:

$$K_R \approx 1 - \frac{1-s}{2p\tilde{\omega}} \frac{2G}{1+G^2s^2}$$

$$K_X \approx 1$$

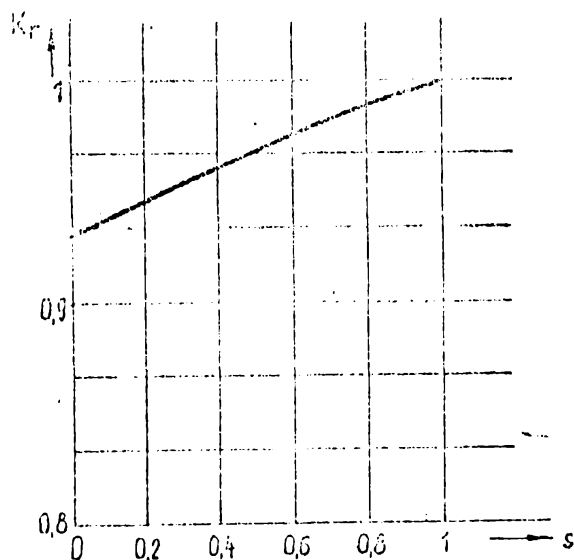


Fig. 4.14

putându-se neglija.

În fig. 4.14 se reprezintă valoarea factorului de corecție al rezistenței, respectiv al forței în direcție de alunecare.

Rezultă că motoarele monofazate poli ecranate, având vedere particularitățile lor constructive, efectul longitudinal dinamic este neînsemnat

#### 4.2.2. Efectul longitudinal static

La motorul liniar, datorită construcției sale specifice, adică cu lungime finită a inductorului după direcția deplasării, se arată că practic nu este posibilă realizarea unui câmp magnetic pur alunecător pe toată lungimea activă a mașinii, deoarece spre deosebire de motoarele rotative, circuitul magnetic nu mai prezintă continuitatea față de deplasarea circulară a câmpului magnetic.

La motoarele liniare trifazate, se constată că utilizând o înfășurare trifazată simetrică, câmpul magnetic din întrefier, prezintă pe lângă componenta mobilă și o componentă alternativă, pentru atenuarea căreia se folosesc bobine marginale de compensație [8, 12]. Se arată însă că practic, în unele cazuri satisface un bobinaj cu număr impar de poli și cu poli marginali semibobinați [8, 32].

La capetele de intrare și ieșire ale inductorului după direcția mișcării, apar linii de câmp care se încheie prin exteriorul întrefierului, ceea ce constituie un flux magnetic în derivație față de câmpul magnetic din întrefier, [8, 32, 61]. Pentru a ține seama de aceste linii de câmp se folosește frecvent metoda de a prelungi în ambele părți miezul magnetic al inductorului, înlocuind în acest fel câmpul real din exterior printr-un câmp echivalent care ar apare tot în întrefier, dar într-o porțiune unde nu există pătura de curent. Deși această ipoteză nu concordă cu cazul real, se folosește totuși, deoarece permite efectuarea unui studiu asupra acestui fenomen, rezultatele obținute fiind verificate cu precizie suficientă în practică.

Pentru a studia influența liniilor de câmp din exteriorul inductorului asupra repartiției câmpului magnetic din întrefier, la motoarele liniare cu poli ccranțați, trebuie analizată influența acestora asupra câmpului magnetic produs de înfășurarea principală. Considerând o prelungire Z, de ambele părți ale inductorului, se poate admite pentru câmpul principal din întrefier variația din fig.4.15. Sub ultimul pol câmpul magnetic este mai mic și are din egalitatea fluxurilor



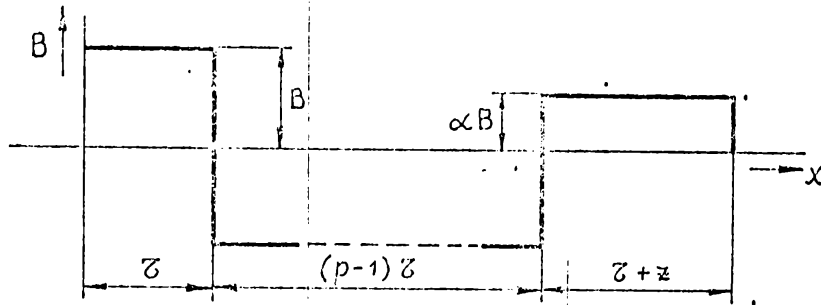


Fig. 4.15

rezultat:

$$\alpha B_0 = B_0 \frac{z}{z+z}$$

adică,

$$\alpha = \frac{z}{z+z}$$

Dezvoltând curba de repartiție longitudinală a inducției din întregii în serie Fourier, în cazul în care  $p$  este impar se obține pentru amplitudinea armonicilor de ordinul  $\nu$  expresia:

$$B_{\nu p} = \frac{4B_0}{\nu\pi} \cdot$$

$$\left\{ \frac{1-(-1)^\nu \alpha}{2} + \left[ -1 + \frac{(-1)^\nu (1+\alpha)}{2} \right] \cos \frac{\nu\pi}{p} + \cos \frac{\nu 2\pi}{p} - \cos \frac{\nu 3\pi}{p} + \dots + \frac{2}{p} \right\}$$

Armonica cu amplitudinea cea mai mare este cea de ordinul  $p$ . Se obține pentru aceasta:

$$B_{p p} = \frac{4B_0}{\pi} \frac{p-1+\alpha}{p}$$

Se observă că în cazul în care se neglijează efectul de scurgere  $\alpha$  devine egal cu unitatea și  $B_{p p}$  obține expresia cunoscută a fundamentalei de la variația în trepte a inducției  $B_{0 p}$ .

Rezultă că datorită liniilor de câmp marginale, are loc o reducere a amplitudinei fundamentale cu factorul  $\frac{p-1+\alpha}{p}$ , care se mai poate scrie

$$\frac{p-1+\frac{z}{z+z}}{p} = 1 - \frac{z}{p(z+z)}$$

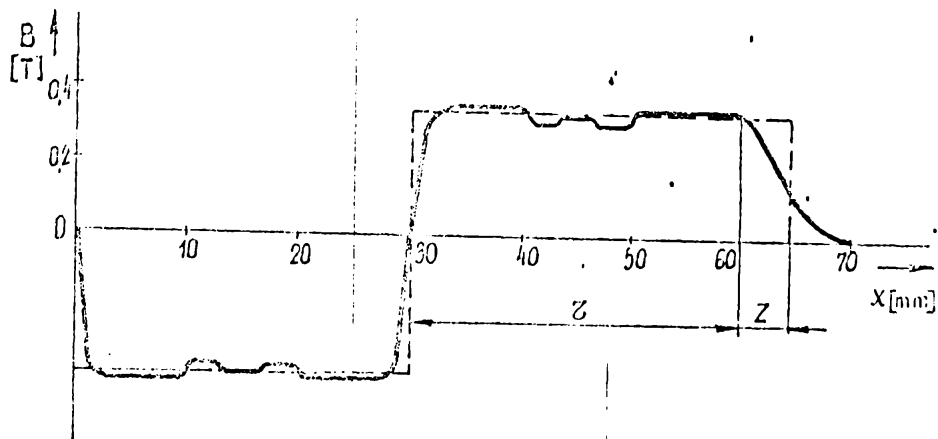


Fig. 4.16

de unde se observă că reducerea scade cu creșterea numărului de poli. Pe lângă armonicile superioare  $\nu > p$  care apar la motoarele rotative, la motorul liniar monofazat, apar totuși efectului de capăt și armonici cuprinse în domeniul  $\nu \in (1, p-1)$ . Ponderea lor, rezultă însă a nu fi însemnată. Dacă se calculează amplitudinile armonicilor 1-4 pentru  $Z = 0,156 = 4,5$  mm, valoarea determinată experimental, îngeț, se obține:

$$B_{m1} = -\frac{0,192}{\pi} B_0 \quad ; \quad B_{m3} = \frac{3,81}{\pi} B_0$$

$$B_{m2} = \frac{0,195}{\pi} B_0 \quad ; \quad B_{m4} = \frac{0,0975}{\pi} B_0$$

Rezultă în concluzie că practic este suficient să se considere influența efectului de margină longitudinal static, prin micșorarea amplitudinii fundamentale, neglijând în calcul celelalte armonici.

CAPITOLUL 5.

STUDIUL ASUPRA CALCULULUI OPTIMAL AL MOTORULUI  
MONOFAZAT CU POLI ECRANATI

5.1. Determinarea parametrilor optimi pentru poli...

Forța dezvoltată de motorul liniar monofazat cu ecranare depinde în mare măsură de construcția și punerea în față a polului ecranat. Deoarece caracteristica...

că în regim de motor a acestui tip de mașină este practic nulă și valoarea maximă a forței apare pentru cel...

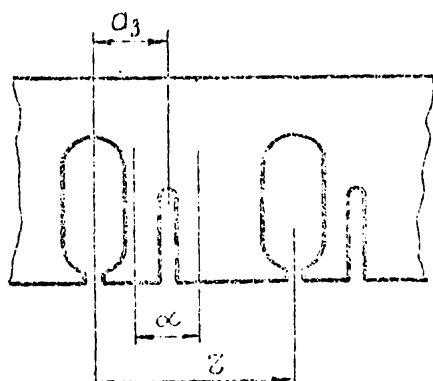


Fig. 5.1

adică raportul  $\frac{a_3}{z} = m$

- raportul între lățimea polului ecranat și pasul  $a_3/\tau$ , respectiv unghiul electric corespunzător  $\gamma = \frac{\pi a_3}{z\tau}$

Pentru a determina valorile optime ale parametrilor  $\alpha$ ,  $m$  și  $\gamma$ , ar trebui calculat maximul forței de pornire în funcție de aceștia. Deoarece acest calcul este foarte laborios, se preferă analizarea separată a influenței celor trei parametri și determinarea valorilor optime prin calculul succesiv pentru valoarea maximă a forței la pornire.

Considerând expresia forței de pornire (3.45),

să se analizeze influența forțelor factori timpului la pornire. În primul rând există trei asemenea factori care influențează valoarea forței la pornire și anume:

- unghiul între polul principal și cel ecranat notat în fig. 5.1
- valoarea rezistenței electrice a înfășurării ecranate, la o reacțianță

$$F_p = \frac{U^2 \sin^2 2\alpha}{4\sqrt{6} f R_2'} \cdot \frac{(R_2' - GX_2')X_m}{(X_2' + GR_2' + X_m \sin^2 \alpha)^2 + (R_2' - GX_2')^2}$$

valoarea optimă pentru  $\alpha$  se determină exact din  $\frac{\partial F_p}{\partial \alpha} = 0$ .  
 O determinare aproximativă se poate face dacă se neglijează produsul  $(X_m \sin^2 \alpha)$  de la numitor, caz în care rezultă  $\alpha_{opt} = 45^\circ$ .  
 Efectuînd calcule exacte rezultă în general  $\alpha_{opt}$  puțin mai mic de  $45^\circ$ ,  $35^\circ < \alpha_{opt} < 45^\circ$ , valoare recomandată și în [7].

Pentru determinarea valorilor optime ale parametrilor  $m$  și  $\gamma$  se neglijează în primă aproximație rezistența și reactanța de dispersie a înfășurării principale. Notînd raportul între reactanța de magnetizare și cea de dispersie a înfășurării de ecranare cu  $p = X_m/X_2'$ , rezultă:

$$F_p = \frac{U^2 \sin^2 2\alpha}{4\sqrt{6} f R_2'} \cdot \frac{p(\mu-1)}{(1+\mu p \sin^2 \alpha)^2 + (\mu-1)^2} \quad (5.1)$$

Considerînd factorul  $p$  constant, se determină valoarea optimă pentru  $m$ , din:

$$\frac{\partial F_p}{\partial m} = 0$$

Efectuînd calculele se obține:

$$m_o = G + \sqrt{1+G^2 + \frac{2 \sin^2 \alpha}{1+\mu p}} \quad (5.2)$$

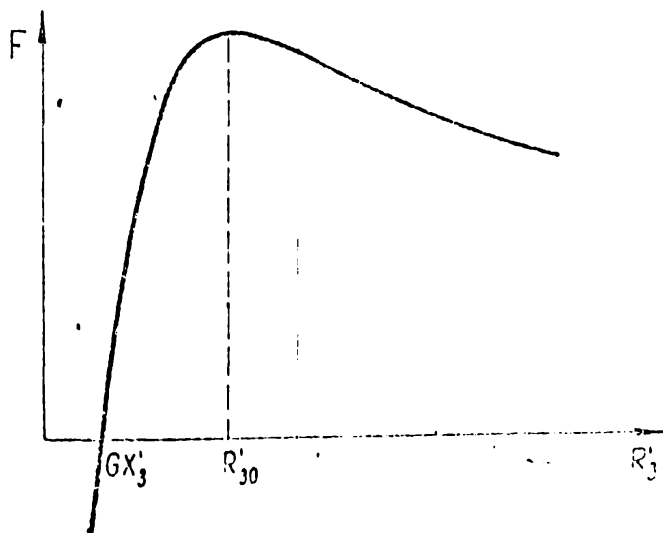


Fig. 5.2

Valoarea optimă a raportului  $\alpha_2/\sqrt{6}$ , poate fi determinată deosemeni din expresia de mai sus a forței (5.1). Parametrul  $m$  este independent de lățimea pelului ecranat, în

Influența rezistenței înfășurării de ecranare asupra forței la pornire este redată în Fig. 5-2. Se constată că pînă la depășirea rezistenței  $R_2'_{30}$  forța la pornire crește pînă se obține, la valoarea optimă  $R_2'_{30}$ , forța maximă. Sub această valoare forța scade și pentru  $R_2' = R_2'_{30}$  se anulează.

p depinde de aceasta prin factorul de înfășurare. Astfel de

$$X'_3 = X_3 \left( \frac{N_1 \xi_1}{N_2 \xi_2} \right)^2 \quad \text{unde} \quad \xi_2 = \sin \frac{\pi}{2} \frac{a_3}{\delta} = \sin \frac{\gamma}{2}$$

rezultă:

$$X'_3 = X_3 \frac{(N_1 \xi_1)^2}{N_2^2} \cdot \frac{1}{\sin^2 \frac{\gamma}{2}} = X'_{30} \frac{1}{\sin^2 \frac{\gamma}{2}}$$

sau

$$p = \frac{K_m}{X'_{30}} \sin^2 \frac{\gamma}{2} = p_0 \sin^2 \frac{\gamma}{2}$$

Inlocuind aceasta în (5.1) și efectuând

$$\frac{\partial F_p}{\partial p} = 0$$

se obține:

$$\sin^2 \frac{\gamma_0}{2} = \frac{\sqrt{(g^2+1)(a^2+1)}}{p_0 \sin^2 \alpha}$$

Alura curbelor  $F_p(a_3/\delta)$  avînd pe  $m$  ca parametru, este reprezentată în fig. 5.3. Se observă un maxim suficient de aplatizat,

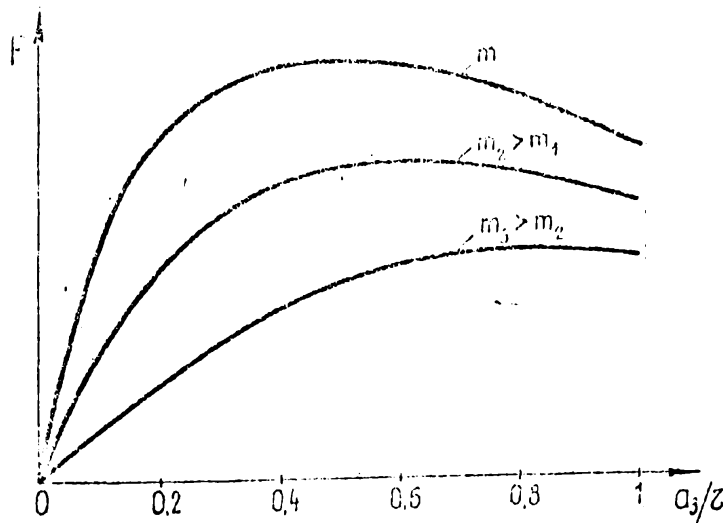


Fig. 5.3

iar la valori ale lui  $m$ , sau relativ mici ale  $p_0$ , rezultă pe  $a_3/\delta$  valori tic nerecuzabile. Această situație poate apărea în deosebit la motoare lineare, în care întregirea fiind relativ rezultă  $p_0$  mic. Prin mărirea  $\delta$  și polului comutat, la mărirea,

forța de pornire crește, însă crescînd și lungimea spirei bobinajului de comutare, trebuie majorată și secțiunea, pentru a păstra rezistența  $R_3$  la valoarea optimă.

În consecință rezultă că este necesar ca unghiul între axele înfășurărilor trebuie să fie de  $45^\circ$  iar rezistența înfășurării de ecranare să se determine din relația (5.2).

În cazul că nu se pot neglija parametrii  $R_1$  și  $X_1$  înfășurării principale, valoarea optimă a rezistenței trebuie calculată din expresia completă a forței (3.42).

La motoarele liniare cu lățime relativ mică în raport cu pasul polar, trebuie să se țină seama de efectul transformării, adică de modificarea parametrilor  $R_2'$  și  $X_m$ , datorită faptului că în inductor, curenții au și o componentă longitudinală. Calculele de optimizare pot fi efectuate similar și în acest caz, încă pentru parametrii  $R_2'$  și  $X_m$ , trebuiesc folosite valorile modificate,  $R_2' = k_2 R_2'$  și  $X_m = k_1 X_{m0}$ , în care prefixele se vor nota parametrii motorului ideal. Dacă înductorul este mult mai lat decât inductorul, reactanța de magnetizare nu se modifică, adică  $k_1 = 1$ , schimbându-se numai rezistența acestuia, datorită porțiunii de închidere a curenților care nu este sub inductor. Aceasta conduce la o scădere a factorului de calitate  $Q$ , astfel că valoarea optimă a rezistenței  $R_2'$  va rezulta mai mică.

## 5.2. Calculul optim al înfășurării de ecranare

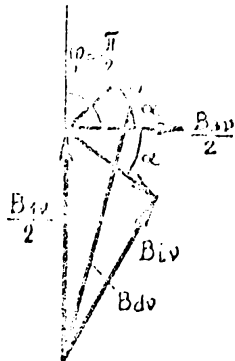
Se cunoaște că în general randamentul, interpretat sub forma obișnuită ( $P_u/P_e$ ), este relativ mic la motoarele liniare față de cele rotative, datorită particularităților lor constructive, în principal, întregului mare care le caracterizează.

Se apreciază însă, că dacă s-ar considera randamentul total al unei acționări electrice, specifice utilizării motorului liniar, acționare soluționată în ambele variante, motor rotativ și motor liniar, este posibil ca randamentele celor două acționări să fie comparative, având în vedere că mulțimea de energie în mecanismele de transformare a mișcărilor este aceeași în liniară. Și aceasta fără a considera construcția relativ complexă în cazul acționării cu motor rotativ, respectiv simplitatea și robustețea acționării cu motor liniar. De aceea în literatura de specialitate se propune introducerea unor noi mărimi care să caracterizeze calitativ motoarele liniare.

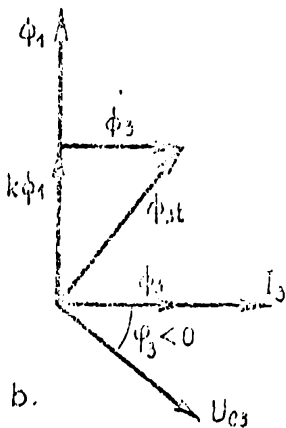
în general, avînd în vedere funcțiunile lor specifice [5].

Dintre acestea se amintesc,  $F/P_{abs}$ ,  $F/C_{scutit}$ ,  $F_{rot}/T$  și altele. Pe lângă cele arătate în paragraful 5.2 cu privire la obținerea unor parametri îmbunătățiți la motorul liniar cu pol ecranat, în paragraful 2.2., s-a arătat că

tă posibilitatea de a realiza o căuță bușie mai bună a cîmpului magnetic întrerofier prin acționarea asupra cîmpului în timp între fluxul total polului ecranat și al celui pînă la Reluînd în acest scop diagrama in ilor din fig.2.4, se observă că în ție de unghiul  $\varphi$  se poate obține jorare a cîmpului magnetic direct pectiv o diminuare a celui invers. Fig.5.4.a, dacă, așa cum a rezultă din (2.14), curentul în înfășurarea de ecranare este capacitiv, fig.5.4.b. Valoarea optimă a reactanței înfășurării de ecranare, care să determine ținerea unui maxim pentru forța de tract de motor, se poate obține mai plu efectuînd



a.



b.

$$\frac{\partial F_{tr}}{\partial X'_3} = 0$$

Dacă se neglijează în primă aproximație

$R_1$  și  $X_1$  și folosind în acest scop

lația (3.43) se obține după efectuarea calculului respectiv valoarea optimă a reactanței  $X'_3$ , în forma:

$$X'_3 \text{ opt} = \frac{R'_2}{G} - \frac{R'_2(1+G^2) + G X_{1n} \sin^2 \alpha}{G \sqrt{1+G^2}} \quad (5.2)$$

și cunoscînd că,

$$X'_3 \text{ opt} = X'_3 - X'_c$$

rezultă

$$X'_c = X'_3 - X'_3 \text{ opt} = \frac{1}{\omega C'}$$

de unde

$$C = C' \left( \frac{N_2 \xi_2}{N_1 \xi_1} \right)^2 \quad (5.4)$$

Dacă se reprezintă grafic variația forței la polul în funcție de reactanța înfășurării de excitație, fig. 5.5, se

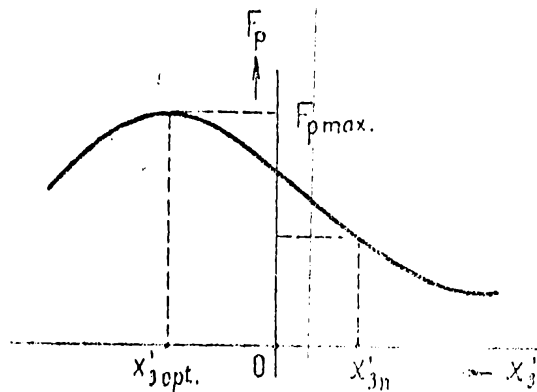


Fig. 5.5

observă că se pot obține creșteri considerabile ale acestora dacă  $X_j \ll X_{jopt}$ . Aceasta se poate realiza practic intercalând în circuitul bobinajului în scurtcircuit al polului excitanț, un condensator

determinat cu relația (5.4). Caracteristica mecanică a motorului este o dreaptă, așa cum s-a arătat mai sus, fig. 3.4,

rezultă că pe tot domeniul de funcționare ca motor, legea dezvoltată crește. În cazul că nu se neglijează  $R_1$  și  $X_1$  operația

$$\frac{\partial F_p}{\partial X_j} = 0$$

se aplică asupra relației complete (3.42).

### 5.3. Considerații asupra alegerii grosimii indușului

Pentru îmbunătățirea parametrilor motorului prin modificarea cîmpului polului excitanț, s-a propus în paragraful precedent o metodă de calcul a reactanței înfășurării de excitație. Avînd în vedere soluția de dimensionare corectă a reactanței  $X_j$  la un induș și un întrefier dat, se va utiliza în continuare posibilitatea alegerii dimensiunilor optime pentru grosimea indușului și a întrefierului astfel încît motorul să dezvolte o forță maximă iar pierderile de energie în înfășurarea statorică să fie minime. S-a condiționat reducerea pierderilor  $I_1^2 \cdot R_1$ , deoarece întrefierul fiind mare, curentul de magnetizare este relativ mare și în consecință și aceste pierderi. Se va studia deci dependența forței de grosimea indușului și a întrefierului și dependența raportului



$F_p/I_1^2 R_1$  în funcție de aceleași mărimi.

Pentru a asigura deplasarea liberă a indusului în întrefier se consideră un spațiu, joc, de grosime  $a = \text{constant}$ , la care însumată grosimea  $g$  a plăcii indusului determină întrefierul total,  $\delta = g+a$ . Introducând variabila relativă  $\frac{a}{\delta} = x$ , mărimile  $X_m$ ,  $G$  și  $R_2'$  se pot exprima astfel:

$$X_m = X_{m0} \frac{a}{\delta} = X_{m0} x$$

unde prin  $X_{m0}$  s-a notat reactanța corespunzătoare la  $g=0$ , adică în absența indusului,

$$G = \frac{2 \sigma^2 \mu_0 r}{\pi g} \frac{\delta - a}{\delta} = \frac{2 \sigma^2 \mu_0 r}{\pi g} (1-x) = G_0 (1-x)$$

și din definiția factorului de calitate (3.6),

$$G = \frac{X_m}{2R_2'}$$

rezultă

$$R_2' = \frac{X_{m0}}{2G_0} \frac{x}{1-x}$$

Cu aceste relații și avînd în vedere alura liniară a caracteristicii mecanice, se va determina variația forței la pornirea (3.42), în funcție de  $x$ ,

$$F_p = \frac{U_1^2 \sin^2 \alpha G_0}{2 \sigma r X_{m0}^2} \frac{1-x}{x^2} \frac{R_2' - G X_2'}{\left| \frac{Z_1 Z_2'}{4Z_{ed}^2} + \frac{Z_1 + Z_2'}{2 Z_{ed}} + \sin^2 \alpha \right|^2}$$

în care

$$\frac{1}{2Z_{ed}} = \frac{1}{X_{m0} x} (G-j)$$

Curbele  $F_p=f(x)$  avînd pe  $X_2'$  ca parametru sînt reprezentate în fig.5.6. Se observă că maximele apar în domeniul  $x \in (0,5 \div 0,6)$  și admițînd  $a = 2 \text{ mm}$ , rezultă

$$\delta \in (4 \div 3,34)$$

respectiv

$$g \in (2 \div 1,34)$$

Notînd cu  $k = \frac{F_p}{I_1^2 R_1}$  și introducînd notațiile de mai sus

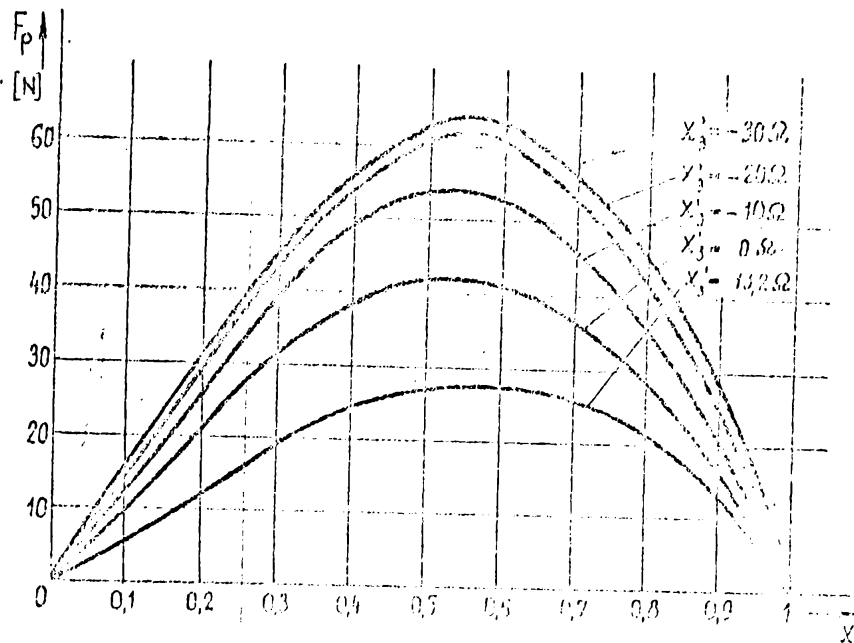


Fig. 5.6

se poate scrie:

$$k = \frac{1}{4\pi f R_3} \cdot \frac{X_3^2 \sin 2\alpha (R_3' - GX_3')}{(1+G^2)^2 \cdot R_1 |d|^2}$$

respectiv

$$k = \frac{\sin 2\alpha}{2\pi f R_1} \cdot \frac{GX_3^2}{1+G^2} \cdot \frac{R_3' - GX_3'}{(R_3'G + R_3' + X_N)^2 + (R_3' - GX_3')^2}$$

Curbolo rezultate avînd pe  $X_3$  ca parametru sînt reprezentate în fig.5.7, și se constată că maximele se obțin într-un domeniu diferit de cel al forței, determinat anterior.

Din analiza rezultatelor obținute se poate trage concluzia că pentru a realiza un regim optim de funcționare, din punct de vedere al forței dezvoltate de motor și al pierderilor în înfășurarea inductorului, este necesară alegerea unei soluții de compromis cu ajutorul curbelor trasate în figurile 5.6 și 5.7. Aceste curbe au fost trasate pentru motorul realizat cu creștături semînfchise, fig.6.1.B. Experimentările efectuate în cadrul lucrării au fost executate pentru  $\alpha = 0,5$ , adică  $g = 2$  mm și  $\delta = 4$  mm. Din curbolo trasate în fig.5.6 se constată că la această valoare a lui  $\alpha$ , forța dezvoltată

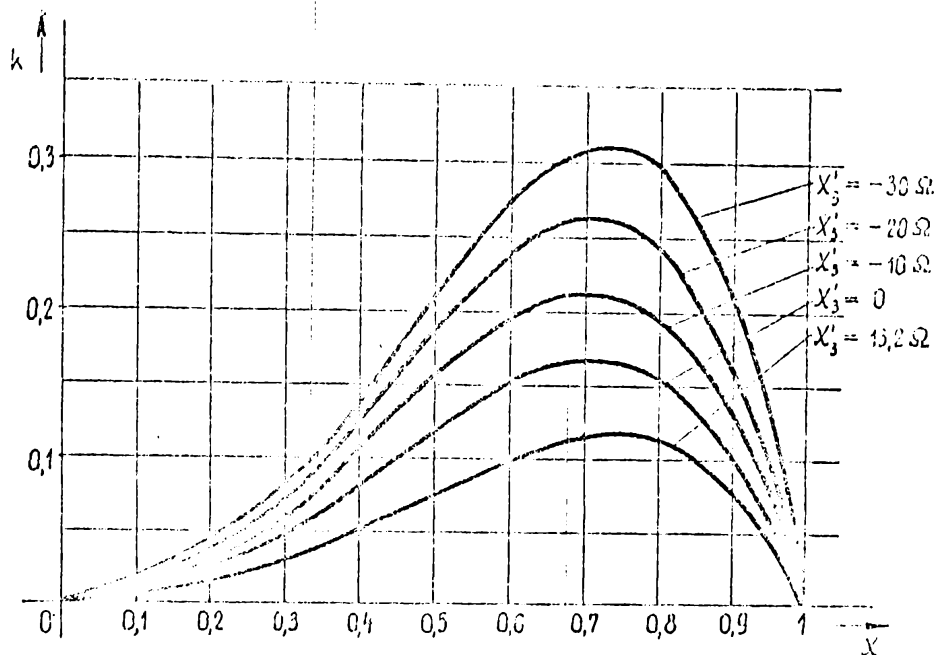


Fig.5.7

de motor, a fost practic maximă, în schimb pierderile din făgurarea inductorului au fost relativ mari. Tot din Fig.5.7 se observă că pentru  $x = 0,55$  (la  $X'_3 = -30\Omega$ ), adică pentru  $g = 1$  mm și  $\delta = 3$  mm, forța dezvoltată de motor este practic aceeași, însă factorul  $k$ , fig.5.7, crește cu cca 43%, respectiv pierderile ( $I_1^2 R_1$ ) scad corespunzător.

#### 5.4. Indicații asupra modului de calcul al motorului monofazat cu poli ecranati.

Calculul electromagnetic al motorului liniar monofazat cu poli ecranati se poate efectua utilizând unele considerații generale de la proiectarea motorului cu poli ecranati rotativi și aspectele specifice studiate în prezenta lucrare.

Parametrii funcționali specifici ai motorului liniar viteză, forța la pornire și alura curbei ce reprezintă dependența forței de propulsie în funcție de viteză. În lucrarea de față s-a arătat în paragraful 3.3 că forma caracteristicii acestor mașini, în regiunea de motor este practic liniară (fig.3.4). Sincronă liniară a motorului este  $V_D = 2\pi f$ . Pentru domeniul forțelor mici, cărora este potrivit motorul monofazat cu poli ecranati, se recomandă practic, pentru un calcul preliminar al greea unui număr de perechi de poli cuprins între  $2 \div 4$ . Înălțimea astfel lungimea miezului magnetic al inductorului. Înălțimea

aceluiași miez magnetic se poate obține din 3.43 prin exprimarea în funcție de această mărime, sau apreciind-o pentru primă aproximație la  $(1,5 \div 3)\tau$ .

Solicitările specifice, inducției și densității de curent se admit mai mici în comparație cu motoarele rotative, aceasta fiind limitată de condițiile de răcire, în general mai slabe motoarele liniare, mai ales în cazul în care inductorul este fix și indusul mobil. Inducția în întrefier se alege între  $(0,3 \div 0,5)T$  și se calculează solenația necesară pentru pol principal. Deschiderea polului ecranat rezultă din condiția  $35^\circ < \alpha < 45^\circ$  (paragraful 5.1.). Forma creștăturilor se poate alege din fig.1.8, aceasta depinzând și de condițiile de gabarit impuse motorului. În cazul că se impun două sensuri de rotație se execută doi poli ecranati simetrici pe polul principal bobinarea lor efectuându-se cu două înfășurări disjuncte care se conectează în scurtcircuit funcție de sensul de deplasare dorit. Este de dorit ca ancoșele bobinajului de ecranare să fie astfel dimensionate ca reactanța de dispersie a acestor înfășurări să fie minimă.

Valoarea minimă a întrefierului mecanic, care se recomandă să fie cât mai mic, este limitată de posibilitatea deplasării relative după direcția forței de propulsie între indus și inductor, fără să apară o frecare între acestea.

Materialul și grosimea indusului, în cazul indusului din material conductor masiv, se alege astfel ca rezistența electrică să fie apropiată de valoarea optimă și totodată să satisfacă și solicitările mecanice determinate de forța dezvoltată de motor. Lățimea indusului, pentru a limita influența efectului de margine se alege mai mare decât cea a inductorului.

Calculul parametrilor mașinii se efectuează după metodele cunoscute, paragraful 3.1, iar coeficienții de corecție ai acestora datorită efectului transversal respectiv longitudinal se determină conform celor prezentate în capitolul 4.

Dimensionarea optimală a înfășurării de ecranare se calculează după cele prezentate în paragraful 5.1, iar grosimea indusului se verifică și se corectează după 5.3.

Valoarea forței la pornire și caracteristica mecanică se determină cu relațiile 3.42 sau 3.43, respectiv 3.41. În cazul că forța la pornire nu satisface valoarea impusă, calculul se reia prin redimensionări succesive pînă la obținerea rezultatelor corespunzătoare.

## CAPITOLUL 6.

### INDUCĂRIE ÎNTELENTUALE

#### 6.1. Motoare liniare monofazate cu poli ceramic realizate

Pentru verificarea experimentală a considerațiilor rezultatelor obținute în partea teoretică a prezentei lucrări, au fost realizate mai multe motoare monofazate cu poli ceramici în atelierul de prototipuri al întreprinderii Electrotor. În cadrul lucrării vor fi prezentate două tipuri reprezentative, asupra cărora s-au efectuat măsurările ce vor fi prezentate în continuare.

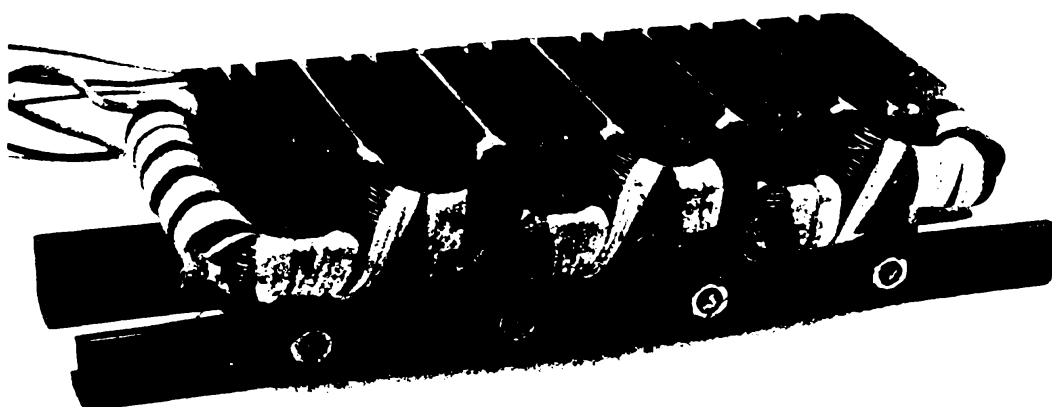
Primul motor realizat, fig.6.1.A, este de tip bilateral, fig.1.5.b, inductorul fiind prevăzut cu crestături deschise și punți magnetice, fig.1.8.a. Fiocare inductor are  $2p = 6$  poli, pasul polar  $\tau = 50$  mm, și lățimea  $2l = 50$  mm. Înfășurarea principală are  $N_1 = 100$  spire din conductor de cupru cu diametrul de  $0,3 \cdot 10^{-3}$  m, iar înfășurarea de compensare este formată dintr-o spirală în scurtcircuit, executată din bobină de cupru de  $2 \times 10$  mm<sup>2</sup>.

Indusul este format dintr-o placă de cupru cu grosimea  $g = 2$  mm.

Al doilea motor experimentat, fig.6.1.B, este de tip moni bilateral, crestăturile inductorului fiind însă semideschise, fig.1.8.d. Celelalte dimensiuni, inclusiv înfășurarea principală, sînt egale cu cele de la primul motor. Pentru a face posibilă schimbarea sensului forței dezvoltate, cel de al doilea motor este prevăzut cu cîte două înfășurări de compensare plasate simetric pe fiocare pol principal, executate din conductor de cupru cu diametrul de  $0,3$  mm și  $N_2 = 250$  spire. Bobinajul de compensare astfel executat a făcut posibilă studierea experimentală a influenței rezistenței respectiv reacțanței acestuia asupra parametrilor motorului.



-A-



- B -

Fig. 6.1

### 6.2. Verificarea repartiției câmpului magnetic inductor

Repartiția câmpului magnetic în întregul motorului a fost studiată cu ajutorul unei bobine de probă de dimensiuni foarte mici, la bornele căreia s-a măsurat tensiunea indusă cu ajutorul unui voltmetru electronic. Bobina de probă are 50 de spire din conductor de cupru cu diametrul de 0,08 mm și forma patrată cu latura de 2,5 mm.

Câmpul magnetic al motorului A, fig.6.1, cu un întreg  $\delta = 4$  mm și fără indus, a fost măsurat punct cu punct,

în două cazuri și anume:

- a.- câmp magnetic produs de înfășurarea principală și bobinajul de ecranare - fig.6.2 - curba a.
- b.- câmp magnetic rezultat produs de ambele înfășurări fig.6.2 - curba b.

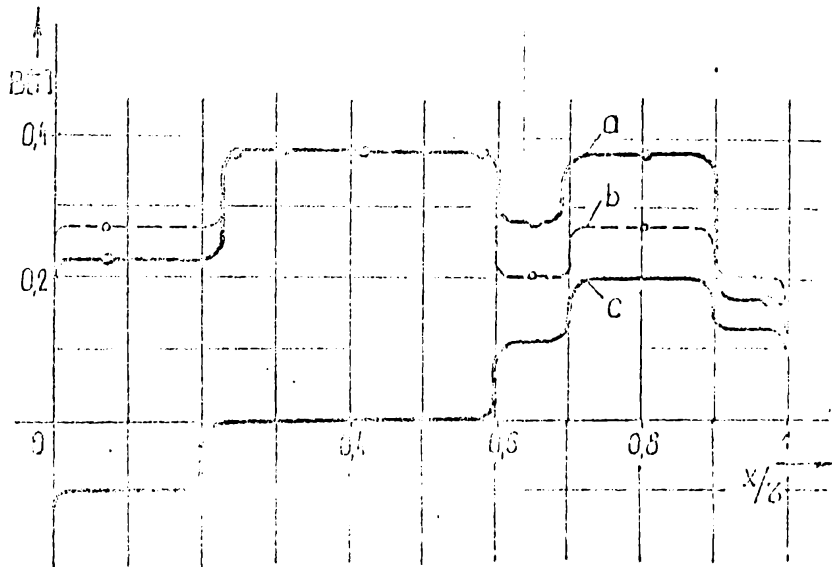


Fig. 6.2

Folosind un osciloscop cu două spoturi și două bobine de probă simultane, plasate pe polul principal respectiv pe cel al ecranat, s-a compensat ușuratul de defazaj între cele două fluxuri, obținându-se pentru motorul menționat  $\beta = 30^\circ$ .

Pentru a obține o imagine completă a repartiției câmpului magnetic, s-a deplasat bobina de probă cu viteză constantă în interiorul motorului și s-a înregistrat tensiunea inducției într-un oscilograf mecanic. Viteza de deplasare a fost puțin de mică, cca. 1 mm/min pentru a nu înregistra și tensiuni datorite mișcărilor șenlei. Oscilogrammele obținute sunt prezentate în fig.6.3, atât pentru cazul când lipsese spoturile de ecranare cât și pentru câmpul total.

Pe baza curbelor de distribuție a inducției magnetice în interiorul fig.6.2, s-a determinat amplitudinile micilor, fundamentale și de ordinul trei, prin dezvoltarea în serie folosind metoda de integrare grafică.

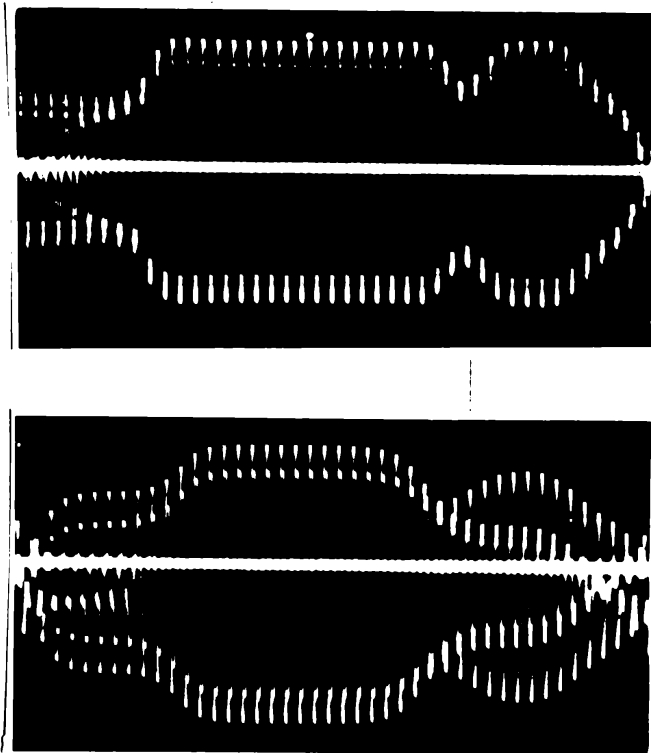


Fig. 6.3

Calculată apoi amplitudinile cîmpurilor magnetice  
bile s-a obținut:

$$B_{a1} = 0,3 \text{ T}$$

$$B_{i1} = 0,25 \text{ T}$$

$$B_{a3} = B_{i3} = 0,04 \text{ T}$$

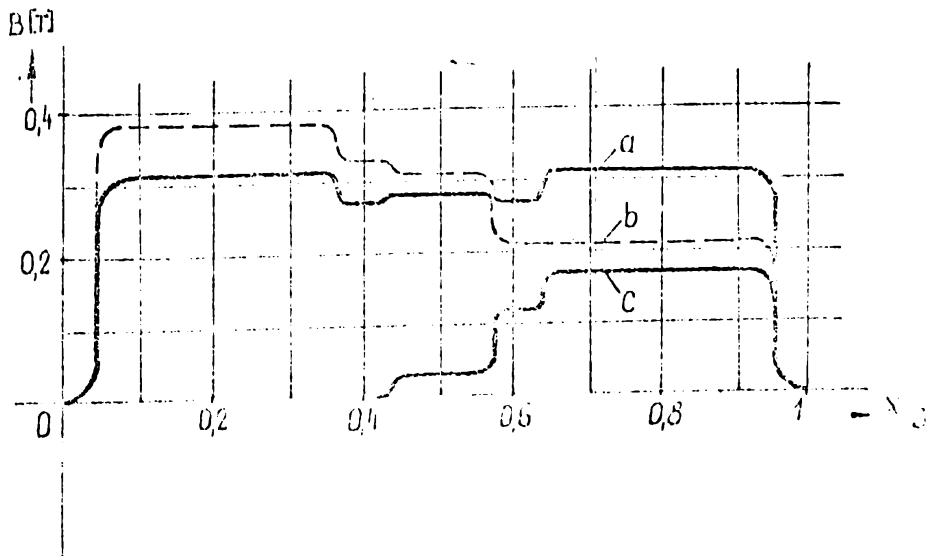


Fig. 6.4



Pentru al doilea motor prezentat, fig.6.1.B, s-a efectuat în aceleași condiții măsurarea distribuției câmpului inducției magnetice în întrefier, rezultatele obținute fiind redate în fig.6.4.

### 6.3. Instalație experimentată pentru determinarea caracteristicii mecanice.

Pentru studiul experimental al caracteristicii mecanice al motoarelor liniare monofazate realizate, a fost executată o instalație de laborator care este prezentată schematic în figura 6.5.

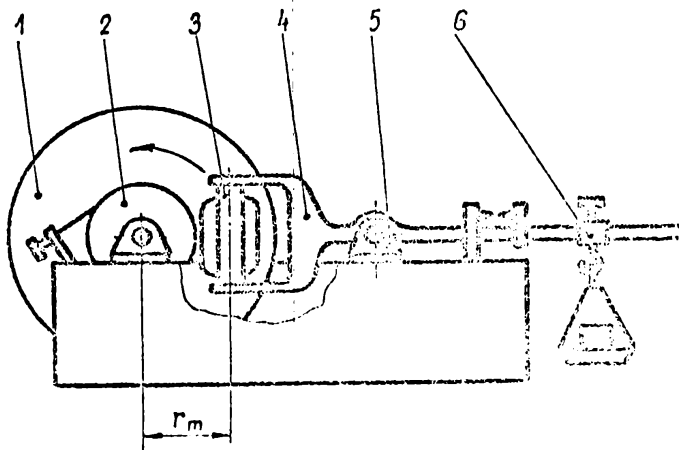


Fig. 6.5

Motorul electric liniar 3, este montat pe un suport 4, oscilant în lagărul 5, fixat pe batiul instalației. Discul 1 confecționat din cupru sau aluminiu de diverse grosimi este plasat în întrefierul motorului liniar bilateral și constituie indusul acestuia. Discul se poate roti liber, fiind montat pe un arbore susținut de două lagăre fixate pe batiu și poate fi frânat cu ajutorul frânei reglabile cu bandă 2.

Vederea de ansamblu a instalației experimentale este redată în fig.6.6.

La punerea sub tensiune a inductorului motorului electric liniar, între acesta și indus, apar forțe de interacțiune conform principiului de funcționare prezentat la paragraful 1.2. Forța dezvoltată de motor se determină din condiția de echilibru a pârghiei, în funcție de cele două brațe ale sale și greutatea necesară echilibrării. Modificarea forței motorului se face prin schimbarea forței de frecare introdu-

Motorul electric liniar 3, este montat pe un suport 4, oscilant în lagărul 5, fixat pe batiul instalației.

Televul cu suportul său 6 penrite prin adăugarea de greutate sau modifi-

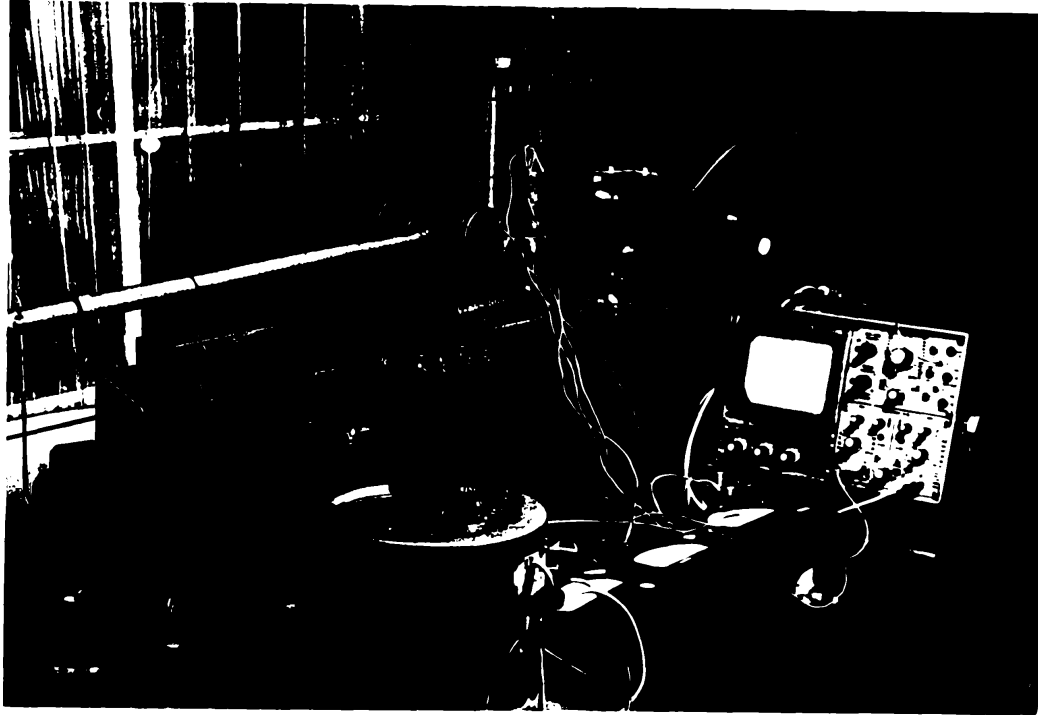


Fig.6.6

să de frina cu bandă și reechilibrarea sistemului. Viteza medie a indusului se obține cronometrând timpul pentru un anumit număr de ture  $N$  și notând cu  $r_m$  raza medie la care este plasat inductorul pe disc,

$$v = \omega r_m = 2\pi \frac{N}{t} \cdot r_m$$

Față de instalațiile prezentate în literatura de specialitate, pentru același scop, [35], soluția constructivă descrisă în fig.6.5 prezintă avantajul că permite măsurarea exactă a vitezei, fără a introduce erori de metodă, nu necesită tarări sau alte măsuri pentru determinarea forței reale dezvoltate de motor. Măsurarea exactă a forței se justifică prin aceea că determinarea se face în momentul echilibrului stabil al pârghiei 4, moment în care frecarea este practic nulă, dacă legătura de sprijin 5 este corect executată.

## 6.4. Verificarea caracteristicii mecanice

### 6.4.1. Calculul parametrilor

Pentru a compara caracteristica mecanică rezultată pe baza teoriei motorului liniar, prezentată mai sus, cu caracteristica obținută experimental pe prototipurile executate, vor calcula parametrii electrici ai motoarelor.

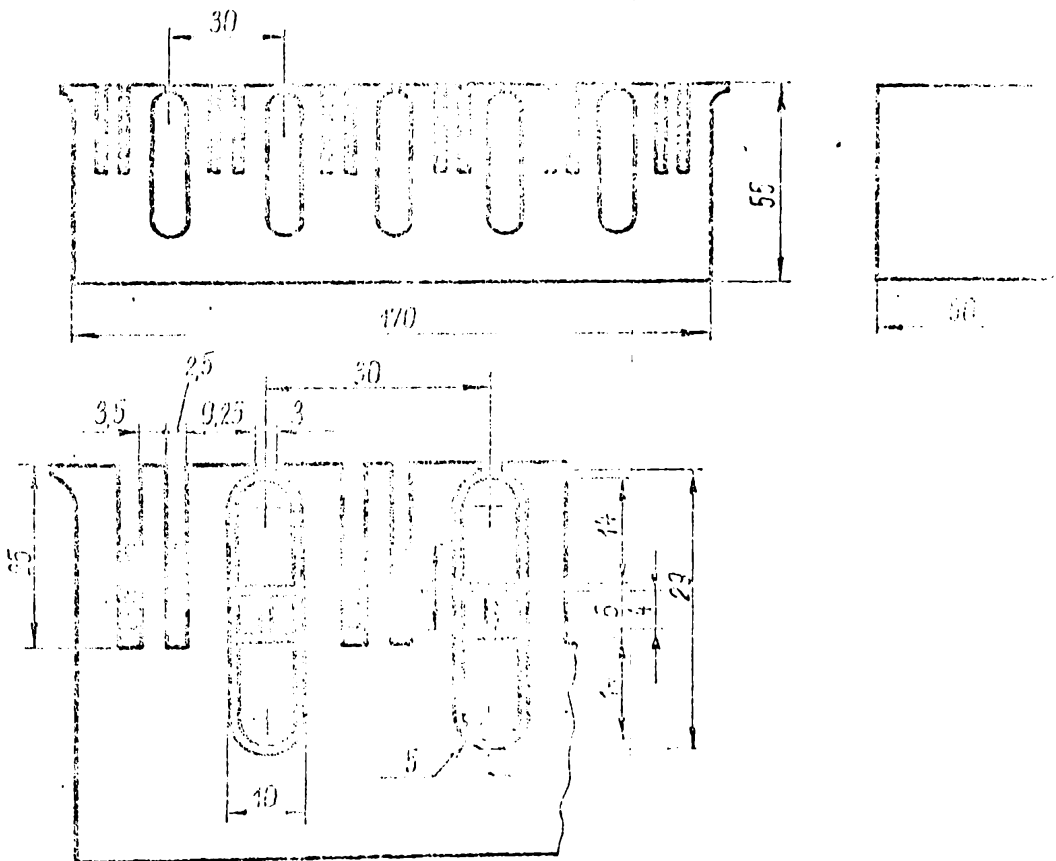


Fig. 6.7

În fig.6.7 este prezentat un inductor al motorului cu magneți semiînchisori fig.6.1.B. Conform celor prezentate în paragraful 3.1, parametrii motorului sînt:

- Rezistența înfășurării principale totale la temperatura de 20°C este

$$R_{1.20^{\circ}\text{C}} = 2.2p \cdot \rho_{20^{\circ}\text{C}} \cdot \frac{l_{\text{m}}}{S_{\text{cut}}} N_1^2 = 2.2 \cdot 3 \cdot \frac{1}{54} \cdot \frac{4 \cdot 0.2}{\pi \cdot 0.8^2} \cdot 100 = 8.7 \Omega$$

Valoarea măsurată este  $9 \Omega$ . Pentru temperatura medie a bobinului la care s-au efectuat măsurările, de  $60^{\circ}\text{C}$ , valoarea rezistenței devine:

$$R_{1.60^{\circ}\text{C}} = R_{1.20^{\circ}\text{C}} (1 + \alpha \Delta T) = 8.7(1 + 0.004 \cdot 40) = 10.0 \Omega$$

- Reactanța de dispersie a creștăturii este:

$$X_c = 2.2 \pi f \cdot 2p \cdot N_1^2 \cdot 2l \cdot \mu_0 (\lambda_{pi} + \lambda_{ps} + 2\lambda_m)$$

unde permeabilitățile de calcul, considerând dimensiunile din 6.7, sînt:

$$\lambda_{pi} = \frac{4\mu_1}{3b} + \frac{h^2 + h_2}{b} + \frac{h_3}{b_4} = \frac{4 \cdot 14}{3 \cdot 10} + \frac{6}{10} + \frac{1}{3} = 2.8$$

$$\lambda_{ps} = \frac{\mu_1}{3b} + \frac{h_3}{b_4} = \frac{14}{3 \cdot 10} + \frac{1}{3} = 0.795$$

$$\lambda_m = \frac{\mu_1}{2b} + \frac{h_3}{b_4} = \frac{14}{2 \cdot 10} + \frac{1}{3} = 1.03$$

Și ținînd seama că cîneli laterali de bobină sînt plasate în tăături, rezultatul valorii reactanței de dispersie a creștăturilor

$$X_c = 2.2 \pi f \cdot 5 \cdot 100^2 \cdot 5 \cdot 10^{-2} \cdot 4 \pi \cdot 10^{-7} \cdot 5.655 = 11.9 \Omega$$

Reactanța de dispersie a capetelor de bobină este

$$X_c' = 2 \pi f N_1^2 \cdot 2.2p \cdot 2L_1' = 2 \pi \cdot 50 \cdot 100^2 \cdot 2.2 \cdot 3 \cdot 2.89 \cdot 10^{-10} = 0.15$$

unde

$$L_1' = \mu_0 l_1' \lambda_1' = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 47 \cdot 10^{-3} \cdot 0.15 = 0.89 \cdot 10^{-6}$$

și

$$\lambda_1' = 0.2 \frac{l_1' - \xi}{A} = 0.2 \frac{47 - 3}{12} = 0.15$$



Fig. 6.8

Pentru distanța de la miezul magnetului până la suprafața medie din capătul de bobină s-a măsurat  $A \approx 12$  mm și  $\xi = 3$  mm, distanța până la suprafața care separă fluxul rămas de fluxul de acupări fig.6.8.

Cu lungimea spirei medii a capătului de bobină de

$$\ell'_f = \frac{\pi \ell}{2} = 47 \text{ mm}$$

rezultă

$$X'_f = 0,68 \Omega$$

Reactanța de dispersie a laturilor de bobină marginale calculată în mod similar, cu  $\ell''_f = 56 \text{ mm}$  și  $\lambda''_f = 0,15$ , este

$$X''_f = 0,135 \Omega$$

și reactanța totală de scăpări a inductorului rezultă

$$X_1 = X_c + X'_f + X''_f = 12,115 \Omega$$

- Rezistența înfășurării de ecranare, la temperatura de  $20^\circ\text{C}$  este

$$R_{3.20^\circ} = 2.2p \cdot \rho_{20^\circ\text{C}} \frac{\ell_{n3}}{S_{\text{Cu3}}} N_3 = 2.2.3 \cdot \frac{1}{54} \cdot \frac{4 \cdot 0,114}{\pi 0,3^2} 250 = 90 \Omega$$

- Valoarea măsurată,  $105 \Omega$

Pentru temperatura de regim, ovaluată la  $60^\circ\text{C}$ , valoarea rezistenței devine

$$R_{3.60^\circ\text{C}} = R_{3.20^\circ\text{C}} (1 + \alpha \Delta\theta) = 105 \Omega$$

Reactanța de dispersie a înfășurării de ecranare este

$$X_3 = 2.2 \pi f \cdot N_3^2 \mu_0 \cdot 2\ell \cdot (6\lambda_{p1} + 5\lambda_{p2})$$

deoarece șase laturi de bobină sînt plasate în creștăturile mici, cinci în cele mari și o latură în exterior. Din fig. 6.7 rezultă

$$\lambda_{p1} = \frac{h'_1}{3b} + \frac{h_2}{b} = \frac{20}{3 \cdot 2,5} + \frac{0}{2,5} = 1,33$$

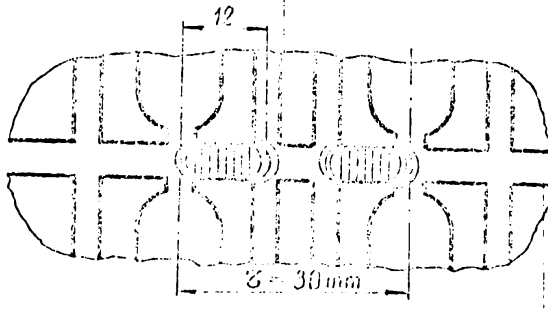
$$\lambda_{p2} = \frac{h'_1}{3b} + \frac{h_2}{b} + \frac{h_3}{b_3} + \frac{h_4}{b_4} = \frac{4}{3 \cdot 10} + \frac{11}{10} + \frac{3}{9} + \frac{1}{3} = 1,89$$

și

$$X_3 = 2.2 \pi 50 \cdot 250^2 \cdot 4 \pi 10^{-7} \cdot 50 \cdot 10^{-3} (6 \cdot 1,33 + 5 \cdot 1,89) = 45 \Omega$$

Raportul de transformare este

$$\left(\frac{N_1 \xi_1}{N_3 \xi_3}\right)^2 = \frac{100^2}{250^2 \cdot \sin^2 \frac{\pi}{2} \cdot \frac{15}{30}} = 0,32$$



unde s-a admis  
= 15 mm datorită  
formei tălpilor  
lui ocranată și  
unei linii de  
câmp magnetic  
acostuia fig.6.9

Valențiu

duse la final

Fig. 6.9

principală sînt:

$$R'_{3,60^\circ\text{C}} = 33,5 \Omega ; \quad X'_{\frac{1}{2}} = 13,8 \Omega$$

- Reactanța de magnetizare,

$$X_{L0} = 2\pi f \cdot 2p \cdot \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{235}{3} \cdot (2N_1 \xi_1)^2 = 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 2 \cdot 3 \cdot \frac{8}{\pi^2} \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$$

$$\frac{2 \cdot 10^{-2} \cdot 3 \cdot 10^{-2}}{4 \cdot 10^{-3}} (2 \cdot 100 \cdot 1)^2 = 32 \Omega$$

unde se consideră  $2l = 56$  mm deoarece se observă din desenul  
grau din Fig.6.10 că inducția nu scade brusc la zero. În  
acest caz se consideră factorul lui Carter,  $K_0 = 1$ , deoarece  
întreierul este relativ mare 4 mm, față de lățimea unei  
creștăturii de 3 mm.

Rezultă astfel

$$X_{L0} = 32 \Omega$$

Rezistența electrică a îndusului, realizat dintr-o placă de  
cupru de 2 mm grosime redată la inductor este,

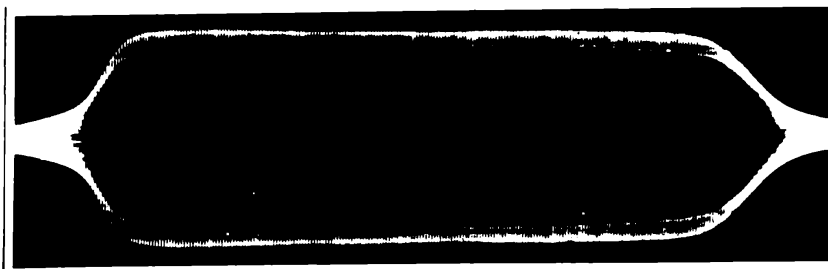


Fig. 6.10

$$R'_{20,20^{\circ}\text{C}} = 2 \cdot p \cdot q_{20^{\circ}\text{C}} \frac{2l}{\frac{\pi}{2} g} - (2N_1 \xi_1)^2 = 2 \cdot 3 \cdot \frac{1}{54} \frac{2 \cdot 5,6 \cdot 10^{-2}}{30 \cdot 2} (2 \cdot 100 \cdot 1)^2 = 16,6 \Omega$$

Considerând temperatura de regim a indusului de  $70^{\circ}\text{C}$ , valoarea rezistenței devine

$$R'_{20,70^{\circ}\text{C}} = R'_{20,20^{\circ}\text{C}} (1 + \alpha \Delta\theta) = 20 \Omega$$

Factorul de calitate  $G_0$ , al motorului considerat este,

$$G_0 = \frac{2 \tau^2 f \mu_0 g}{\pi q_{70^{\circ}\text{C}} \delta} = \frac{2(3 \cdot 10^{-2})^2 \cdot 50 \cdot 4 \pi 10^{-7} \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{\pi \frac{1}{45} 10^{-5} \cdot 4 \cdot 10^{-3}} = 0,3$$

Folosind rezultatele experimentale de la funcționarea în gol a motorului, fără indus și cu înfășurarea de ecranare deschisă, s-a verificat suma  $X_1 + \frac{\pi^2}{8} X_{m0} = X_{10}$ , adică la tensiunea la borne de 220 V, curentul absorbit de 4,1 A și puterea  $P_0 = 150 \text{ W}$  a rezultat,

$$\underline{Z}_0 = \frac{U}{I} (\cos \varphi_0 + j \sin \varphi_0) = (8,9 + j52,8) \Omega$$

adică  $R_1 = 8,9 \Omega$  față de  $9 \Omega$  valoare măsurată direct și  $X_{10} = 52,8 \Omega$  față de

$$X_{10} = X_1 + \frac{\pi^2}{8} X_{m0} = 12,115 + \frac{\pi^2}{8} 32 = 51,6 \Omega$$

rezultată prin calcul.

Pentru al doilea motor experimentat fig.6.1.A, tola utilizată are geometria prezentată în fig.6.11 și s-au folosit punți magnetice pentru închiderea creștăturii precum și pentru uniformizarea distribuției câmpului magnetic în întregul fier. Înfășurarea principală similară cu a primului motor este confecționată din conductor de cupru cu diametrul de 0,3 mm și  $N_1 = 100$  spire. Bobinajul de ecranare la acest motor este constituit dintr-o spirală din bară de cupru de  $2 \times 10 \text{ mm}^2$ , în scurtcircuit. Parametrii motorului au fost calculați în mod similar cu parametrii motorului cu creștătură semînchisă

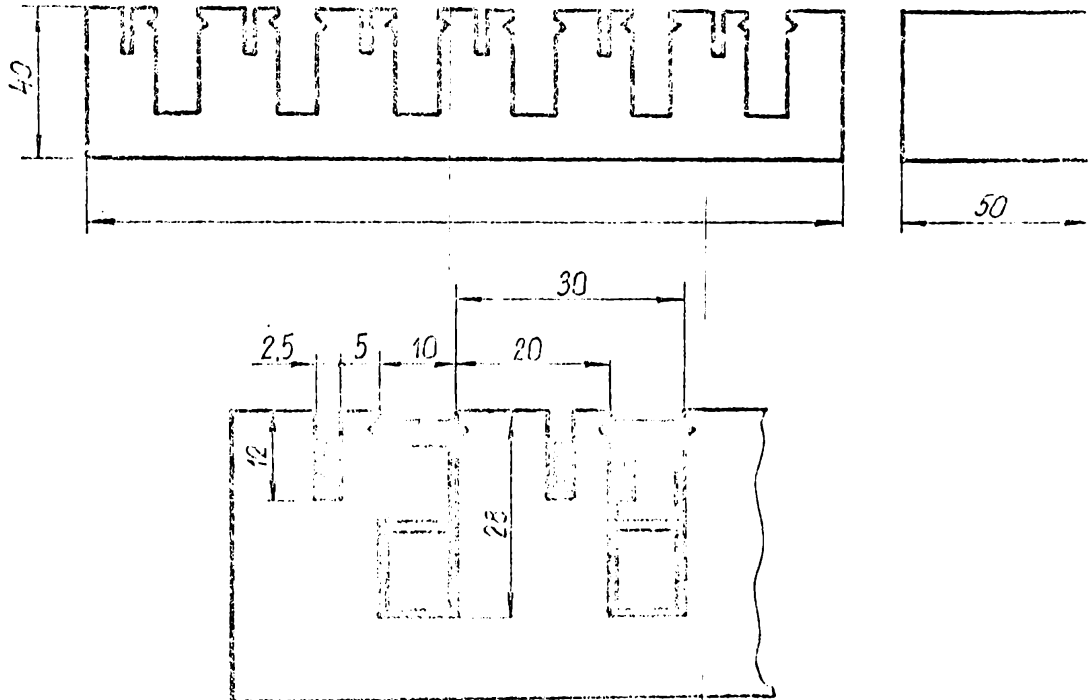


Fig. 6.11

prezentat mai sus și folosind aceleași notații, au rezultat valorile:

- înfășurarea principală

$$R_{1.60^{\circ}\text{C}} = 10,6 \Omega \quad ; \quad X_1 = 14 \Omega$$

- inductor din placă de cupru de 2 mm grosime,

$$R'_{20.70^{\circ}\text{C}} = 20 \Omega \quad ; \quad X'_2 = 0$$

- înfășurarea de ecranare la care raportul de transformare mare este

$$\left( \frac{N_1 \epsilon_1}{N_3 \epsilon_3} \right)^2 = 2,75 \cdot 10^4$$

unde s-a luat  $a_3 = 12 \text{ mm}$  (Fig.6.2), are parametrii:

$$R'_3 = 35 \Omega \quad ; \quad X'_3 = 8 \Omega$$



- reactanța punții magnetice, dedusă din încercarea la funcționarea în gol, fără indus și fără spirele de ecranare este

$$X_s = 9 \Omega$$

- reactanța de magnetizare, pentru un întrefier de 4 mm este

$$X_{mo} = 32 \Omega$$

#### 6.4.2. Calculul caracteristicii mecanice și verificarea experimentală

Pentru a determina prin calcul caracteristica mecanică cât mai exact, se va ține seama și de curenții de întoarcere din placa indusului, adică de efectul transversal.

Considerarea acestui efect se realizează prin folosirea factorilor de corecție (4.39),  $k_1$  pentru reactanța de magnetizare și  $k_2$ , pentru rezistența indusului

$$X_m = k_1 X_{mo} \quad ; \quad R_2' = k_2 R_{20}'$$

Instalația experimentală realizată, avînd discul, care formează indusul motorului, de dimensiuni suficient de mare față de inductor, placa indusului poate fi considerată infinită. Folosind relațiile (4.39) al căror calcul numeric se va prezenta în paragraful următor, au rezultat pentru coeficienții de corecție, valorile

$$k_1 = 1 \quad \text{și} \quad k_2 = 1,2$$

și care sînt practic independenți de valoarea alunecării,  $s$ . Valoarea corectată a rezistenței reduse a indusului rezultă de

$$R_2' = 24 \Omega$$

iar factorul de calitate, de asemenea corectat, obține valoarea,

$$G = \frac{X_m}{2R_2'} = 0,67$$

Pentru a calcula caracteristica mecanică, s-a folosit relația (3.41) determinată la paragraful 3.3.

Din calculul efectuat pentru determinarea completă a caracteristicii mecanice, se prezintă mai jos mărimile și parametrii care intervin, pentru cazul  $s=1$ , adică la pornire.

Impedanțele de secvență (3.31) devin

$$\underline{Z}_{od} = \underline{Z}_{oi} = \frac{X_m}{2} \frac{G \underline{a}^2}{1+G^2} = 7,4 + j 11$$

și mărimile notate cu  $\underline{a}$ ,  $\underline{b}$ ,  $\underline{c}$  și  $\underline{d}$  (3.35), în care unghiul dintre axele bobinelor, principală și de ecranare, notat care este de  $45^\circ$ , sînt

$$\underline{a} = 25,3 + j 34$$

$$\underline{b} = \underline{c} = 10,4 + j 15,6$$

$$\underline{d} = 48,5 + j 35,8$$

Cu acestea, valoarea forței la pornire se obține de

$$F_p = 26,5 \text{ N}$$

Curentul la pornire rezultă de 6 A, practic egal cu cel determinat experimental, de 5,8 A. Puterea absorbită la pornire rezultă din calcul de  $P = 795 \text{ W}$ , față de 810 W măsurată experimental.

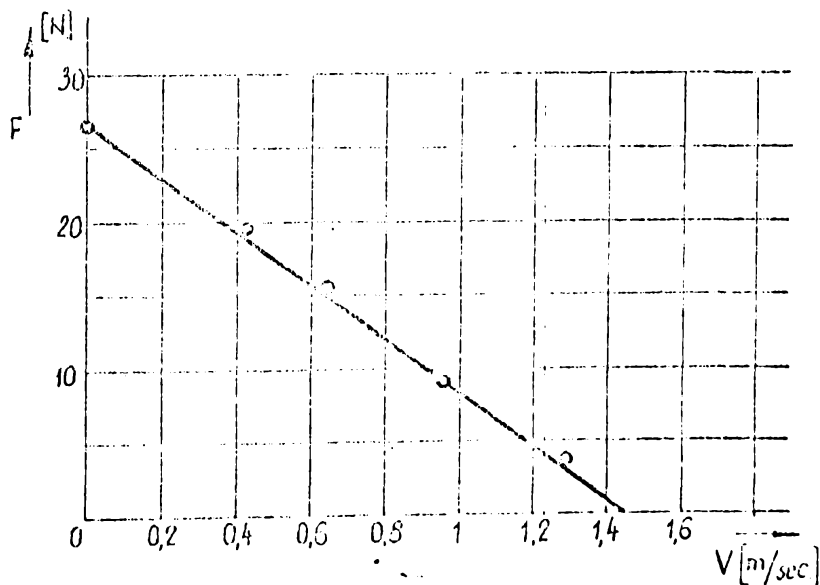


Fig. 6.12

Caracteristica mecanică obținută prin calcul este prezentată în fig.6.12.

Rezultatele verificărilor experimentale sînt notate în tabela 6.1 și prezentate comparativ, distinct pe caracteristica obținută prin calcul.

Se constată o corespondență foarte bună între rezultatele calculului și cele obținute la încercările experimentale.

Tabola 6.1.

Nr. crt	F [N]	V [ $\frac{m}{sec}$ ]	I [A]
1	26,5	0	5,8
2	19,6	0,425	5,8
3	15,7	0,65	5,7
4	8,8	0,95	5,7
5	3,9	1,28	5,7

ale motorului liniar.

Caracteristica mecanică a celui de al doilea motor, a fost calculată în mod asemănător și cu aceleași considerații asupra efectului transformării respective acceiași factori de corecție  $k_1$  și  $k_2$  pentru reactanța de magnetizare și rezistența indusului. A rezultat astfel pentru rezistența indusului la temperatura de  $70^{\circ}C$ ,

$$R_2 = R_{20.20^{\circ}C} (1 + \alpha \Delta\theta) k_2 = 24 \Omega$$

și pentru factorul de calitate,

$$G = 0,67$$

Prezentând aceleași măriri calculate ca și la primul motor, și deoarece unghiul de defasaj între axă bobinei principale și cea a bobinei de ecranare, la acest motor este de  $55^{\circ}$ , a rezultat, pentru  $s=1$ ,

$$\underline{a} = 24,8 + j 45$$

$$\underline{b} = \underline{c} = 8,4 + j 21,5$$

$$\underline{d} = 49,8 + j 39$$

iar forța la pornire,

$$F_p = 32,2 \text{ N}$$

Curentul la pornire este 4,8 A, de asemenea practic egal cu cel măsurat, de 4,75 A. Puterea absorbită calculată este de 660 W și măsurată 680 W.

Caracteristica mecanică rezultată în urma calculului, este prezentată în fig.6.13. Se observă că, spre deosebire de primul motor, în zona vitezelor mici aceasta nu mai este liniară datorită prezenței punților magnetice. În tabola 6.1 sînt prezentate rezultatele încercărilor experimentale, valorile obținute fiind indicate în fig.6.13. Se observă și la acest motor că există o bună corespondență între valorile calculate și cele măsurate experimental.

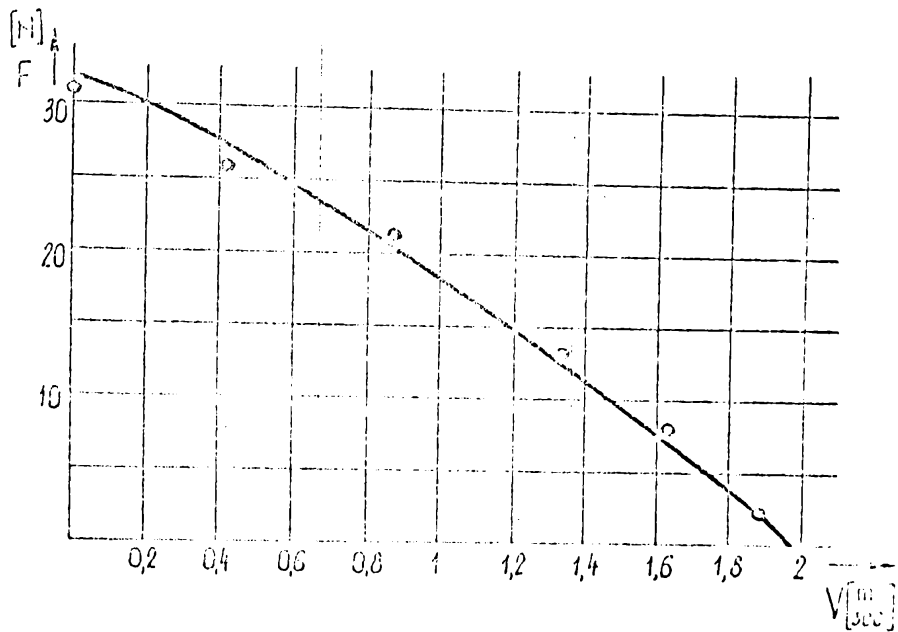


Fig. 6.13

Tabela 6.2.

№. ordine	$F$ [N]	$v$ [ $\frac{m}{sec}$ ]	$I$ [A]
1	2	1,88	4,7
2	8	1,62	4,7
3	15	1,33	4,7
4	21	0,87	4,7
5	26	0,405	4,7
6	31,5	0	4,75

Tot la acest motor efectuat măsurări experimentale și cu inductor de aluminiu, fiind în acest scop succesiv făcând cu grosime de 2 mm și de 4 mm. Rezultatele măsurărilor sunt prezentate în tabelele respective 6.4. În fig. 6.14 vedem caracteristicile motorului pentru cele două inductoare de aluminiu.

- curba a pentru inductor de 2 mm grosime și întrerucător

total de 4 mm,

- curba b, pentru inductor de 5 mm, respectiv întrerucător de 6,5 mm.

Curentul și puterea la pornire sînt notate în tabelul

6.5

Tabola 6.3.

Nr. crt.	F [N]	V [ $\frac{m}{sec}$ ]	I [A]
1	2	1,45	4,25
2	7	1,13	4,25
3	12	0,71	4,25
4	15	0,54	4,25
5	16	0,47	4,25
6	22	0	4,25

Tabola 6.4.

Nr. crt.	F [N]	V [ $\frac{m}{sec}$ ]
1	2	1,88
2	8	1,30
3	12	1,11
4	15	0,83
5	18	0,488
6	23,5	0

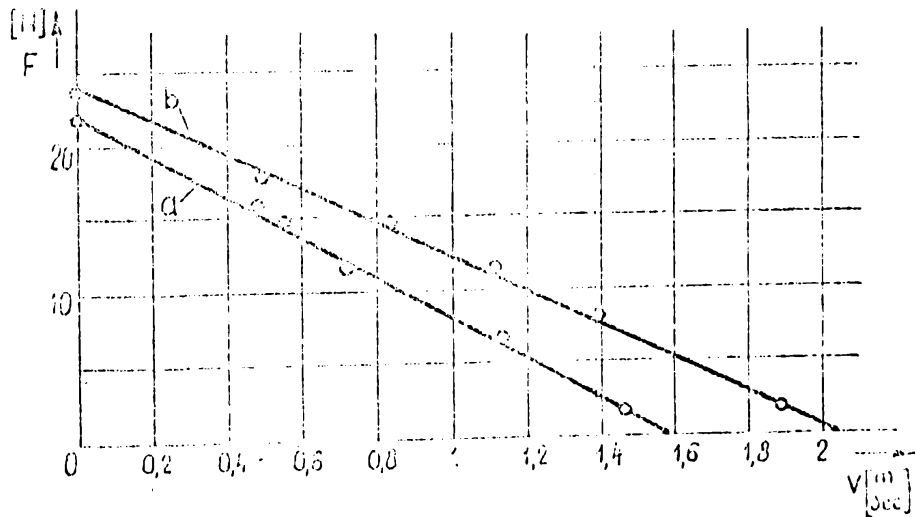


Fig. 6.14

Tabola 6.5.

Cnos [mm] frec.	I <sub>p</sub> [A]	P [W]
2	4,25	560
5	5,55	750

Pentru a cunoaște alura caracteristicii și în alt regimului de motor, aceasta s-a calculat pentru motorul fig.6.1, în domoniul  $s \in (-5, +7)$  și s-a reprezentat în fi.

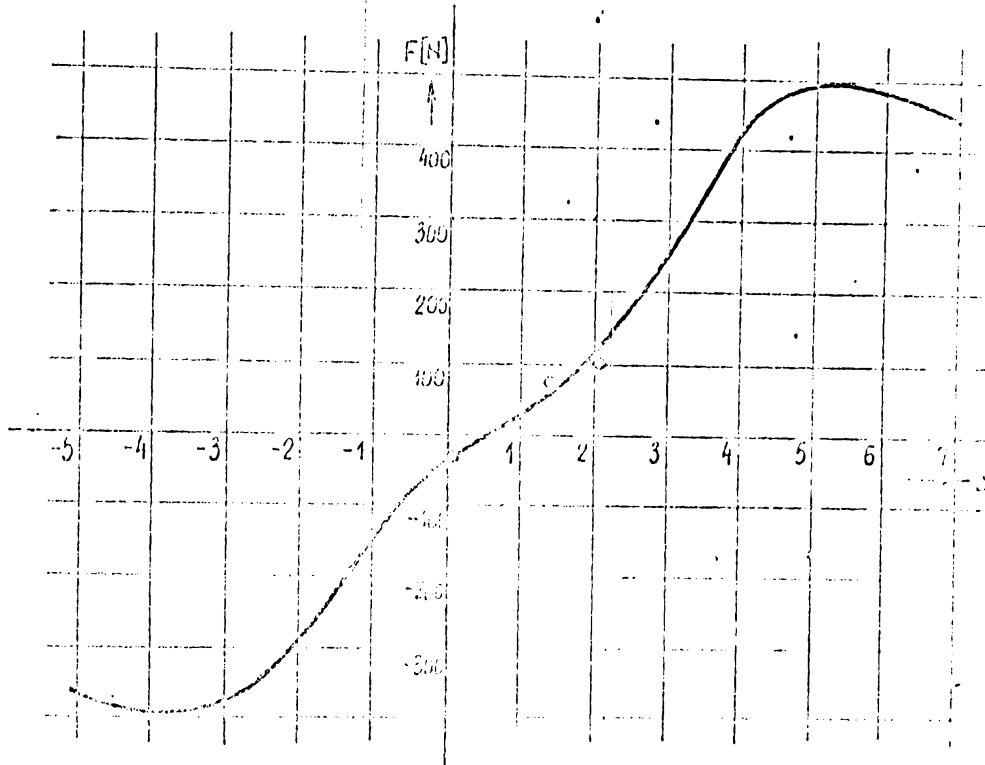


Fig. 6.6

Tablă 6.6.

Nr. ord.	F [N]	s
1	100	2,05
2	70	1,4
3	30	0,153

Pentru verificare, utilitatea instalația experimentală prezentată sus s-au măsurat punctele date distinct pe curbă și red în tablă 6.6. Realizarea condițiilor menționate s-a efectuat utilizând un motor liniar tridimensional montat diametral opus pe direcția de probă precum și șina montată pe dispozitiv. Se poate constata că alunecarea critică nu s-a putut verifica deoarece instalația experimentală realizată nu suportă încărcări mari.

Se poate constata că alunecarea critică nu s-a putut verifica deoarece instalația experimentală realizată nu suportă încărcări mari.

### 6.4.3. Concluzii

Din analiza rezultatelor experimentale se constată o concordanță bună între acestea și rezultatele obținute pe baza teoriei elaborate pentru motorul liniar cu poli ecranate. S-a confirmat și experimental forma liniară a caracteristicii mecanice, cu valoarea maximă a forței dezvoltate, în momentul pornirii. Curentul absorbit de motor a rezultat și din măsurări că practic rămâne constant în tot domeniul de funcționare al motorului.

Pe baza acestor constatări, rezultă că motorul este adecvat a se folosi în acționări intermitente, în care, valoarea forței fiind maximă la pornire, se asigură un domeniul bun.

Din comparația celor două prototipuri realizate, motorul cu punte magnetică a prezentat performanțe mai bune ( $T_p$ ,  $I_p$ ,  $P$ ), în deosebi datorită bobinajului de ecranare care a fost executat dintr-o singură spirală - bară de cupru de  $2 \times 10 \text{ mm}^2$  - în scurtcircuit, rezultând astfel parametrii  $R_3$ ,  $X_3$  relativ mai mici.

Motorul cu creștături semideschise, a fost realizat cu cîte doi poli ecranate pe fiecare pol principal pentru a permite inversarea sensului de deplasare al indusului. Totodată bobinajul a fost realizat sub această formă pentru a face posibil studiul și pe cale experimentală a influenței parametrilor acestei înfășurări asupra caracteristicilor motorului

### 6.5. Verificări experimentale asupra efectului transversal și calculul coeficienților de corecție ai parametrilor

Verificările experimentale privind efectul transversal, prezentat în paragraful 4, au fost efectuate asupra motorului cu poli ecranate cu creștături semideschise, fig.6.1, B.

Pentru a urmări variația în direcție transversală a inducției magnetice din întrefier, s-au efectuat măsurări cu ajutorul unei bobine de probă cu dimensiuni foarte mici prezentată în paragraful 6.2. Curba rezultată este reprezentată în fig.6.16 (curba a). Pentru calculul ulterior al coeficienților de corecție, pe aceeași figură s-au mai trasat: curba b, caz în care cîmpul din exteriorul întrefierului se consideră prin majorarea lățimii inductorului ( $2l = 56 \text{ mm}$ ), și curba (c) caz în care în același scop se folosește o variație în trepte

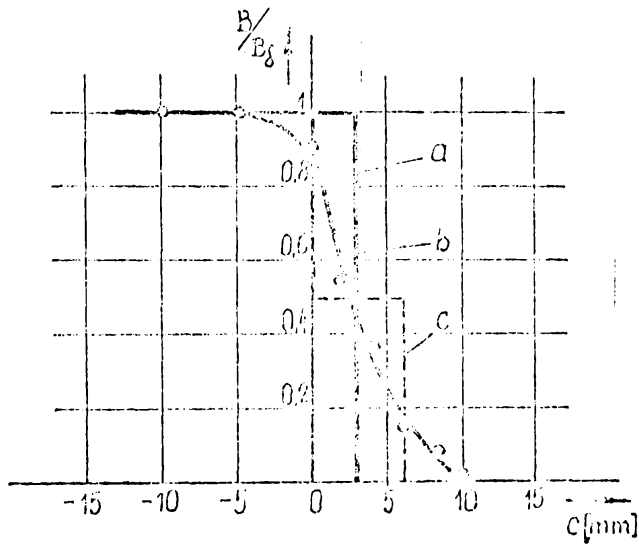


Fig. 6.16

În aceeași figură este trasată și curba b, rezultată pe baza relației (4.21) din paragraful 4.2.

Pentru a verifica experimental considerațiile teoretice asupra dependenței forței în funcție de lățimea inducției, s-au calculat în prealabil factorii de corecție  $k_r$ ,  $k_x$  etc.

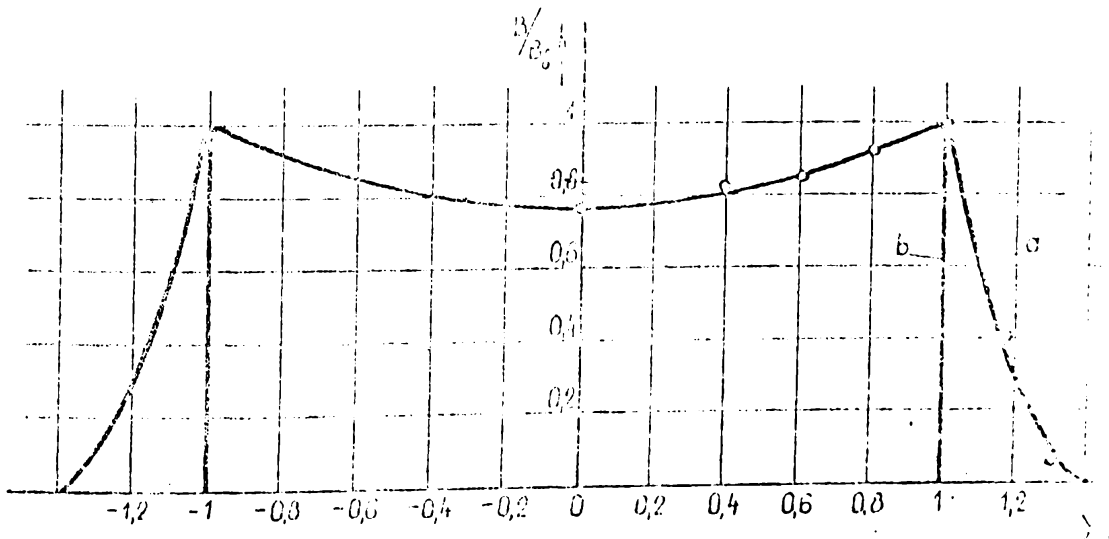


Fig. 6.17

cu  $c = 6$  mm,  $B_0 = 28$  și  $B'_0 = 0$ , (4.3).

Vorificarea experimentală a influenței efectului de margine, asupra distribuției transversale a inducției magnetice, efectuat pe baza  $c=1$  și un inducție din suprafața grosime de 2 mm de aceeași lățime cu cea a inducției. Curba rezultată este repetată în figura 6.16.



tiv  $k_1$  și  $k_2$ . Admițînd variația inducției după curba b din fig.6.15, relațiile pentru factorii de corecție au fost (4.28), (4.29) respectiv (4.39). Calculul acestora în funcție de alunecarea pentru diferite lățimi ale indusului, a-a efectuat la calculatorul IRIS de la centrul de calcul din Timișoara. În tabela 6.7 se arată rezultatele obținute pentru valorile lui c de: -4 mm, 0, +4 mm, .

Tabela 6.7.

c [mm]	s	$k_r$	$k_x$	$k_1$	$k_2$
-4	0	0,441	1,000	1,000	2,269
	0,2	0,446	1,017	0,996	2,272
	0,4	0,450	1,037	0,983	2,280
	0,6	0,451	1,146	0,962	2,293
	0,8	0,503	1,243	0,935	2,312
	1	0,530	1,370	0,903	2,335
	1,2	0,553	1,507	0,867	2,353
	1,4	0,572	1,655	0,828	2,396
	1,6	0,587	1,813	0,788	2,434
	1,8	0,598	1,979	0,748	2,476
	2	0,605	2,152	0,709	2,522
0	0	0,661	1,000	1,000	1,513
	0,2	0,668	1,013	0,998	1,514
	0,4	0,689	1,052	0,993	1,517
	0,6	0,720	1,111	0,985	1,521
	0,8	0,758	1,186	0,975	1,526
	1	0,799	1,272	0,963	1,534
	1,2	0,839	1,365	0,947	1,542
	1,4	0,879	1,463	0,932	1,552
	1,6	0,916	1,564	0,914	1,562
	1,8	0,951	1,667	0,897	1,573
	2	0,983	1,773	0,878	1,585
4	0	0,757	1,000	1,000	1,322
	0,2	0,764	1,010	1,000	1,322
	0,4	0,784	1,040	0,997	1,323
	0,6	0,813	1,085	0,993	1,325
	0,8	0,848	1,140	0,987	1,328
	1	0,885	1,201	0,980	1,331
	1,2	0,921	1,264	0,972	1,335

$c$ [mm]	$s$	$k_r$	$k_{rr}$	$k_1$	$k_2$
4	1,4	0,956	1,327	0,964	1,339
	1,6	0,988	1,389	0,955	1,344
	1,8	1,012	1,450	0,947	1,349
	2	1,045	1,509	0,937	1,354
$\infty$	0	0,830	1,000	1,000	1,205
	0,2	0,836	1,003	0,999	1,205
	0,4	0,853	1,030	0,993	1,206
	0,6	0,877	1,062	0,996	1,207
	0,8	0,906	1,100	0,994	1,208
	1	0,935	1,141	0,990	1,209
	1,2	0,963	1,182	0,986	1,211
	1,4	0,989	1,221	0,982	1,213
	1,6	1,013	1,257	0,979	1,215
	1,8	1,034	1,292	0,973	1,217
	2	1,053	1,325	0,970	1,219

Rezultatele obținute de la calculatoar sînt reprezentate în fig.6.18, 6.19, 6.20 și 6.21, pentru a ilustra dependența acestora de lățimea indusului respectiv de alunecare.

Se observă că la o lățime relativ mare a indusului, coeficienții de corecție  $k_1$  și  $k_2$  sînt practic independenți de alunecare, avînd la motorul analizat valorile  $k_1 = 1$  și  $k_2 = 1,2$ , valori folosite la paragraful 6.4.2., pentru corectarea parametrilor.

Pentru a verifica experimental dependența forței de lățimea indusului s-a calculat pentru motorul studiat, forța de pornire cu expresia (4.42) corecînd parametrii cu coeficienții de corecție calculați. Curba obținută este reprezentată în fig.6.22.a. În aceeași figură este trasată și curba determinată experimental, (curba b) pe baza valorilor din tabela 6.8. Pentru comparație este reprezentată și curba care ar rezulta pentru un motor trifazat, folosind pentru forță, coeficientul de corecție  $1/k_2$ , (curba c). Comparația este valabilă în cazul că la motorul trifazat se neglijează  $R_1$  și  $X_1$ , are același factor de calitate  $G$ , aceleași dimensiuni geometrice și dezvoltă aceeași forță la  $c = \infty$ . La motorul monofazat, chiar

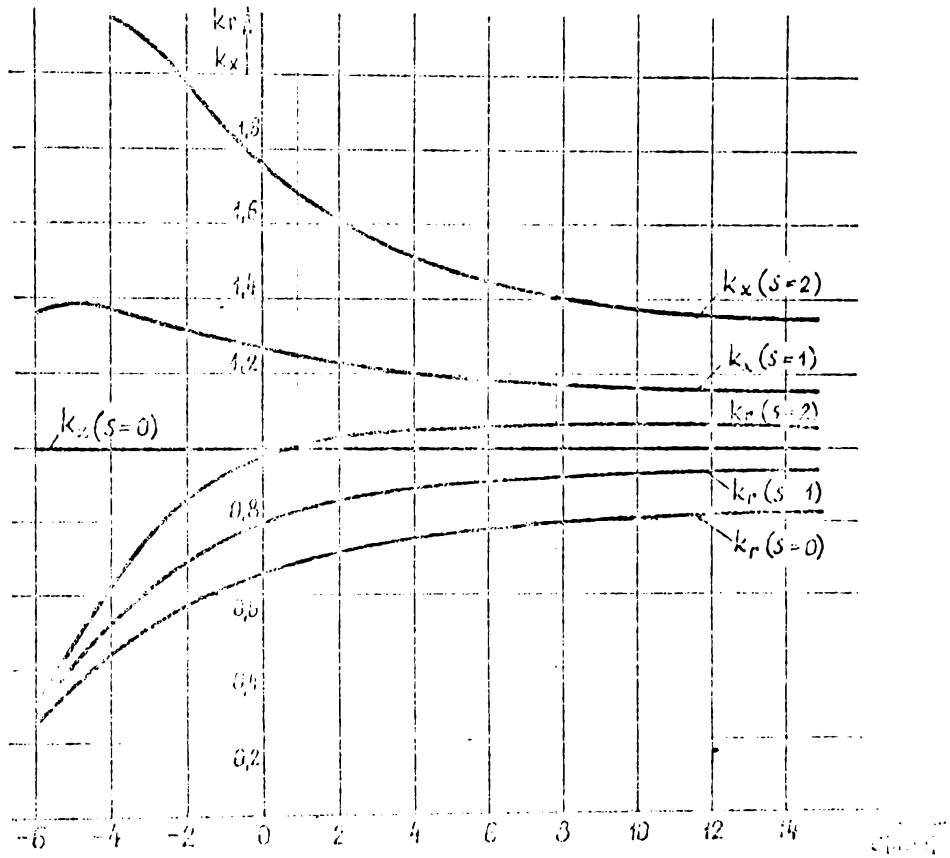


Fig. 6.18

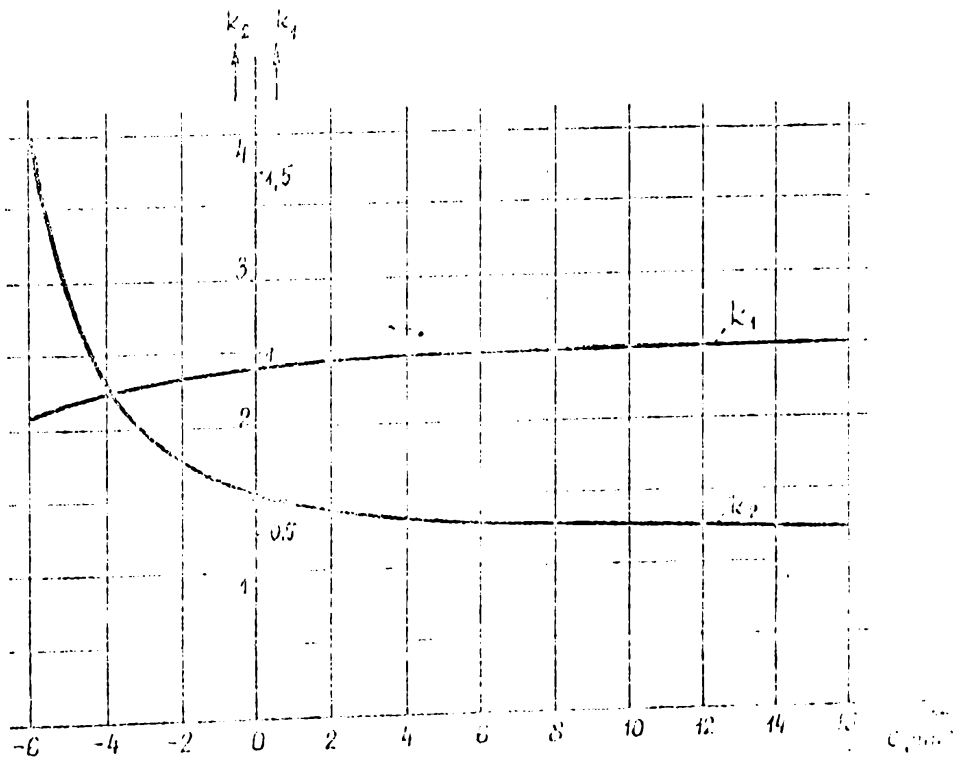


Fig. 6.19

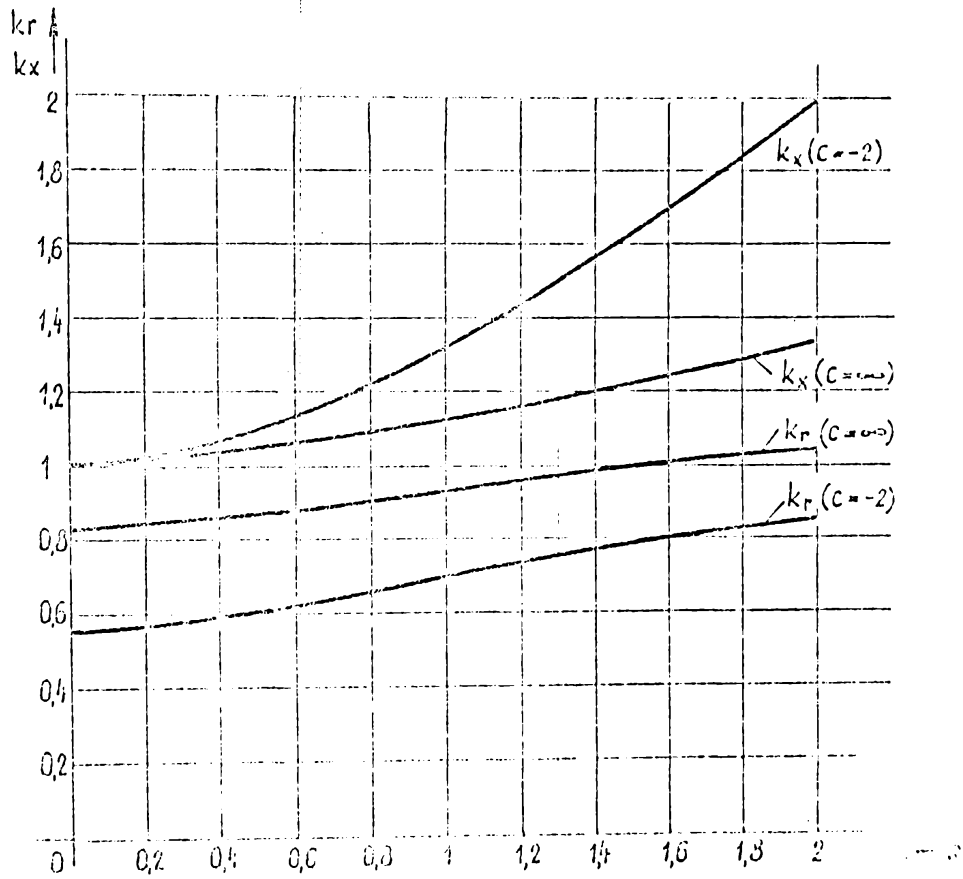


Fig. 6.20

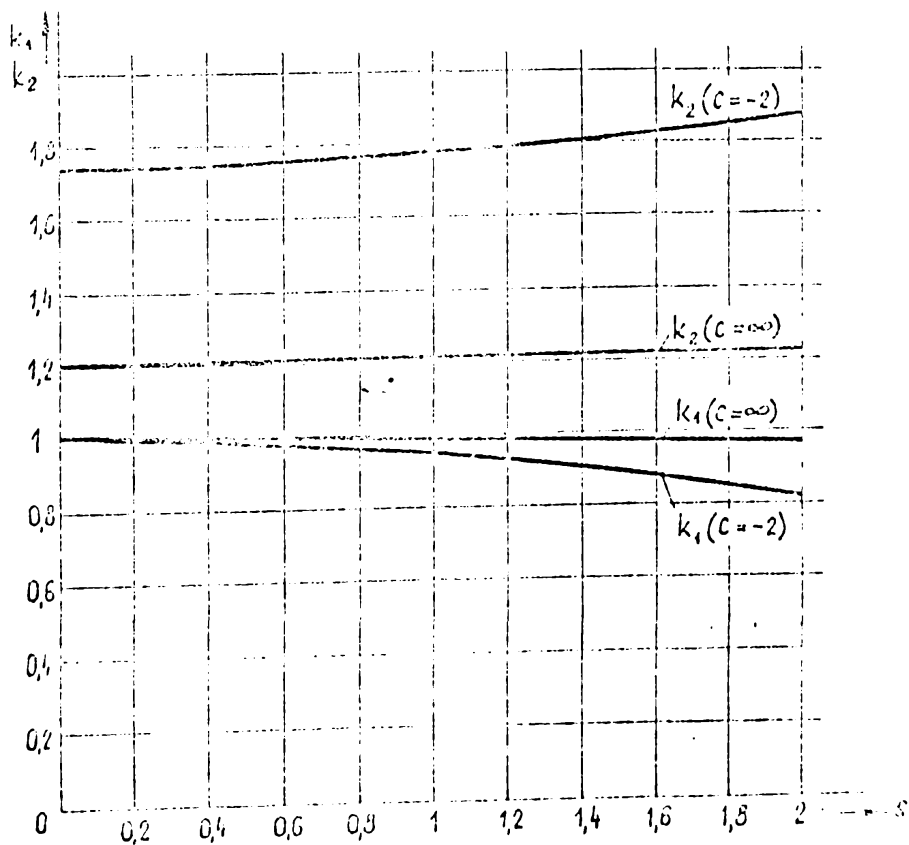


Fig. 6.21

Tabela 6.8

Nr. crt.	c [mm]	F [N]	I [A]	T [s]	Obs.
1.	-2	17,5	5,3	640	Tensiunea la borne $U_1 = 220V$
2.	0	21,5	5,35	660	
3.	5	24	5,45	720	
4.	10	25,5	5,6	750	
5.	15	26,5	5,7	800	

dacă se neglijează  $X_1$  și  $X_2$ , curba  $F(c)$  este determinată de curba  $c$  din fig. 6.16, ceea ce nu se poate obține decât prin efectuarea conexiunii  $L_1/C_1$  la o anumită

forței de la motorul ideal, deoarece chiar și în acest caz, expresia forței (3.43), se corectează pe lângă  $R_1$  de la motor, și  $X_m$  și  $G$ .

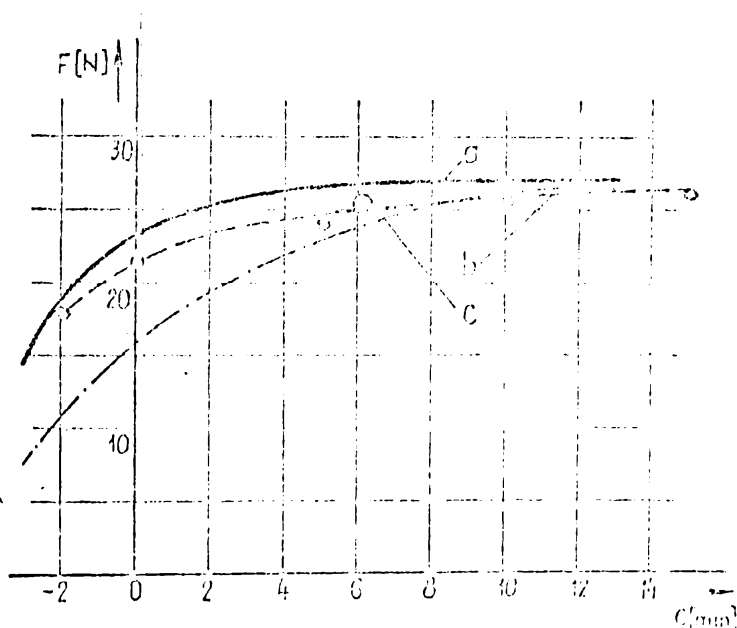


Fig. 6.22

Se constată că între curbele a și b există o bună corespondență. Diferențele care rezultă între cele două curbe, la valori mici ale lui  $c$ , se datorase aproximării câmpului inducției magnetice cu curba b din fig. 6.15. Pentru a obține rezultate mai exacte în cazurile unor lățimi de inductor apropiate de lățimea inductorului, s-a calculat forța de pornire utilizând distribuția inducției magnetice după curba c din fig. 6.16. Efectuând calculul pentru un punct al curbei,  $c = 6$  s-au obținut pentru constantele de integrare definite prin

relațiile (4.15), (4.16), (4.17) valorilor:

$$\underline{M} = (3,8 + j 0,24) \cdot 10^{-2} B_{\delta n}$$

$$\underline{M}' = -(0,1797 - j 0,976) B_{\delta n}$$

$$\underline{M}'' = (0,194 - j 0,969) B_{\delta n}$$

Cu ajutorul acestora s-a calculat mărimea notată  $\underline{D}$  în relațiile (4.30) și (4.31) rezultând  $\underline{D} = -0,156 + j 0,095$ . S-au obținut în continuare:

$$\begin{array}{llll} k_{r1} = 0,881 & k_{r2}^I = 0,61 & k_{r2}^{II} = 0,935 & k_{r1} = 1,1 \\ k_{r2} = 1,187 & k_{r1}^I = 1,095 & k_{r1}^{II} = 1,37 & k_{r2} = 1,6 \end{array}$$

Folosind coeficienții de corecție astfel determinați, s-a calculat valoarea forței de pornire, punctul determinat fiind notat cu  $\odot$  în fig. 6.22. Rezultă din această reprezentare precizia mai ridicată a metodei propuse.

Pentru a sublinia comportarea diferită a motorului menționat în comparație cu cel trifazat, față de efectul de magnetizare transversal, s-a calculat variația forței în funcție de lățimea indusului și în cazul alimentării cu curent constant, relația (4.44). Curba obținută este reprezentată în fig. 6.23.

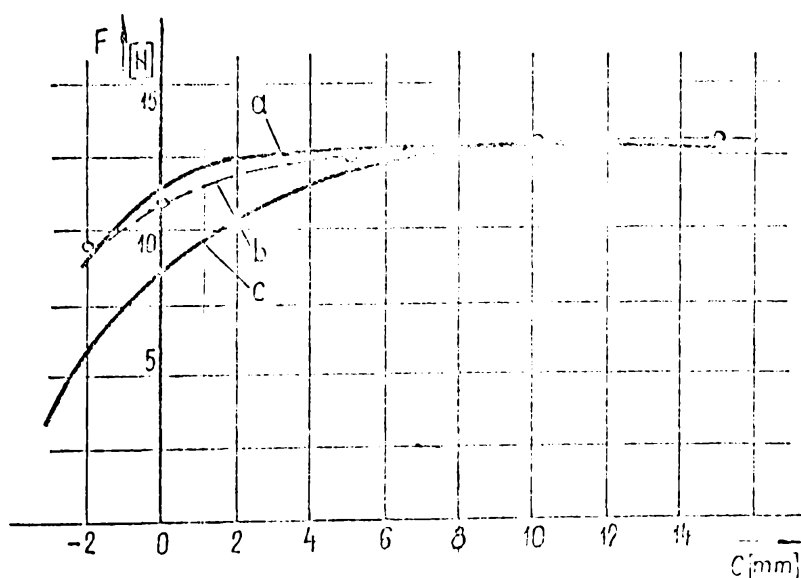


Fig. 6.23

Tabela 6.9.

Nr. crt.	C [mm]	F [N]	U [V]	P [W]	Obs.
1.	-2	9,5	196	310	$I_1 = 4A$
2.	0	11	194	325	
3.	5	12,5	190	345	
4.	10	13	186	350	
5.	15	13	186	350	

împreună cu cea determinată experimental, curba b și tabela 6.9, și cu cea de la motorul triplu sat curbe c și d, adică folosind coeficientul de corecție  $k_p$ . Concluziile sînt similare cu cele de la

funcționarea la tensiune de alimentare constantă.

6.6. Rezultate experimentale privind îmbunătățirea caracteristicilor

6.6.1. Influența rezistenței bobinajului de ecranare

Considerațiile teoretice de la paragraful 5.1, au fost verificate pe motoarele liniare cu poli ecranăți monoferoși. Astfel pentru motorul cu excitații semiautobice, fig. 6.23, variația forței la pornire în funcție de rezistența înfășurării de ecranare relația (5.43), este reprezentată în fig. 6.24.

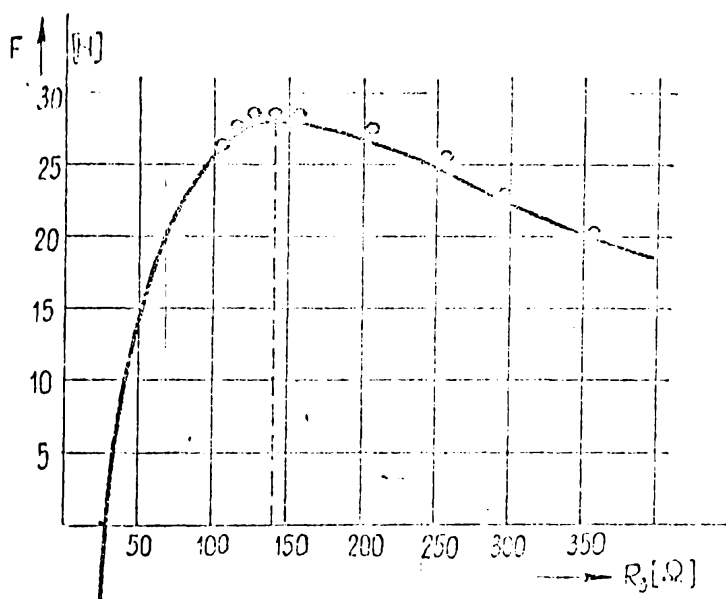


Fig. 6.24

Tabela 6.10.

Nr. crt.	$R_3 [\Omega]$	$P [W]$	$I [A]$	Obs.
1.	105	26,5	5,9	
2.	115	27,5	5,85	
3.	125	28,5	5,7	
4.	140	28,5	5,65	
5.	155	28,5	5,5	
6.	205	27,5	5,4	
7.	255	25,5	5,2	
8.	295	23	5,1	
9.	355	20	5	

Experimental, introducând o rezistență variabilă în serie cu circuitul de ecranare, au fost determinate punctele notate distinct pe curba din fig.6.24, tabela 6.10. Valoarea optimă a rezistenței totale a înfășurării de ecranare a rezultat prin calcul  $R_3 = 43 \Omega$ , respectiv  $R_2 = 130 \Omega$  (relația 5.2), iar prin măsurarea experimentală s-a determinat valoarea rezistenței

de  $144 \Omega$ . Pentru  $R_3 = 43 \Omega$  s-a calculat cu relația (5.43) reprezentat caracteristica pentru același motor, fig.6.25. Cu

Tabela 6.11.

Nr. crt.	$P [W]$	$V \left[ \frac{W}{300} \right]$	$I [A]$
1.	28,5	0	5,5
2.	24,5	0,247	5,5
3.	19,6	0,48	5,5
4.	13,5	0,88	5,5
5.	8,8	1,13	5,5
6.	5,9	1,29	5,5
7.	3,9	1,42	5,5

ajutorul instalației experimentale prezentate în paragraful 6.9, s-au măsurat punctele notate distinct pe aceeași caracteristică din fig.6.25, tabela 6.11.

Se constată că măsurătorile experimentale efectuate atât pentru rezistența optimă a circuitului de ecranare cât și pentru caracteristica mecanică, prezintă o bună concordanță cu rezultatele obținute pe baza considera-

țiilor teoretice cu privire la optimizarea polului ecranat al motorului monofazat.

Acoloași verificări experimentale s-au efectuat și asupra motorului monofazat executat cu creștături deschise și punți magnetice, fig.6.1.A. Deoarece la acest motor, înfășurarea de ecranare a fost executată dintr-o singură spire în scurtcircuit verificările experimentale s-au efectuat numai în trei puncte, pentru trei spire în scurtcircuit montate succesiv pe polul ecranat, fig.6.26 și tabela 6.12. Caracteristica mecanică a fost calculată și verificată experimental pentru spira de ecranare cu rezistența cea mai apropiată de va-



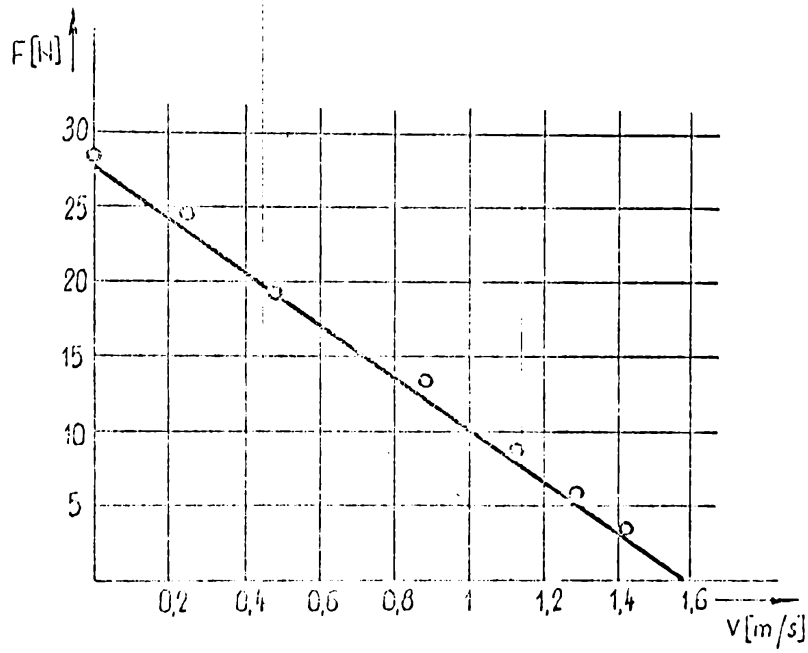


Fig. 6.25

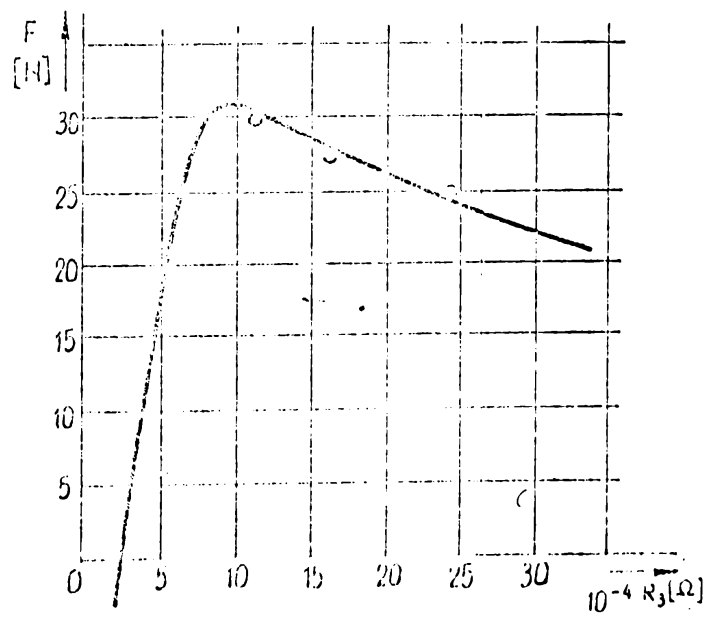


Fig. 6.26

Tabela 6.12.

Nr. crt.	$R_3 [\Omega]$	$F [N]$	$I [A]$
1.	$11 \cdot 10^{-4}$	30	4,75
2.	$16 \cdot 10^{-4}$	27,5	4,7
3.	$24 \cdot 10^{-4}$	25	4,6

loarea optimă și a fost prezentată în fig.6.13 și în tabela 6.2. Și la acest motor se constată aceeași corespondență între valorile calculate și cele măsurate experimental.

6.6.2. Modificarea reactanței bobinajului de ecranare

Verificările experimentale s-au efectuat asupra motorului cu crestături semîncchise, în al cărui bobinaj de ecranare s-a intercalat, în serie un condensator cu capacitate variabilă. Prin calcul s-a determinat valoarea optimă a reacției înfășurării de ecranare folosind relația simplificată (5.3). S-a obținut:

$$X_3^{opt} = -25 \Omega; \quad C^* = 83 \mu F; \quad C = 26,5 \mu F$$

sau folosind relația completă pentru  $F_p$ , (3.42), s-a obținut:

$$X_3^{opt} = -30 \Omega; \quad C^* = 74 \mu F; \quad C = 23,6 \mu F$$

În diagrama din fig.6.27 s-a reprezentat grafic relația  $F_p(X_3)$ , (5.43) calculată pentru același motor. Punctul

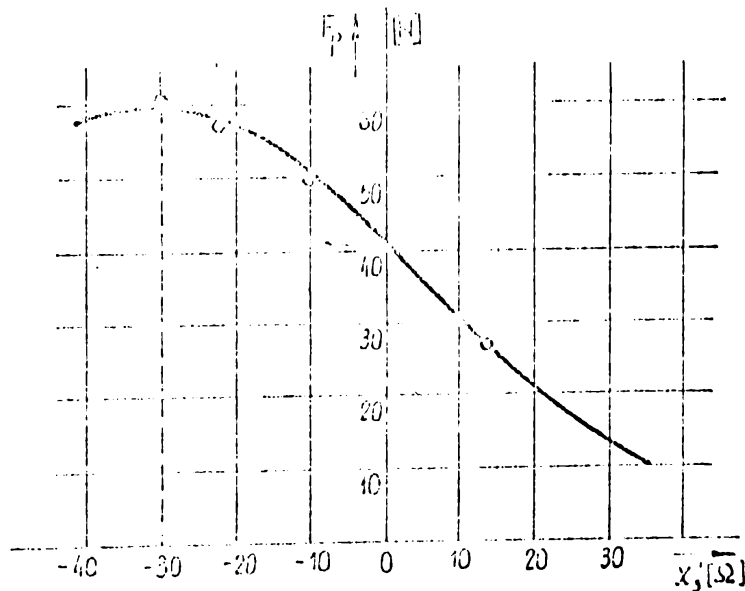


Fig. 6.27

Tabela 6.13.

Nr. crt.	$X'_{2j} [\Omega]$	F [N]	C [ $\mu F$ ]
1.	13,2	27	$\infty$
2.	-3	46	60
3.	-10	50	42,2
4.	-22,4	57,5	27,4
5.	-30	60	22,6

notate distinct pe curbă prezintă valorile măsurate experimental, tabela 6.13. Cu lăcașa optimă a reactanței  $X'_{2j \text{ opt}} = -30 \Omega$ , s-a desenat caracteristica necesară pentru motorul respectiv, relația (3.41) și s-a reprezentat în fig.6.23.

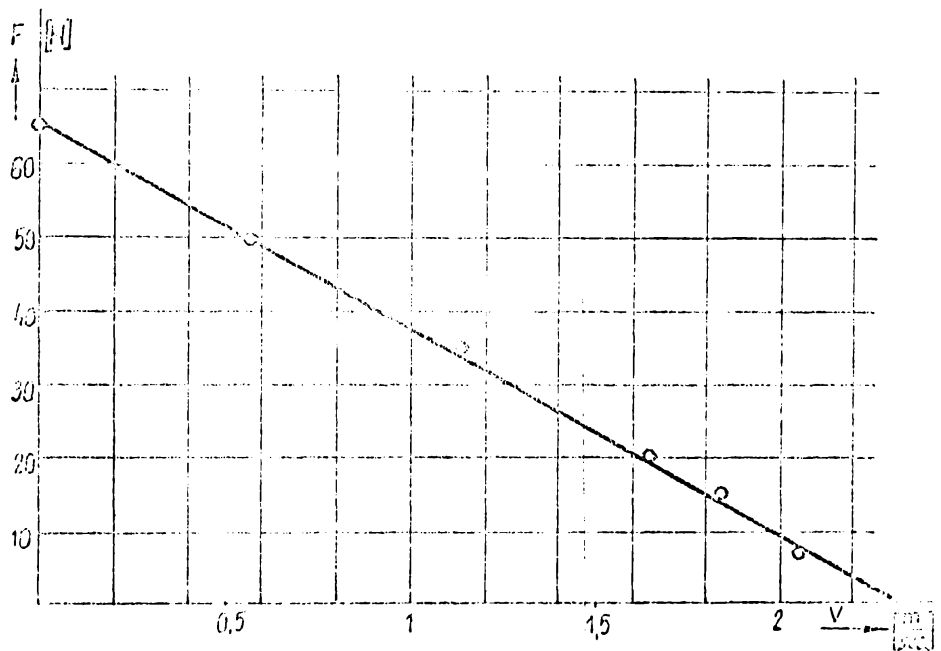


Fig. 6.23

Tabela 6.14.

Nr. crt.	F [N]	V [V]	I [A]
1.	65	0	5,4
2.	50	0,56	5,3
3.	35	1,15	5,4
4.	20	1,64	5,4
5.	15	1,84	5,3
6.	7	2,05	5,4

Realizând reactanța optimă pe conectarea capacității  $C = 22 \mu F$  în circuitul înfășurării de pornire s-au măsurat punctele notate distinct pe aceeași curbă în tabela 6.14. Comparând rezultatele obținute după realizarea reactanței optime  $X'_{2j \text{ opt}}$  în circuit, cu cele obținute anterior se constată o creștere a forței

la pornire de cca. 2,2 ori. Aceasta confirmă considerațiile asupra influenței reactanței înfășurării de ecranare, de la paragraful anterior, privind modificarea câmpului magnetic din interiorul motorului cu poli ecranati.

## CAPITOLUL 7.

### CONCLUZII GENERALE

Prezenta lucrare consacrată motorului liniar monofazat cu poli ecranati, aduce prin studiul și experimentările efectuate unele contribuții originale în acest domeniu, care conduc la următoarele concluzii mai importante.

1. Varianta constructivă de motor electric liniar cu poli ecranati, prezentată în lucrare, constituie o noutate în acest domeniu, completând posibilitățile de rezolvare a microreacționărilor liniare.

2. Teoria elaborată face posibilă cunoașterea completă a comportării motorului, respectiv a posibilităților de utilizare. Caracteristica mecanică calculată analitic și verificată experimental, scoate în evidență faptul că motorul dezvoltă pornire forța maximă - în regim de motor - asigurând astfel o pornire bună, iar alura liniară a sa permite a se trage concluzia asupra unei funcționări stabile.

3. Studiul efectuat asupra dimensionării optime a unor părți componente a motorului, prezintă posibilitatea de a se elabora o proiectare optimală a acestuia. Pentru o mai bună distribuție a câmpului magnetic în întrefier se studiază influența reactanței înfășurării de ecranare și se prezintă metoda alegerii defazajului optim. De asemeni se studiază influența grosimii plăcii indusului asupra forței dezvoltate de motor și posibilitatea alegerii grosimii astfel ca pierderile de energie în înfășurarea inductorului să fie minime.

4. Pentru studiul experimental al performanțelor motorilor liniare mici se prezintă o instalație realizată în acest scop. Față de alte construcții similare, cunoscute din literatura de specialitate, instalația permite măsurarea directă a forței dezvoltate de motor, fără a introduce erori de metodă și fără tarări sau calcule intermediare.

5. Motorul electric liniar monofazat cu poli ecranati este destinat acționărilor liniare, acoperind domeniul forțelor de propulsie și vitezelor mici,  $F < 100 \text{ N}$  și  $V_0 < 5 \text{ m/sec}$ . În concluzie se preconizează că noul tip de motor poate fi destinat în acționări liniare diverse ca, transportoare, acționări liniare ale diverselor organe de mașini, acționări de uși, etc. Se apreciază de asemenea că va fi destinat în principal microacționărilor liniare, în scheme de automatizare, la reglări, sortări, dozări, etc. Comparat cu acționările liniare clasice cu motor rotativ, noul tip de motor face posibilă realizarea unor acționări mai simple din care se elimină mecanismele de transmitere și transformare a mișcării, mai robuste, silențioase și cu fiabilitate mărită.

B I B L I O G R A F I E

1. Andrei, R. - Determinarea repartiției câmpului magnetic în întregul motorului liniar cu inductorul scurt și conexiunea serie a bobinajului. Electrotehnica, vol.18 (1970) nr.11 p.417-425.
2. Andrei, R. - Determinarea grafe-analitică a caracteristicii mecanice pentru o mașină electrică liniară cu indusul scurt. Electrotehnica, vol.20 (1972) nr.7 p.246-251.
3. Andrei, R. - Motorul asincron liniar de mare viteză cu canal axial în indus. Electrotehnica, vol.21(1973) nr.10 p.379-384.
4. Andrei, R., Sopan, I. - Studiul unor configurații de motor asincron liniar folosite în tracțiunea electrică. Studii și cercetări de energetică, vol.25(1973) nr.4 p.
5. Andronescu Pl. - Bazele electrotehnicii, vol.I și II Editura didactică și pedagogică, București, 1972.
6. Barwell, F.T. - Anwendung des Linienmotors für die britische Eisenbahn. Electrical Review, vol.78(1966) nr.2 p.581-582.
7. Bausch, H.Jordan, H. - Einphaseninduktionsmotor mit kurzgeschlossenem Hilfsstrom. ETZ-A vol.86(1965) nr.22 p.714-718.
8. Boldea, I. - Contribuții privind fenomenele specifice și calculul electromagnetic al motoarelor asincrone liniare plane. Teză de doctorat, Inst.Polit. „Traian Vuia” Timișoara, 1972.
9. Boldea, I. - Studiul aplicabilității motoarelor liniare de viteze mici. Sesiunea de com. a lucr. în colab. cu prod. Inst. Polit. „Traian Vuia” Timișoara, 1971.
10. Boldea, I. - Metode de calcul electromagnetic al motoarelor liniare de viteză mică. Electrotehnica, vol. 20(1972) p.16-23.

11. Boldea, I., Oprendek, B. - Metodă de obținere a unor viteze sincrone reduse la motoarele de inducție liniare, Brevet EMT Dosar 65108 Osim 1972.
12. Boldea, I. - Metodă de calcul și de compensare a influenței efectului longitudinal la motoarele liniare. Bulletin științific și tehnic al I.P.T. Seria Electrotehnică, vol.18 (1973) nr.1 p.31-48.
13. Boldea, I. - Calculul repartiției câmpului electromagnetic și al caracteristicilor motoarelor liniare unilaterale cu indus din aluminiu pe fier. Electrotehnica vol.21(1973) nr.11 p.430-434.
14. Bolton, H. - Transverse edge effect in sheet-rotor induction motors. Proc.I.E.E. vol.116(1969) nr.5 p.725-731.
15. Bolton, H. - Fortschritte in der Technik von Linearmotoren in Grossbritannien. Elektrik vol.25(1971) nr.6, p. 213-214.
16. Bonnefille, R. - Contribution a l'étude de la machine lineaire a induction, R.G.R. vol.79 (1970), nr.10, p.846-852.
17. Bronkamp, K.H. - Elektromagnetische Wanderfelder flacher Drehstrominduktoren und ihre elektrodynamischen Wirkungen. Diss., an der TH Aachen 1962.
18. Budig, P.K., Timmel, H., Ditttrich, W. - Auslegung von Linearmotoren als Antriebsorgane für Triebfahrzeuge. Elektrik vol.22 (1968), nr.10, p.405-408.
19. Budig, P.K. - Aufbau, Wirkungsweise, Betriebsverhalten und Anwendungsmöglichkeiten von Linearmotoren. Elektrik vol.24 (1970) nr.10, p.335-340.
20. Budig, P.K. - Einsatzmöglichkeiten von Linearmotoren. Elektrik vol.25 (1971) nr.6, p.204-206.
21. Bugenis, S., Cesonis, V., Smilgevičius, A., Rummich, E. - Die Berücksichtigung des Streuflusses durch das Verbindungsjoch eines asynchronen Linearmotors. E.u.M. vol. 89(1972) nr.11 p.458-460.
22. Campanari, F. - Motori sincroni rettilinei. L'Electrotecnica vol.54(1972) nr.9, p.716



23. Constantin, Gh., Constantin, E. - Considerații asupra unui nou tip de motor liniar monofazat. Electrotehnica vol.22 (1974), nr.1 p.8-14.
24. Constantin, Gh., Constantin, E. - Contribuții la teoria motorului liniar monofazat cu poli ecranate. Trimitere spre publicare la rev. „Studii și cercetări de energetică și electrotehnică”.
25. Constantin, Gh. - Efectul transvenal la motorul liniar monofazat cu poli ecranate. Trimitere spre publicare la Buletinul științific și tehnic al I.P. „Traian Vuia” Timișoara.
26. Constantin, Gh., Constantin, E. - Studiul privind îmbunătățirea parametrilor motorului liniar monofazat cu poli ecranate. Sesiunea de comunicări a lucrărilor în colaborare cu producția iunie 1974, I.P. „Traian Vuia” Timișoara.
27. Constantin, Gh., Velocleanu, M., Boldea, I. - Acționarea câruciorului la un pod rulant cu motor liniar. Invenție înregistrată la BREV, 1972.
28. Constantin, E., Constantin, Gh. - Cercetări privind câmpul magnetic al motorului electric liniar monofazat cu poli ecranate și optimizarea repartiției acestuia în întrefier. Contract de colaborare cu Intrepr. Electromotor Timișoara, 1973.
29. Cynober, S. - Applications du moteur lineaire dans la manutention. R.G.E. vol.80(1971) nr.2 p.114-121.
30. Dordea, T. - Mașini electrice, Editura didactică și pedagogică București, 1970.
31. Doncev, D.S. - Adnofazon lineen asinhronen elektrodvigatel a postoianno vkhlučen kondensator. Elektropromishlennost i priborostroenie R.P.B. 1970 nr.8 p.292-294.
32. Dîmboiu, E. - Contribuții la studiul motorului liniar cu câmp mobil. Teză de doctorat, I.P. Brașov, 1970.
33. Dîmboiu, E. - Studiul câmpului electromagnetic în întrefierul și miezul motorului unui motor liniar cu câmp

- nobil. Electrotehnica, vol.24(1970) nr.3, p.77-83.
34. Dîmboiu, E. - Beiträge zur Kraftberechnung bei flachen Linearmotoren mit Wandlerfeld. Elektrik vol.25(1971) nr.6, p.207-208.
35. Dîmboiu, E. - Instalație experimentală pentru ridicarea unor caracteristici ale motoarelor liniare plane cu câmp mobil. Electrotehnica vol.19(1971) nr.5, p.172-174.
36. Fleury, B., Poleujadoff, M., Robert, I. - Contribution à l'étude de l'effet d'extrémité dans les machines linéaires à induction et au calcul du freinage par aimant. R.G.E. vol.80 (1971) nr.2 p.83-91.
37. Firețeanu, V., Stanciu, D. - Studiu experimental asupra câmpului magnetic și ferței motorului de inducție liniar. Electrotehnica, vol.20(1972) nr.2, p.55-57.
38. Gheorghiu, I.S., Fransua, A. - Tratat de mașini electrice, vol.III Editura Academiei R.S.R. 1971.
39. Hähns, Till, Kratz, G. - Der Linearmotor als Antriebselement. ETZ-B vol.23(1971) nr.19, p.449-450.
40. Idelberger, H. - Der lineare Drehstrominduktor - eine neueartige Sonderform des Drehstrom-Asynchronmotors. vol.16 (1964) nr.5 p.105-108.
41. Jufer, M. - Determination des caractéristiques spécifiques du moteur linéaire. R.G.E. vol.80 (1971) nr.2, p.105-113.
42. Jakubaschko, O. - Der Linearmotor in der Fördertechnik. Deutsche Hebe und Fördertechnik 1969 nr.12 p.92-94.
43. Kant, M., Robert, J. - Etudes préliminaires d'un générateur MHD à voies liquide et à champ magnétique glissant. R.G.E. vol.76(1967) nr.6, p.906-914.
44. Kant, M., Mouillet, A., Schouer, J.M. - Etude théorique et expérimentale des enroulements des moteurs linéaires à induction. R.G.E. vol.80(1971) nr.1 p.13-19.

45. Kapitany, V. - Motorul liniar, o nouă formă de realizare a motorului asincron, Villamosag vol.17 (1969), nr.4/5 p.111-115.
46. Keppert, S. - Das magnetische Feld eines Planstators, Elektrik vol.23(1969) nr.3, p.116-118).
47. Kockisch, K.H. - Erfahrungen bei Entwicklung und Konstruktion von Linearmotoren aus der Sicht des Produktionsbetriebs, Elektrik vol.24(1970) nr.10 p.344-346.
48. Laithwaite, E.R. - Some aspects of electrical machines with open magnetic circuits, Proc. I.E.E. vol.115 (1968) nr.9, p.1275-1283.
49. Laithwaite, E.R. - Linear induction motors, Proc. I.E.E. vol.104 (1957), p.461-470.
50. Laithwaite, E.R., Nix, G.R. - Linear induction motors for low speed and standstill applications, Proc. I.E.E. vol.113(1966) nr.6, p.1044-1056.
51. Laithwaite, E.R., Barwell, F. - Linear induction motors for high speed railways, Electronics & Power vol.10 (1964) nr.4, p.100-103.
52. Laithwaite, E.R. - Induction machines for special purposes, Georg. Newness 1966.
53. Laithwaite, E.R. - The application of linear induction motors to conveyors, Proc. I.E.E. vol.107 (1960), nr.6, p.284-294.
54. Laithwaite, E.R., Barwell, F. - Application of linear motors to high speed transport systems, Proc. I.E.E. vol.116(1969) p.713-724.
55. Laithwaite, E.R. - The goodness of a machine, Proc. I.E.E. vol.112 (1965) nr.3 p.538-541.
56. Laithwaite, E.R. - Machines with open magnetic circuits, Electr. Review vol.1181 (1967) nr.26 p.942-943.
57. Laithwaite, E.R., Nix, G.R., S.A. - Linear motion electrical machines, Proc. I.E.E. vol.118 (1970) nr.3, p.531-542.

58. Lăzăroiu, D.F., Slădher, S. - Mașini electrice de mică putere, Editura tehnică, București, 1973.
59. Mayer, H. - Linearmotor, E.T.Z. - B, vol.26(1974) nr.2 p.42.
60. Nagel, M. - Beitrag zur Theorie des Spaltpolmotors. Archiv für Elektrotechnik vol.43 (1957) nr.1 p.32-50.
61. Nasar, S.D. - Electromagnetic Fields and Forces in a linear induction motor taking into account edge effects. Proc.I.E.E. vol.116(1969) nr.4 p.605-609.
62. - Neuer Linearmotor aus England mit vielen Vorteilen. Deutsche Hobe und Fördertechnik, vol.16(1970) nr.3 p.76-77.
63. Ooi B.T., White, D.C. - Traction and normal forces in the linear induction motor. I.E.E.E. Trans. PAS vol.89 (1970) nr.4 p.638-645.
64. Ohremenco, N.M. - Magnitnoe pole ploščevy inductivnoye nasosa. Elektricitstvo, 1964 nr.8 p.18-26.
65. Ohremenco, N.M. - Elektromagnitnii davlenie v ploščih inductionih nasosah dlia židkih metalov, Elektricitstvo 1960 nr.3 p.48-54.
66. Ohremenco, N.M. - Transverse fringe effect in flat linear induction pumps, Magnetohydrodynamics 1965, nr.1, p.65-70.
67. Pelenc, Y. - Nouvelles methode de propulsion electrique. Merlin Gerin 1968 nr.D/P 186.
68. Pelenc, Y., Remy, E. - Les aspects prospectifs du moteur lineaire. R.G.E. vol.80(1971) nr.2, p.138-142.
69. Pelenc, Y., Poloujadoff, M., Pillet, E., Remy, E., Reynr, P. - Influence de l'entrefer sur les caractéristique des moteurs asynchrones polyphasés lineaires. R.G.E. vol.75(1966) nr.11. p.1300-1305.
70. Poloujadoff, M. - Theorie des linearen Induktionsmotors in vereinfachter Darstellung, E.T.Z.-A vol.90(1969) nr.21 p.545-548.

71. Poloujadoff, M., Sabonnadiere, J.C. - Utilisation d'une methode de partition dans la resolution de certaines equations aux derivees partielles dont le domaine comporte une bande infinie. CR.SCI.vol.266(1968) p.230-233.
72. Poloujadoff, M., Royx, P. - Etude theoretique et experimentale de l'influence des sections de retour sur le fonctionnement des moteurs d'inductions lineaires a inducteur court, CR.Acad.Sci. vol.263 Serie B(1968) nr.14 p.799-802.
73. Poloujadoff, M. - Perfectionnement a la theorie des moteurs d'induction lineaires destines a la traction CR.Acad.Sci.Paris vol.263 p.605-607.
74. Poloujadoff, M., Sabonnadiere, J. - Etude des courants induits dans la secondaire d'un moteur lineaire a inducteur court alimente par un system de courants equilibres. CR. Acad.Sci. Paris vol.266 p.272-275.
75. Poloujadoff, M., Sabonnadiere, J. - Etude d'un modele electrique des machines lineaires et magnetohydrodynamique a veine liquide CR Acad. Sc. Paris vol.267 p.1412-1415.
76. Poloujadoff, M., Sabonnadiere, J.C. - Les hypotheses de calcul des moteurs lineaires a induction. R.G.E. vol.80 (1971) nr.1, p.29-35.
77. Poloujadoff, M., Royx, P. - Methode intermediaire pour l'analyse d'un moteur a induction lineaire. R.G.E. vol.80(1971) nr.2 p.99-104.
78. Preston, T.W., Recco, A.B.J. - Transverse edge effects in linear induction motors. Proc. I.E.E. vol.116 (1969) nr.6 p.973-979.
79. Rădulet, R., Ifrim, A. - Zugkraft linearer Induktionsmotoren mit Ankerlamelle. Revue roumaine des sciences techniques, seria Electrotehnică și energetică vol.14 (1970) nr.1 p.3-16.
80. Remy, E. - Le moteur lineaire. R.G.E. vol.78(1969) nr.4 p.357-361.

81. Remy, E. - Anwendungsmöglichkeiten des Linearmotors. *Elektrik* vol.24 (1970) nr.10 p.352-354.
82. Remy, E., Victorri, M. - Applications du moteur Lineaire. *R.G.E.* vol.78 (1969) nr.4 p.362-370.
83. Rezin, M.F. - Effekt reakții rotorului și mecanoșkele karakteristicii dvigatelia s dugovim statorom. *Elektricitstvo* 1950 nr.2 p.51-52.
84. Rezin, M.F. - Osobenosti elektromagnitnih iavlenii v dvigatele s dugovim statorom. *Elektricitstvo* 1951 nr.6 p.25-29.
85. Richter, R. - *Mașini electrice*, vol.I, II, IV Editura tehnică, București, 1958.
86. Rummich, W. - Linearmotoren und ihre Anwendung. *E.u.M.* vol.89(1971) nr.2 p.60-69.
87. Rummich, W. - Beiträge zum elektrodynamischen Schweben von spurgebundenen Fahrzeugen. *E.u.M.* vol.90(1973) nr.3 p.378-384.
88. Sabonnadiere, J.C., Poloujadoff, M. - Determination de lignes de courants et caractérisation de l'effet de bord. *R.G.E. bol.80* (1971) nr.1 p.34-38.
89. Sakutaro, N. - Caracteristicile motorului liniar bilateral cu partea secundară din aliaj fier cupru. *Technol. Repts. Kiushu Univ.* vol.45(1972) nr.6 p.841-848.
90. Sadler, V.G., Davei, W.A. - Application of linear induction motors in industry. *Proc. I.E.E.* vol.118(1971), nr.6 p.765-776.
91. Sequenz, H. - Elektrische Maschinen mit geradliniger Bewegung. *E.u.M.* vol.82 (1964) nr.17 p.421-432.
92. Sora, C. - *Bazele electrotehnicii*, vol.I, Litografia Institutului Politehnic „Traian Vuia” Timișoara, 1973.
93. Sora, I. - *Micromotorul cu poli ocranați*. Editura tehnică București, 1969.
94. Sora, I. - Contribuții la studiul micromotoarelor cu poli ocranați. *Buletinul științific tehnic al I.P.T.* vol.9 (1964) p.245-248.

95. Sora, I. - Influența principalilor parametri ai micromotoarelor cu poli ecranate asupra performanțelor acestora. *Buletinul științific și tehnic al I.P.T.* vol.9 (1964) p.233-236.
96. Schuisky, W. - Beitrag zur Theorie des Einphasenspaltpolmotors. *E.u.M.* vol.70 (1953) nr.2 p.99-105.
97. Sturman, G.I. - Mașini cu inducție având circuitul magnetic deschis. *Elektricitstvo* 1946 nr.10 p.43-50.
98. Sturman, G.I., Aronov, R.L. - Efectul extremității în circuitul secundar al mașinilor de inducție cu curenți magnetici deschisă. *Elektricitstvo* 1947 nr.2 p.54.
99. Timmel, H. - Beitrag zur Vorambestimmung des stationären Betriebsverhaltens von Kurzständerlinearmotoren. *Elektrie* vol.24(1971) nr.10 p.341-343.
100. Timmel, H. - Der Wanderfeldlinearmotor, eine bemerkenswerte Sonderform des Induktionsmotors. *Elektrie* vol.25 (1968) nr.10 p.398-402.
101. Timmel, H. - Der Wanderfeldlinearmotor - Aufbau - Betriebsverhalten und Anwendungsmöglichkeiten. *Der Maschinenbau* 1969 nr.4 p.156-161.
102. Timmel, H. - Beitrag zum Quereffekt bei Kurzständerlinearmotoren. *Elektrie* vol.27(1973) nr.5 p.257-258.
103. Vaske, P. - Beitrag zur Theorie des Spaltpolmotors. *Archiv für Elektrotechnik* vol.47(1962) nr.1 p.1-23.
104. Vaske, T.A. - Solution of the electromagnetic field equations for a plane induction machine with secondary boundary effects. *Magneto-hydrodynamics* 1965 nr.1 p.64-71.
105. Victorri, M. Lineare Induktionsmotoren. *ETZ-S* vol.21(1969) nr.23 p.535-540.
106. Victorri, M., Reyx, P. - Pour l'Urba, un nouveau mode de traction le moteur électrique linéaire. *Sciences et Techniques* 1968, nr.10 p.26-29.

107. Weh, H., Grumbkow, R., Mosebach, H. - Kraftwirkungen  
orthogonal zur Bewegungsrichtung beim asynchronen  
Linearmotor. E.T.Z. - A vol.93(1973) nr.1 p.3-7.
108. Wiart, A. - Separation des variables dans l'etude des courants  
de moteurs lineaires ou rotatifs a courant  
de Foucault R.G.E. vol.80 (1971) nr.1, p.20-25.