

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

ing.DELESEGA IULIU

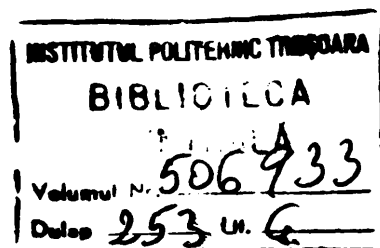
CERCETARI PRIVIND CRIOTRANSMISIA ELECTRODINAMICA

Teză de doctorat

Conducător științific
Prof.dr.ing.NOVAC IOAN

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

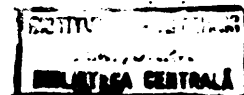
Timișoara
1986



C U P R I N S

	Pag.
INTRODUCERE	1
Cap.1. LEVITATIA MAGNETICA	8
1.1. Sisteme de levitație magnetică de repulsie.....	9
1.1.1. Sistem cu placă continuă în calea de levitație	11
1.1.2. Sistem cu bobine în calea de levitație...12	
1.1.3. Sistem cu flux nul	16
1.2. Considerații finale la levitația magnetică,.....18	
Cap.2. MAȘINI SINCRONE SUPRACONDUCTOARE: CONSIDERAȚII PRIVIND CIMPUL MAGNETIC, ECRANAREA ROTORULUI ȘI MODUL DE REALIZARE A STATORULUI	20
2.1. Cîmpul magnetic din mașina sincronă supra- conductoare	21
2.2. Ecranarea electrodinamică a rotorului	26
2.3. Statorul mașinii sincrone supraconductoare	32
2.4. Considerații finale la mașini sincrone supraconductoare	34
Cap.3. CRIOTRANSMISIA ELECTRODINAMICA	35
3.1. Elemente constructive și principiul de funcționare	35
3.2. Soluția constructivă propusă pentru rotor.....38	
3.3. Probleme de criogenie	45
Cap.4. CIMPUL MAGNETIC AL ROTORULUI SUPRACONDUCTOR	47
4.1. Cîmpul magnetic al porțiunii rectilinii a înfășurărilor	50
4.1.1. Componenta radială	50
4.1.2. Componenta tangențială	61
4.2. Cîmpul magnetic al capetelor de înfășurări	68
4.2.1. Componenta radială	74
4.2.2. Componenta tangențială	76
4.2.3. Componenta longitudinală	77
4.3. Considerații legate de armonici	79
Cap.5. PROIECTAREA ȘI REALIZAREA MODELULUI EXPERIMENTAL IN VEDEREA CERCETĂRII SISTEMULUI DE TRANSMISIE ELECTRODINAMICA	85
5.1. Statorul și rotorul mașinii experimentale.....86	

5.2. Calea de levitație și ecranul rotativ.....	98
5.3. Calculul cîmpului magnetic cu considerarea condițiilor de frontieră.....	99
5.4. Standul experimental.....	108
Cap.6. INCERCARI EXPERIMENTALE.....	119
6.1. Repartiția inducției magnetice al sta- torului arc.....	120
6.2. Caracteristicile motorului sincron cu stator arc.....	121
6.3. Tensiunea indusă în calea de levitație.....	129
6.4. Efectul înfășurării ecran.....	132
Cap.7. CONCLUZII GENERALE.....	137
BIBLIOGRAFIE.....	144



I N T R O D U C E R E

Stadiul dezvoltării mijloacelor de transport constituie pentru orice perioadă istorică o caracteristică esențială a civilizației respective. În epoca actuală mijloacele de transport oferă viteze ridicate de deplasare, capacitate mare de transport și confort sporit, toate acestea realizându-se pe seama unui consum de energie și spațiu mare. Astfel, automobilul și avionul consumă aproximativ $1,2 \cdot 10^6$ J/(km pasager), trenurile $0,2 \cdot 10^6$ J/(km pasager), standardele prevăzând o suprafață de $0,1 \text{ km}^2/\text{km}$ la autostrăzi, iar aeroporturile ocupă zeci de km^2 (Dallas, 64 km^2). Realizarea unor noi mijloace de transport, care să circule cu viteze mult mărite, fără a crește considerabil necesitățile de consum și de amenajare constituie deci o problemă intens cercetată în zilele noastre. Mijloacele de transport de genul trenurilor, par a fi cele mai potrivite în acest scop. Deplasarea ghidată a lor necesită o amenajare de suprafață destul de redusă (New Tokaido Line, 10 km^2). Dar, odată cu creșterea vitezei de deplasare, la trenurile cu roți convenționale problemele aliniamentului devin foarte dificil de rezolvat, fiind necesare sisteme elastice sofisticate pentru a asigura confortul pasagerilor și a garanta o siguranță de voiaj corespunzătoare. De asemenea, tracțiunea obișnuită devine inoportună pe de o parte deoarece frecarea roții cu șina se micșorează cu viteza, peste 300 km/h tracțiunea neputând învinge forța de frecare aerodinamică, iar pe de altă parte amplitudinea vibrațiilor pe verticală a roților la 350 km/h depășește $0,2 \text{ cm}$ pe 10 cm distanță străbătută, vehiculul nerămânând practic pe calea de rulare.

În aceste condiții utilizarea unui vehicol fără contact direct cu solul apare justificată /80/.

O variantă industrial realizată de vehicol fără contact direct cu solul constituie cea cu suspensie cu pernă de aer. Din exploatarea vehiculelor de acest tip s-a constatat că raportul dintre forța de levitație și forța de frînare este scăzut, sarcina transportabilă utilă este mică, iar interstițiul dintre vehicol și sol este redus. Sistemul necesită toleranțe foarte strânse în ceea ce privește planitatea și liniaritatea căii de levitație, făcând costisitoare atât instalarea cât și întreținerea ei. Poluarea fonică importantă se adaugă la aceste dezavantaje, concluzia finală fiind, că sistemul cu pernă de aer nu este compatibil cu cerințele

tehnico-economice ale transportului terestru de viitor.

Soluția care se impune este cea a vehiculelor levitate și propulsate magnetic. Numeroase grupări au ajuns la realizări practice (tabelul I) promițătoare.

Tabelul I. Exemple de vehicule levitate magnetic

	Masa /t/	Viteza /km/h/	Distanța /m/	Observații
Messerschmidt- -Bölkow-Blohm	5,2	85	670	
Japan National Railway		40	166	EML-50, 1974
	3,5	60	200	Solenaiție: 250000A interstițiu: 5 cm
		405		JUR-03
MIT-Raytheon- -United Eng.			112	
Siemens				EET, cu magn. supra- conductor TRANSRAPID-05

Cercetări în acest sens se desfășoară și la facultatea de Electrotehnică a Institutului Politehnic din Timișoara, în colaborare cu Intreprinderea Electroputere din Craiova (MAGNIBUS-01 și 02 proiectat pentru 36 t, 80 de călători, viteza 300 km/h). În țara noastră /13/, /53/, vehiculele cu levitație magnetică se pot integra fie într-un sistem urban sau suburban, transportând 150-200 de călători (capacitate medie), cu viteze nu prea mari (120-200 km/h) pentru a avea un transport silențios, fie în sistemul național de transport rapid între orașe, înlocuind transportul aerian.

Imbinarea funcțiilor de tracțiune, levitație și ghidaj pentru vehiculele terestre de mare viteză a condus la conceperea citorva sisteme integrate care să sintetizeze aceste funcțiuni. Subiectul prezentei lucrări - transmisia electrodinamică - pe lângă alte posibilități de utilizare, constituie un astfel de sistem. Varianta criogenică este un sistem dotat cu electromagneți supraconductori rotativi, care montați în număr suficient pe vehicol, realizează propulsia, levitația și ghidajul acestuia prin intermediul curenților induși în calea de levitație. Electromagneții supraconductori formează înfășurarea rotorică (fig. I) învârtită

de un stator arc trifazat montat deasupra rotorului, realizându-se între ele un regim de motor sincron alimentat de la un sistem

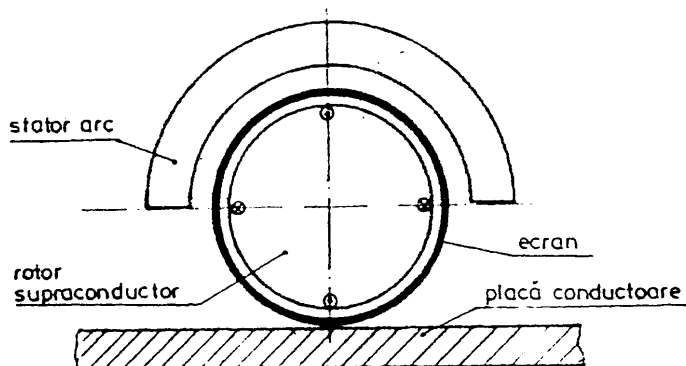


Fig. I. Transmisia electrodinamică

redresor comandat - inverter. Transmisia electrodinamică, varianta criogenică îmbină deci principiul levitației magnetice cu o acționare de mașină sincronă supraconductoră.

Posibilitatea livrării comerciale (din 1968) a sîrmelor supraconductive cu care se pot realiza solenaii de milioane de amperpire, cu concentrarea într-un volum mic a unei tensiuni magnetomotoare mari, a orientat cercetările spre aplicarea practică a înfășurărilor supraconductive /101/, /104/, dar mai ales la mașinile sincrone unde la puteri peste 1000 MVA costul echipamentului de răcire criogenică devine doar o mică parte din cheltuielile necesare realizării unei mașini convenționale /87/, /88/. Lucrări asupra alternatoarelor supraconductive au fost elaborate în prima jumătate a anilor '60 (Woodson, Stekly) vizînd construirea și experimentarea unui alternator cu excitație supraconductoră staționară și cu indus rotativ. Experiențele lui Oberhausen și Kinner din 1967 au arătat necesitatea vidării spațiului dintre rotor și stator pentru eliminarea disipației căldurii prin frecarea fluidului din acel interstițiu. Studiul realizat de Luok analizează în 1971, cîmpurile magnetice și forțele mecanice care rezultă la apariția unei avarii și concepe un ecran cilindric rotativ aflat la temperatura mediului ambiant, care să protejeze rotorul supraconductor împotriva acțiunii cîmpurilor magnetice variabile și a cuplurilor intense care apar pe durata regimurilor tranzitorii.

De atunci au fost elaborate numeroase studii și construcții practice cu menirea demonstrării posibilităților de execuție și funcționare. În tabelul II sînt redată unele din mașinile sincrone supraconductive experimentale /2/, /26/, /89/, /115/.

Tabelul II. Exemple de mașini sincrone supraconductoare

Puterea /MVA/	T i p u l	Producție	Anul	Obs.
0,008	indus rotitor	AVCO, S.U.A.	1967	
0,045	inductor rotitor	MIT, S.U.A.	1971	comp.sincr.
0,021	indus rotitor	R.D.G.	1971	
0,1	indus rotitor	IAE, Moscova	1972	
0,03	indus rotitor	Fuji, Japonia	1973	
5	inductor rotitor	Westinghouse, S.U.A.	1973	
2	inductor rotitor	MIT, S.U.A.	1974	comp.sincr.
1	inductor rotitor	I.P. Leningrad	1974	
300	inductor rotitor	Westinghouse, S.U.A.	1976	
10	inductor rotitor	Westinghouse, S.U.A.	1976	pt. aviație
0,5	inductor rotitor	Franța	1978	cu trei inf.
0,32	indus rotitor	Universitate, München	1984	
50	inductor rotitor	Japonia	1984	

x
x x

Conținutul lucrării de față este organizat în capitole care prezintă : o sinteză ordonată asupra celor două aspecte - levitația magnetică și mașini sincrone supraconductoare - acestea fiind elementele de bază ale transmisiei electrodinamice, transmisia electrodinamică propriu-zisă cu proiectul unui rotor criogenic în concepție proprie, calculul original al cîmpului magnetic al acestor rotoare considerate de lungime finită fără neglijarea contribuției capetelor de înfășurare, proiectarea și realizarea unui model experimental, de asemenea ca o contribuție a autorului, măsurători experimentale și concluzii.

În capitolul 1 sînt prezentate principiile după care se realizează levitația magnetică, cu aplicație la sistemele repulsive, fiind trecute în revistă sistemele cu placă continuă în calea de levitație, cu bobine în calea de levitație și cu flux

nul. Sînt prezentate relațiile matematice principiale pe baza cărora se poate forma o imagine despre factorii care influențează forța de levitație, forța de frînare, momentele de rotație etc. care acționează asupra vehicolului în cadrul unui sistem.

Subiectul capitolului 2 îl reprezintă mașinile sincrone supraconductoare, arătîndu-se cîteva metode de calcul ale cîmpului magnetic al acestor mașini (metoda bazată pe determinarea mărimilor globale, pe determinarea mărimilor locale, pe model de cuadripol). Se tratează problema ecranării rotorului cu prezentarea mai multor posibilități de realizare (ecran flexibil, ecran bobinat, ecran hipersincron) precum și considerații legate de statorul mașinilor sincrone supraconductoare.

Criotransmisia electrodinamică, ca un sistem integrat de levitație - propulsie-ghidaj, constituie tema capitolului 3. Ideea realizării unui sistem de levitație - propulsie sub forma unui rotor acționat de o mașină primară exterioară, rotor care interacționează electrodinamic cu calea de levitație, apare în cercetările de la Ford Motor Co. /20/, /21/, /90/ din 1973. Integrarea acționării rotorului prin utilizarea unui stator arc trifazat pe principiul motorului sincron a fost sesizată de I. Boldea de la Institutul Politehnic din Timișoara /14/, cel care a și dat numele acestui sistem de criotransmisie electrodinamică. În capitolul 3 sînt expuse problemele unei astfel de mașini, soluția constructivă originală elaborată de autor pentru realizarea unui rotor în varianta supraconductoare și problemele de criogenie aferente, avînd în vedere posibilitățile de realizare existente și în perspectiva imediată la data abordării cercetărilor din prezenta teză.

Capitolul 4 cuprinde deducerea unor relații originale de calcul și rezultatele calculului aplicate la rotorul supraconductor proiectat în capitolul anterior și la rotoare de dimensiuni practice industriale tetra- și bipolare, cu înfășurarea de excitație parcursă de diverse densități de curent. Pornind de la modele simple (înfășurări filiforme de lungime infinită) și ajungînd la modelul final original al unui rotor cu dimensiuni finite, formulele, rezultatul calculelor și graficele prezentate dau imaginea distribuției spațiale a componentelor cîmpului magnetic în coordonate cilindrice (radială, tangențială și longitudinală) create de porțiunile rectilinii de lungime finită și de capetele de înfășurare ale rotorului considerate ca arce de cerc cu secțiunea transversală

identică cu cea a porțiunilor rectilinii, permițând și aprecierea oportunității unor ipoteze simplificatoare. Efectuarea calculelor a fost posibilă printr-un volum mare de rulări pe calculatoare numerice (FELIX C-256, SINCLAIR ZI) necesitând rezolvarea unor probleme practice de programare (de la întocmirea algoritmilor de calcul și a programelor în limbajele FORTRAN și BASIC, până la includerea unor măsuri de verificare a erorilor și de găsirea programelor cu timpul de calcul cel mai scurt posibil), probleme ne-expuse în teză. Având în vedere distribuția periodică pe circumferința rotorului a cîmpului magnetic, s-au calculat armonicile de ordinul 19...35 (funcție de situația concretă).

Modelul experimental conceput, proiectat și realizat în întregime original, este prezentat în capitolul 5. Având în vedere că la ora actuală realizarea unei mașini supraconductoare depășește posibilitățile tehnologice de material, din domeniul tehnicii viidului, a criogeniei, s-a convenit realizarea unui model de laborator pentru studiul experimental al fenomenelor și corelațiilor ce pot apare la un sistem de genul transmisiei electrodinamice. În variantă nesupraconductoare, cu miezurile statore și rotorice din material feromagnetic. Pornind de la niște gabarite impuse la achiziționarea tolelor statore, s-a efectuat calculul de proiectare a înfășurărilor statore, rotorice, ale ecranului rotativ etc. precum și proiectarea subansamblelor mecanice de susținere și de alimentare, având în vedere realizarea unui stand cu cît mai multe posibilități de experimentare. Astfel, s-au conceput sistemele mecanice care permit deplasarea în diverse poziții relative din spațiu ale statoarelor, rotoarelor, bobinelor căii de levitație, sistemul care permite măsurarea cuplului motor prin rotirea statoarelor, oscilografiera consecutivă rapidă a unui mare număr de semnale etc. De asemenea, informativ s-au elaborat ecuațiile de calcul ale componentelor cîmpului magnetic în condițiile existenței unor medii magnetice neomogene. Realizările practice sînt ilustrate în numeroasele fotografii din acest capitol.

Rezultatele încercărilor efectuate pe modelul experimental sînt cuprinse în capitolul 6. Se examinează distribuția componentei radiale a inducției la suprafața statorului construit, se prezintă caracteristicile experimentale pe partea de mașină sincronă, se evidențiază interacțiunile pe partea de levitație, tracțiune și ghidaj precum și efectele prezenței ecranului electrodynamic liber rotativ. În urma acestor măsurători rezultă clar ne-

cesitatea construirii transmisiei electrodinamice în varianta crio, adică cu rotor prevăzut cu înfășurări supraconductoare.

În capitolul 7 de concluzii, sînt sintetizate aspectele teoretice și practice urmărite în lucrare, cu referiri la conținutul lucrării, la concluziile rezultate în urma analizelor teoretice și practice, la contribuțiile teoretice, metodice și experimentale și perspective de cercetare în viitor.

Cercetarea prezentată în această lucrare fiind rezultatul unei activități complexe, pînă la finalizarea ei am primit numeroase ajutoare. În continuare doresc să-mi exprim sentimentele de deosebită stimă față de conducătorul științific, prof.dr.ing. Novac Ioan de al cărui îndrumare generoasă am beneficiat. Trebuie să-i mulțumesc conf.dr.ing. Boldea Ioan pentru ideile valoroase sugerate la începutul cercetării și sprijinul bibliografic acordat. Adresez mulțumiri prof.dr.ing. Suciuc Iacob, căruia îi datorez formarea mea de inginer și care cu observațiile și sfaturile prețioase mi-a acordat un ajutor practic. Mulțumesc șefului catedrei de Electroenergetică conf.dr.ing. Vasilevici Alexandru pentru permanentele încurajări și prof.dr.ing. Negru Viorel pentru condițiile asigurate realizării practice. Îmi exprim recunoștința față de ing. Schinteie Matei și ing. Ghiga-Schneider Gheorghe de la I. Electrotimș, sing. Stricker Nicolae de la I. Electromotor, ing. Verdeț Ștefan de la I.C.M. Reșița și tehn. Plesse Francisc de la facultatea de Mecanică Agricolă care m-au ajutat la realizarea practică a modelului experimental. De asemenea mulțumesc dr.ing. Tóth Gerzson de la S.P.M.M.E., dr.ing. Biriescu Marius, dr.ing. Radu Dumitru, dr.ing. Luștea Bucur și dr.ing. Kilyeni Ștefan de la facultatea de Electrotehnică pentru sugestiile teoretice și practice acordate.

Adresez mulțumirile mele tuturor membrilor catedrei de Electroenergetică, cadre didactice și personal tehnic, pentru sollicitudinea dovedită în perioada elaborării tezei și în special colegilor mei de la disciplina de Aparate electrice. Sînt în mod deosebit recunoscător pentru sprijinul moral, căldura și înțelegerea manifestată de soția mea Magdalena și de părinții mei.

Cap.1. LEVITAȚIA MAGNETICĂ

Ideea levitației magnetice este conturată încă de la începutul acestui secol (Bachelst, 1908). Nu a fost însă posibilă realizarea vehiculelor levitate magnetic prin utilizarea magnetilor convenționali aflați la dispoziție din cauza cerințelor excesive de putere, a interstițiului realizabil între vehicol și cale mic, și a greutateii proprii mari. Apariția magnetilor supraconductori, care prin generarea unor cîmpuri magnetice intense înlătură impedimentele de mai sus, a creat condițiile tehnice favorabile abordării construcției acestor vehicule. Posibilitatea levitației magnetice include două soluții :

- 1) levitația magnetică de atracție (electromagnetică);
- 2) levitația magnetică de repulsie (electrodinamică).

Caracteristicile soluției de levitație magnetică de atracție se pot rezuma la următoarele :

a) datorită prezenței materialului feromagnetic, cîmpul magnetic se poate genera actualmente și cu electromagneți convenționali;

b) utilizarea electromagnetilor convenționali necesită un întrefier mic (10...15 mm) între materialul feromagnetic și electromagneți;

c) forța electromagnetică crește cu micșorarea întrefierului și scade cu mărirea lui.

Numeroase firme (Rohr Corporation, Messerschmidt-Bölkow-Blohm, Kraus-Mafei etc.) au rezultate remarcabile, chiar primul vehicol experimental levitat, propulsat și ghidat numai prin cîmp magnetic (M-B-B, 7 mai 1971) fiind construit după acest principiu. Instabilitatea inerentă se caută să se depășească prin comanda continuă a curentului de alimentare a fiecărui magnet în parte, prin utilizarea unei suspensii secundare între motoare și compartiment, prin micșorarea efectului de capăt etc. /18/, /116/, /117/, /118/.

În ceea ce privește levitația magnetică de repulsie, se diferențiază două orientări corelate cu sistemul de propulsie:

a) cale de levitație activă, propulsia fiind realizată cu motor liniar sincron;

b) cale de levitație pasivă, propulsia fiind realizată cu

motor liniar de inducție.

Calea de levitație pasivă poate fi un material conductor masiv (placă de aluminiu) sau o cale cu configurație specială incluzând trasee prestabilite pentru circulația curenților induși. Firmele : Hitachi, Mitsubishi, Toshiba, Fuji, Ford Motor, Stanford Res. Inst., Bitler Nat. Lab., Canadian Inst. of Guided Ground Transp., AEG., Brown-Boveri, Telefunken, Siemens sînt cîteva cu realizări remarcabile în acest domeniu /12/, /16/, /56/, /91/.

În tabelul 1.1 sînt sintetizați cîteva parametri de funcționare semnificativi pentru mai multe sisteme de levitație-propulsie /82/.

Deoarece levitația manifestată la transmisia electrodinamică este o levitație repulsivă, în continuare se prezintă mai detaliat numai acest sistem.

1.1. Sisteme de levitație magnetică de repulsie

Avînd la dispoziție un cîmp magnetic de inducție B , al doilea element necesar generării unei forțe, poate fi :

- a) element feromagnetic ;
- b) curenți determinați de tensiunea indusă de un flux magnetic într-un conductor ;
- c) magnet permanent ;
- d) curenți dintr-un conductor, datorăți unei surse externe.

Forța care ia naștere va fi: de atracție (a), de respingere (b), de atracție sau respingere (c) și (d). Transmisia electrodinamică este un sistem repulsiv bazat pe interacțiunea unui cîmp magnetic aflat pe vehicol cu cîmpul magnetic al curenților ce apar datorită tensiunilor induse de un flux magnetic variabil în calea de levitație. Caracteristicile mai importante ale unui astfel de sistem repulsiv, sînt :

- a) interstițiul dintre electromagneții supraconductor și calea de levitație poate fi cel puțin cu un ordin de mărime mai mare decît la sistemul cu atracție (70 ... 120 mm) ;
- b) cîmpul magnetic al electromagneților se poate integra într-un sistem de propulsie a vehicolului ;
- c) stabil static, dar peste viteze de 60 ... 80 km/h apar oscilații pe verticală. Pentru amortizarea lor se propune utilizarea unor bobine de comandă convenționale al căror curent să fie proporțional cu viteza, accelerația și poziția momentană pe ver-

Tabelul 1.1. Caracteristicile sistemelor de levitație-propulsie magnetică integrată, pentru un vehicul de referință având masa de 45 t, lungimea de 30 m și viteza de 300 km/h

	Sistemul						
	A	B	C	D	E	F	G
Levitația	flux nul	placă conduct.	placă conduct.	fero-magn.	circ. de curent	fero-magn.	fero-magn.
Stabilitatea verticală	"	"	"	servo.	"	"	flux nul
Stabilitatea laterală	"	"	"	feromag.	flux nul	"	"
Propulsia	MLS	MLI	MLS	MLI	MLS	MLS	MLS
Interstițiu magnet-cale, /mm	>76,2	>76,2	254	12,7	>76,2	>76,2	>76,2
Interstițiu minim, /mm	"	12,7	"	"	"	"	"
Forța de revenire pe verticală, /mN/mm	0,385	0,065	0,026		0,065	0,193	0,193
Forța de revenire laterală, /mN/mm	0,193	"	"	"	0,193	"	"
Toleranța maximă a căii, /mm	± 12,7	± 25,4	± 50,8	± 5,08	± 25,4	± 25,4	± 25,4
Raportul forța de levitație/forța de frin.	100	25	23	≈ 600	80	≈ 2000	≈ 2000
Masa Al pt.1 km cale, dublu sens, /kg	1,5.10 ⁵	2,8.10 ⁷	4,2.10 ⁵		1,7.10 ⁵	0,8.10 ⁵	0,8.10 ⁵
Masa magn.incluzind pt. sist.B și D servocompuzite și MLI, /kg	5800	13600	13600	13600	4500	6800	6800

Velocitatea indicată este ilustrativă, se poate regla la orice valoare dorită.
 Include frinarea dorită a curenilor de stabilizare laterali. Frinarea este prezentă chiar dacă forța laterală exterioară este zero.
 Curentul circuitului de pe tren se alege astfel, ca să dea aceeași valoare.

ticală /13/.

1.1.1. Sistem cu placă continuă în calea de levitație

Pentru a analiza factorii care influențează levitația se prezintă în continuare o cale de calcul aproximativă, ce utilizează ca și mărimi date componentele normale B_n și tangențiale B_t ale inducției magnetice față de placa conductoare ce formează calea de levitație de sub vehicol (fig.1.1). În relațiile de calcul mărimile

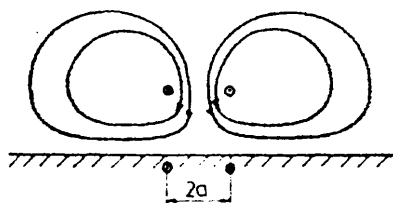


Fig.1.1. Sistemul cu placă continuă

au următoarele semnificații:

- F_l - forța de levitație;
- I - curentul corespunzător tensiunii induse în calea de levitație;
- L - inductivitatea proprie a spirei imagine;
- a - raza spirei imagine din calea de levitație;
- F_f - forța de frinare electro-

dinamică;

- P - puterea disipată în conductorul căii de levitație;
- R - rezistența conductorului căii de levitație;
- v - viteza vehicolului.

Deși curentul ce apare datorită inducției electromagnetice în placa conductoare a căii de levitație are o distribuție spațială în această /77/, pentru simplificare se consideră că este concentrat sub forma unei spire chiar sub spira inductoare. Forța de levitație care apare între cele două spire se poate scrie ca fiind /50/:

$$F_l = 2\pi a I B_t \tag{1.1}$$

Curentul I este proporțional cu fluxul ce înlănțuie inelul indus, flux proporțional cu componenta normală a inducției magnetice.

Deci la $R \rightarrow 0$ sau $v \rightarrow \infty$

$$I = \pi a^2 B_n / L \tag{1.2}$$

adică :

$$F_l = 2\pi a^3 B_n B_t / L \tag{1.3}$$

Pe de altă parte dacă $R \neq 0$, în conductorul căii de levitație se disipă o putere

$$P = R I^2 \tag{1.4}$$

în contul mișcării vehicolului, deci se manifestă o forță de frînare

$$F_f = P/v, \quad (1.5)$$

respectiv:

$$F_f = R(\pi a^2/L)^2 B_n^2/v. \quad (1.6)$$

Rezultă deci corelația dintre forța de levitație ce se poate obține aplicînd un cîmp magnetic dat și forța de frînare ce trebuie învinsă pentru a realiza viteza necesară levitației:

$$F_l/F_f = v(2/a)(L/R)(B_t/B_n) \quad (1.7)$$

Relația (1.7) arată că pentru o combinație dată a dimensiunilor și materialului conductorului căii de levitație raportul forță de levitație/forță de frînare, se poate îmbunătăți prin proiectarea electromagnetului de pe vehicol în așa fel încît B_n/B_t să fie cît mai mic.

Sistemul prezentat (magneți supraconductori-placă conductoare, Wipf, Coffey-1969) are avantajul simplității căii de levitație, dar raportul forță de levitație/forță de frînare este scăzut, curentul din placa conductoare fiind de același ordin de mărime ca și curentul din magneții vehicolului, deci pierderile din placă sînt mari. Un alt factor care duce la micșorarea acestui raport (cu 30...40%) este realizarea ghidajului lateral cu porțiuni verticale pe marginea căii de levitație. Un dezavantaj în plus este și cantitatea mare de aluminiu necesară căii de levitație (de ordinul 10^6 kg/km).

Modificări la sistemul cu placă conductoare continuă au fost propuse de Kolm și Thornton (1972), vizînd curbarea plăcii într-un arc semicircular. Vehicolul poate lua viraje mai strînse în acest fel, fără disconfortul pasagerilor /57/.

1.1.2. Sistem cu bobine în calea de levitație

Un sistem la care valoarea raportului forță de ridicare/forță de frînare se poate mări, este cel în care placa conductoare continuă se înlocuiește cu bobine conectate în serie cu inductivități de limitare a curentului (Powell și Danby-1966). Deoarece în acest caz curentul ce apare în urma inducției electromagnetice este mult mai mic, trebuie mărită solenația magneților de pe vehicol, lucru compatibil cu electromagneții supraconductori.

Relațiile aproximative care dau expresia forțelor după cele trei direcții din spațiu (fig.1.2) și în ipoteza că rezis-

tența circuitului bobinelor din calea de levitație $R_g = 0$, sînt date

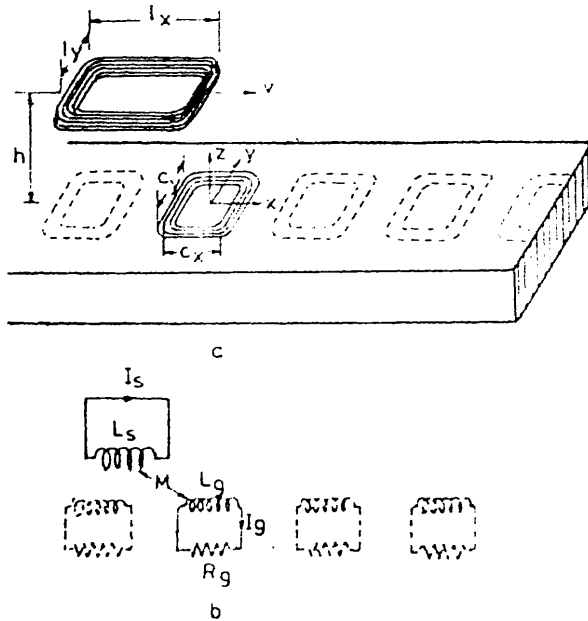


Fig.1.2. Sistem de bobine în calea de levitație

de (1.8), unde :

$I_0 = \Phi_0 / L_s$ este curentul inițial în electromagnetul supraconductor (cînd vehicolul se află în repaos);

Φ_0 - fluxul magnetic prin electromagnetul supraconductor aflat în repaos;

L_s - inductivitatea proprie a electromagnetului supraconductor;

L_g - inductivitatea proprie a bobinei din calea de levita-

ției;

M - inductivitatea mutuală dintre electromagnetul supraconductor și bobina din calea de levitație.

$$\begin{aligned} F_x &= -I_0^2 L_g^{-1} [1 - M^2 / (L_s L_g)]^{-2} M (\partial M / \partial x) \\ F_y &= -I_0^2 L_g^{-1} [1 - M^2 / (L_s L_g)]^{-2} M (\partial M / \partial y) \\ F_z &= -I_0^2 L_g^{-1} [1 - M^2 / (L_s L_g)]^{-2} M (\partial M / \partial z) \end{aligned} \quad (1.8)$$

Curentul din supraconductor :

$$I = I_0 [1 - M^2 / (L_s L_g)]^{-1} \quad (1.9)$$

oscilează între două valori extreme date de limitele între care variază inductivitatea mutuală M , cînd electromagnetul vehicolului se apropie și se îndepărtează de o bobină din calea de levitație. Această valoare trebuie să fie mai mică decît cea critică pentru supraconductorul dat.

Variația pe direcția axelor de coordonate a celor trei forțe se poate urmări pe figura 1.3. Montînd mai multe bobine în calea de levitație, forța de levitație F_z devine ondulatorie, iar amplitudinea acestei ondulații se poate micșora prin corelarea potrivită a dimensiunilor l_x , c_x și a distanței dintre bobinele adia-

cente.

Se constată din alura forței laterale F_y că sistemul nu asigură ghidarea vehicolului (la o deplasare după y , apare o forță în același sens).

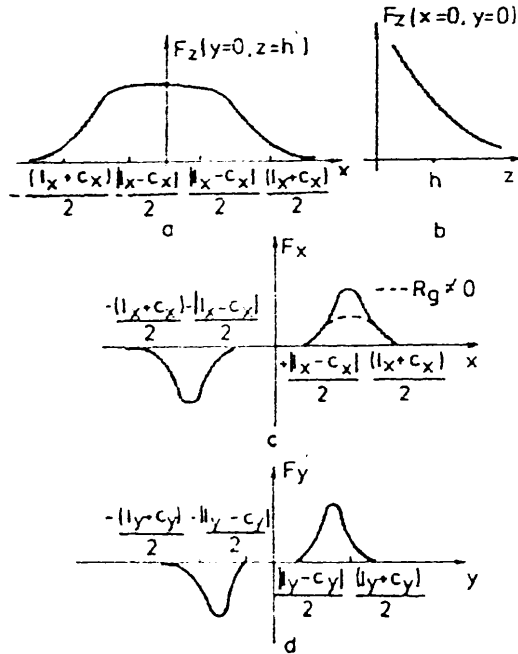


Fig.1.3. Dependenta forțelor de poziția vehicolului

Pentru stabilizarea laterală, fie se prevăd șiruri laterale de bobine pe calea de levitație, fie se utilizează o configurație formată din doi magneti de levitație așezați unul lângă altul, de polaritate opusă /76/.

În ceea ce privește forța F_x după direcția mișcării, aceasta are o acțiune de frînare pentru $x < 0$ și o acțiune de accelerare pentru $x > 0$. Dacă $R_g \neq 0$, conversia energiei electromagnetice se face cu pierderi ($I^2 R_g$) care se disipă în me-

diul înconjurător, valoarea medie a forței pentru $x > 0$ micșorându-se. Apare în acest fel o forță de frînare F_f .

Energia disipată, corespunzătoare pierderilor $I^2 R_g$ depinde de constanta de timp L_g/R_g (care este variabilă cu viteza) a bobinei căii de levitație. Variația constantei de timp este dată de variația lui R_g , la viteze mari curentul indus circulând numai la suprafața conductorului. Dependenta forței de frînare se poate analiza prin urmare pe domenii de viteză; pe figura 1.4 sînt ilustrate atât variația forței de frînare cît și a forței de levitație.

În literatură sînt deduse numeroase formule de calcul pentru bobine de diverse forme (rectangular drept, rectangular cu capetele rotunjite, cilindric) cu tratarea amănunțită a semnificației fizice a ipotezelor simplificatoare făcute /4/, /17/, /68/, /112/, /113/. Cercetările experimentale și teoretice /3/, /74/, /75/ au pus în evidență și exercitarea unor momente de ru-

liu, tangaj și girație asupra magnetilor supraconductori, indicând

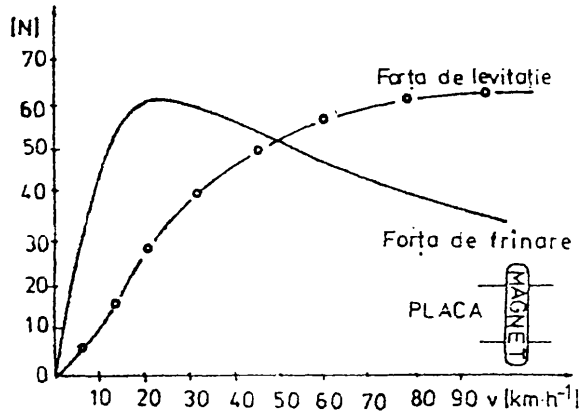


Fig. 1.4. Variația funcție de viteză a forței de frinare și a forței de levitație

prezentate variațiile acestor momente funcție de viteză pentru trei

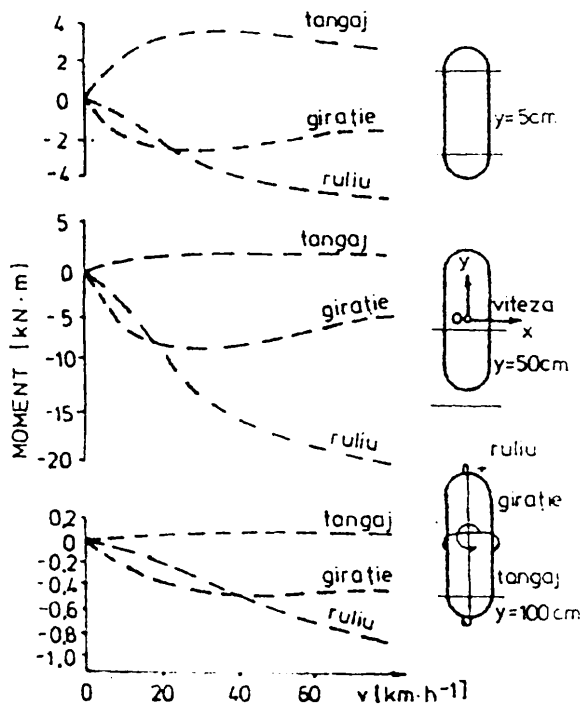


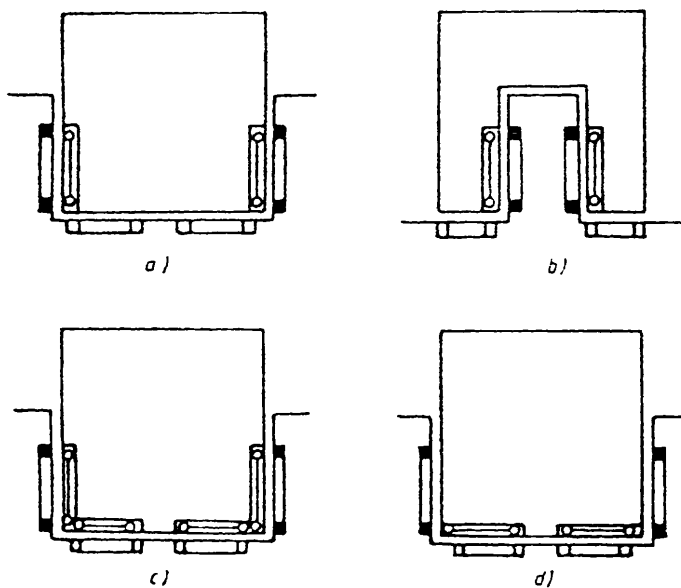
Fig. 1.5. Momentele de girație, ruliu și tangaj la un magnet cu solenoidă de 500A, cu un interstițiu față de calea de levitație de 22 cm

valori ale deplasării laterale ale unui electromagnet supraconductor mai lat decât calea de levitație.

În vederea stabilizării contra acțiunii momentului de ruliu se prevede înzestra-

rea vehicolului cu două sisteme de levitație-propulsie așezate de o parte și de alta a axei mașinii, curentul cărora fiind comandat funcție de deplasarea pe verticală, iar în vederea stabilizării contra acțiunii momentului de rotație se prevede reglarea permanentă a participării la propulsie a acestora /60/, /98/.

... În figura 1.6 sînt prezentate cîteva posibilități de poziționare a magnetilor și bobinelor la un vehicol prevăzut cu două sisteme de levitație-propulsie. Avînd în vedere că la sistemul concav (fig.1.6.a) cheltuielile legate de construirea căii



de levitație sînt mai mici, cadrul de susținere al vehicolului este mai simplu, spațiul din vehicol este mai ușor utilizabil (pentru a amplasa echipamentele auxiliare) fluxurile magnetice puternice afectează o zonă mai restrînsă din vehicol, precum și faptul că deși magnetii plați de la sistemul d) sînt mai ieftini dar necesită mai multe amperspire, iar mag-

Fig.1.6. Cîteva poziții posibile ale sistemelor de levitație-propulsie: a) cale concavă; b) cale convexă; c) magneti supraconductori în formă de L; d) magneti supraconductori plați

netii în formă de L de la sistemul c) sînt mai dificil de realizat, soluția covenabilă este cea de la sistemul a).

1.1.3. Sistem cu flux nul

Un sistem îmbunătățit, în sensul asigurării unui raport levitație/frînare mai mare, este sistemul cu flux nul, propus de Powell și Danby (1970). Sistemul (fig.1.7) amortizează mai bine oscilațiile decît celelalte sisteme prezentate, limitează la o valoare mai mică curentul indus în bobinele de levitație a căii /28/.

/119/ și prezintă o valoare redusă pentru componenta normală B_n a câmpului. În felul acesta raportul B_t/B_n rezultă mare și deci

crește raportul forță de levitație/frînare (rel.(1.7)). Din cauza lui B_n mic solenația necesară este foarte mare, cerință compatibilă cu electromagneții supraconductori. Fluxul electromagnetului supraconductor a înălțăuie bobinele b_1 și b_2 conectate în opoziție a căii de levitație și deci curenții ce rezul-

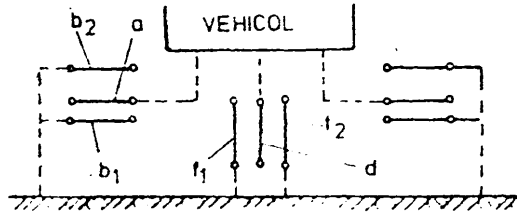


Fig.1.7. Sistemul de levitație cu flux nul

tă în urma inducției electromagnetice în acestea se anulează pentru o poziție de simetrie magnetică a lui a (flux nul). Odată cu deplasarea lui a din poziția de simetrie (datorită unei perturbații) acești curenți dau o rezultantă I_1 care interacționează cu fluxul lui a și produce readucerea în poziția de echilibru. Sistemul este foarte rigid, deoarece I_1 crește repede cu deplasarea.

Dacă bobina a acoperă simultan mai multe perechi b_1 - b_2 de pe cale, vor exista situații în cursul mișcării în care curenții determinați de tensiunile induse în perechile b_1 - b_2 acoperite de a nu sînt egali (fig.1.8). Intrucît vehicolul are o greutate,

echilibrul sistemului nu se realizează la flux nul și deci la $I_1=0$, iar curenții I_1 nefiind egali prin diversele bobine, forța necesară levitației nu va fi constantă și deci vehicolul va oscila pe verticală. Amplitudinea acestor oscilații se poate micșora utilizînd mai

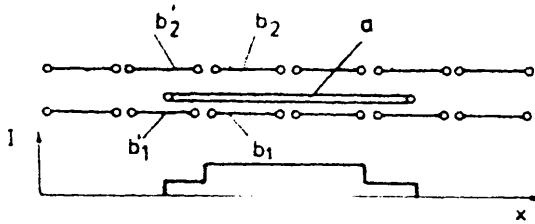


Fig.1.8. Variația curenților din bobinele căii de levitație ($R_g=0$).

Mulți electromagneți supraconductori a scurți, de polaritate opusă.

Ansamblul, f_1 - d - f_2 din figura 1.7 realizează ghidarea vehicolului, tot pe principiul fluxului nul.

Sistemul de levitație prezentat se poate imagina și cu doi electromagneți supraconductori a_1 - a_2 ai vehicolului și o singură bobină b a căii de levitație.

506933
253 G

Sistemul cu flux nul necesită o cantitate de aluminiu cu aproximativ un ordin de mărime mai puțin decât soluția cu placa conductoare continuă. Raportul levitație/frinare poate fi făcut oricât de mare, valoarea lui optimă fiind de 100...150 pentru viteza de croazieră de 500 km/h. Interstițiul supraconductor-cale de levitație poate fi 20 cm dând o siguranță de funcționare mare. Dezavantajele principale sînt legate de structura complicată a căii de zbor și de necesitatea unei suspensii secundare mai sofisticate în vederea asigurării confortului pasagerilor.

Modificări la sistemul cu flux nul în vederea stabilizării dinamice pe verticală au fost propuse tot de Danby și Powell(1972). Prin adăugarea unei plăci feromagnetice la ansamblul bobinelor montate pe calea de levitație, această placă împreună cu electromagnetul supraconductor realizează levitația, iar bobinele de flux nul asigură stabilizarea.

1.2. Considerații finale la levitația magnetică

Aplicarea oricărui din sistemele de levitație magnetică trebuie să țină cont de o multitudine de probleme: propulsia vehicolului, alimentarea magnetilor supraconductor, ecranarea magnetică, realizarea condițiilor criogenice etc. /103/. Ca mijloc de propulsie se impun în mod firesc motoarele liniare, dintre care mai ales cele de inducție (MLI) și cele sincrone (MLS). MLI oferă avantaje legate de construcția căii de levitație și de tolerarea variațiilor de viteză (nefuncționînd în sincronism). Problemele principale apar din cauza dimensiunii reduse a întrefierului și din cauza necesității asigurării colectării energiei electrice la viteze mari, peste 250 km/h impunîndu-se utilizarea unor captatori cu perii multiple (de contact și de curățare) -soluție experimentată la 504 km/h. MLS în varianta supraconductoare datorită cîmpului magnetic foarte intens creat, se pretează la integrarea într-o singură mașină a funcțiilor de levitație și propulsie /65/, asigură un interstițiu dintre vehicol și calea de levitație de cel puțin cu un ordin de mărime mai mare ca la MLI și nu necesită neapărat alimentarea cu energie în timpul mersului /51/ acesta putîndu-se stoca în magneti, dar vehicolul trebuie menținut sincronizat cu unda magnetică și pentru a reduce consumul de energie, înfășurările indusului (a căii de levitație)

se alimentează pe blocuri. Alimentarea acestor blocuri trebuie în așa fel comandată, încât să satisfacă un criteriu de optim, spre exemplu produsul dintre randament și factorul de putere $\lambda = \eta \cos \phi$ să fie maxim. Aplicând acest criteriu rezultă necesitatea satisfacerii în permanență a unei relații de interdependență dintre curentul prin indus și unghiul intern funcție de viteză, putându-se atinge la $v=500$ km/h un $\lambda=0,9$ /4/, /49/. O astfel de alimentare necesită un sistem de comandă complicat. O atenție deosebită trebuie acordată și prezenței armonicilor curenților de alimentare statorici, deoarece pulsațiile forțelor ce acționează asupra vehicolului, depind în măsură mai mare de aceste armonici decât de geometria căii de levitație /64/.

Pe plan mondial există preocupări și pentru propulsia cu motoare liniare de curent continuu /110/, /111/ sau de alte tipuri /15/, /99/ sau propulsii cu totul speciale /114/.

O cerință deosebită pentru înfășurările realizate din material supraconductor este evitarea cîmpurilor magnetice sau electrice alternative care pot conduce la tranziția în stare normală de conducție. Conform expresiei (1.9), curentul prin supraconductor nu este constant la sistemele de levitație cu bobine din cauza structurii discrete a acestora. Nu este constant nici în cazul sistemelor cu placă conductoare continuă din cauza oscilațiilor inerente pe verticală /76/. Dispozitivele de propulsie de asemenea introduc cîmpuri alternative. Se impune deci luarea unor măsuri speciale de ecranare.

Numeroasele experiențe care se efectuează sînt orientate fie spre modelarea unui sistem de levitație real dar simplificat /97/, fie spre reprezentări statice prin elemente concentrate (metoda impedanțelor etc. /73/). La cercetarea pe modele a dinamicii vehicolului deficiența fundamentală este legată de inexactitatea extinderii performanțelor modelului la scara situațiilor reale, avînd în vedere că timpul asociat mișcării vehicolului altfel depinde de dimensiunile geometrice decât timpul asociat fenomenelor magnetice.

Cap.2. MASINI SINCRONE SUPRACONDUCTOARE:
CONSIDERAȚII PRIVIND CIMPUL MAG-
NETIC, ECRANAREA ROTORULUI ȘI MO-
DUL DE REALIZARE A STATORULUI

Caracteristica esențială a unei mașini sincrone supraconduc-
toare este dispunerea pe rotor a unei înfășurări supraconduc-
toare de excitație ce permite creșterea considerabilă a densității cu-
rentului de excitație și deci a inducției din interstițiul induc-
tor-indus. Circuitul feromagnetic al unei asemenea mașini nu are
rol în conversia energiei, în principal din cauza saturării ace-
stui circuit, dar și datorită comportării nesatisfăcătoare a mate-
rialelor feromagnetice supuse la temperaturi criogenice. Funcția
acestui circuit se rezumă la limitarea cîmpurilor magnetice inten-
se la gabaritul mașinii. În figura 2.1 se prezintă construcția

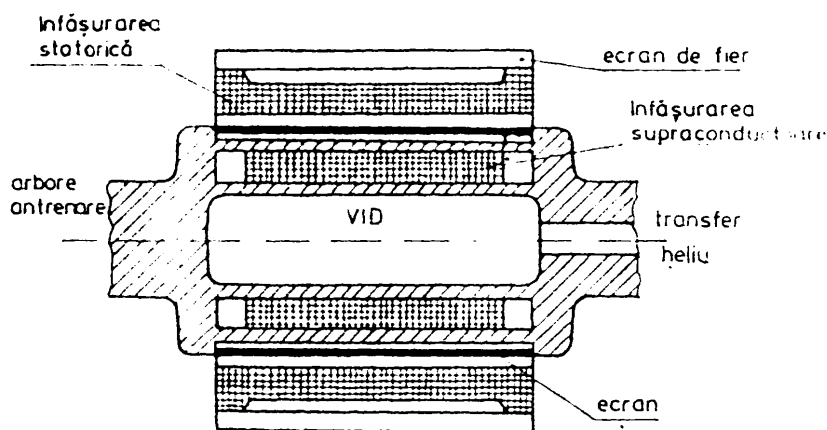


Fig.2.1. Mașina sincronă supraconducătoare

clasică a
unei mașini sincrone supraconducătoare, prevăzută cu un ecran de atenuare electro-dinamic și cu un ecran din material feromagne-

tic.

Evaluarea comportării mașinii sincrone supraconducătoare necesită cunoașterea funcției de timp a cîmpului magnetic, a curentului de excitație, a temperaturii, a pierderilor în inductor și în părțile criogenice, a eforturilor mecanice etc. Una din problemele de bază este însă determinarea valorilor locale ale inducției magnetice.

2.1. Câmpul magnetic din mașina sincronă supraconductoare

Metodele de calcul din literatură /58/, /63/, /96/, /100/ sînt deduse în ipotezele :

a) densitatea de curent J este constantă pentru secțiunile transversale ale înfășurărilor ;

b) variația axială a câmpului magnetic este nulă (neglijîndu-se efectul conductoarelor de capăt);

c) mediul magnetic este liniar, calculele efectuîndu-se pe cîte o înfășurare, iar apoi se aplică superpoziția efectelor.

În afara metodologiilor generale de calcul a câmpului magnetic /11/ se pot formula metode de calcul specifice configurației unei mașini sincrone supraconductoare (fig.2.2).

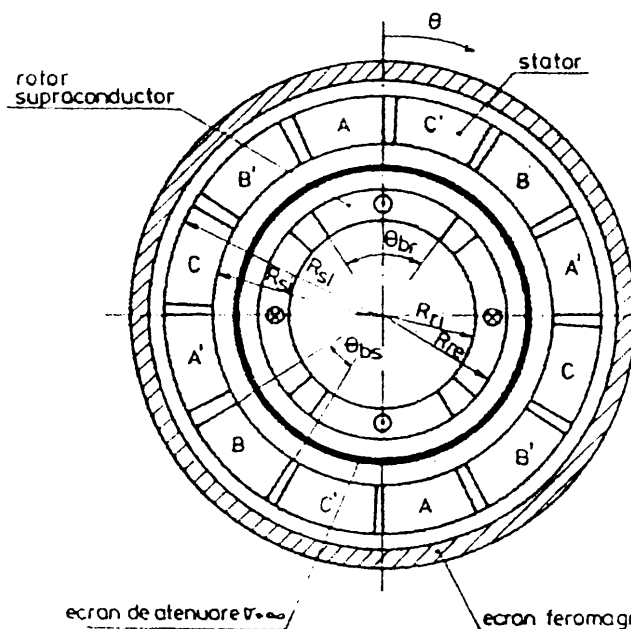


Fig.2.2. Secțiunea transversală a unei mașini sincrone supraconductoare

a) Metodă de calcul bazată pe determinarea mărimilor globale. Inductivitățile proprii și mutuale ale fiecărei înfășurări se pot calcula pornind de la următoarele date: numărul perechilor de poli p , razele interioare și exterioare R ale corpurilor cilindrice din mașină, deschiderea unghiulară θ a polilor și densitatea de curent J . Calculul se efectuează în coordonate polare.

Considerînd o înfășurare, aceasta se divide după direcția radială în straturi de grosimea dR caracterizate prin pături de curent $K(\theta) = JdR$. Deoarece distribuția lui K pe circumferința acestor straturi este periodică (fig.2.3.a), K se poate dezvolta în serie Fourier :

$$K(\Theta) = \sum_n K_n \cos(np\Theta) \quad (2.1)$$

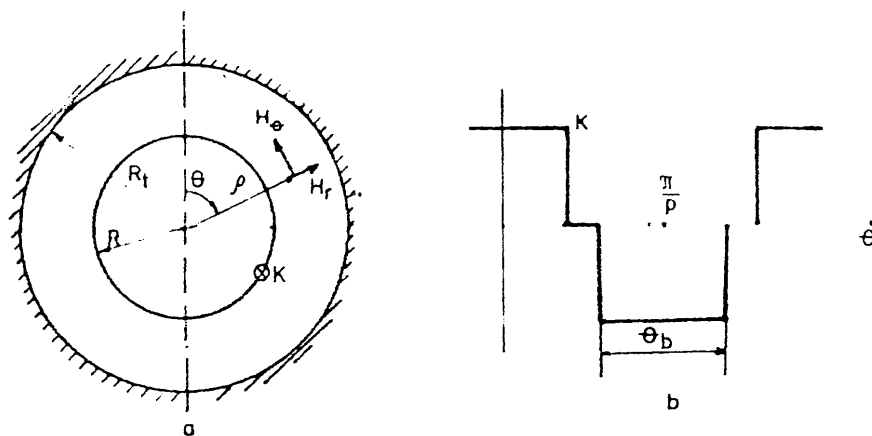


Fig.2.3. a) Sistemul de calcul; b) variația lui K

Componentele după ρ și Θ ale cîmpului magnetic al unui sistem format dintr-o pătură de curent sinusoidală cu rază constantă concentrică cu o frontieră cu raza R_t caracterizată fie prin $\sigma \rightarrow \infty$ fie prin $\mu \rightarrow \infty$ (fig.2.3.b) sînt calculabile cu relațiile :

pentru $\rho < R$

$$H'_{\rho_1} = - \sum_n K_n / 2 (\rho/R)^{np-1} [1_{\pm}(R/R_t)^{2np}] \sin(np\Theta)$$

$$H'_{\Theta_1} = - \sum_n K_n / 2 (\rho/R)^{np-1} [1_{\pm}(R/R_t)^{2np}] \cos(np\Theta)$$

iar pentru $\rho > R$

(2.2)

$$H'_{\rho_2} = - \sum_n K_n / 2 (R/\rho)^{np+1} [1_{\mp}(\rho/R_t)^{2np}] \sin(np\Theta)$$

$$H'_{\Theta_2} = - \sum_n K_n / 2 (R/\rho)^{np+1} [1_{\mp}(\rho/R_t)^{2np}] \cos(np\Theta)$$

În combinațiile de semne (\pm) din relațiile (2.2) semnul superior se aplică în cazul $\mu \rightarrow \infty$ (ecranul feromagnetic) iar semnul inferior în cazul $\sigma \rightarrow \infty$ (ecranul electrodinamic).

Cîmpul dat de o înfășurare întreagă se obține integrînd după R :

$$H = \int_{R_1}^{R_2} H' dR \quad (2.3)$$

Pentru determinarea inductivităților, fiecare înfășurare se consideră compusă din înfășurări elementare de coordonate (ρ, ψ) și numărul de spire

$$d^2N = 2N [\epsilon_b (R_e^2 - R_1^2)]^{-1} \rho d\rho d\psi \quad (2.4)$$

unde N este numărul total de spire al înfășurării.

Fluxul ce traversează suprafața unei înfășurări elementare:

$$d^2\phi = \int_0^l d^2N \int_{\psi-\pi/p}^{\psi} H_\rho \rho d\psi \quad (2.5)$$

și deci fluxul ce înfășurată o înfășurare, este :

$$\phi = 2\mu_0 N l [\epsilon_b (R_e^2 - R_1^2)]^{-1} \int_{-\theta_b/2}^{\theta_b/2} \int_{R_1}^{R_e} \int_{\psi-\pi/p}^{\psi} H_\rho \rho^2 d\rho d\psi d\theta \quad (2.6)$$

Dacă H_ρ este cîmpul propriu al înfășurării elementare caracterizată prin ψ , expresia (2.6) împărțită la curentul I dă valoarea inductivității proprii a înfășurării din care face parte cea elementară; dacă H_ρ este produs de o altă înfășurare, atunci din expresia (2.6) se obține inductivitatea mutuală corespunzătoare.

Relațiile lui Maxwell privitoare la inductivități, permit în continuare obținerea fluxurilor totale ce înfășurată fiecare înfășurare.

$$\begin{bmatrix} \phi_A \\ \phi_B \\ \phi_C \\ \phi_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AB} & M \cos \varphi \\ M_{AB} & L_A & M_{AB} & M \cos(\varphi - 2\pi/3) \\ M_{AB} & M_{AB} & L_A & M \cos(\varphi + 2\pi/3) \\ M \cos \varphi & M \cos(\varphi - 2\pi/3) & M \cos(\varphi + 2\pi/3) & L_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_R \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

În relațiile (2.7) inductivitățile mutuale dintre diferite faze s-au considerat egale între ele, de asemenea inductivitățile proprii și s-a considerat că inductivitatea mutuală dintre rotor și o fază variază sinusoidal funcție de poziția rotorului; neexistînd material magnetic în rotor, inductivitățile proprii nu depind de poziția acestuia.

Neglijînd rezistența înfășurărilor, tensiunea indusă într-o fază în regim staționar, este :

$$U_A = - d\phi_A/dt = - I_A \sin \omega t - E_R \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.8)$$

unde $\mathbf{I}_A = (L_A - M_{AB})\omega$, $\mathbf{E}_R = \omega M \mathbf{i}_R$ iar γ este unghiul dintre cîmpul statoric și cel rotoric.

B) Metodă de calcul bazată pe determinarea mărimilor locale.

Soluția în coordonate polare a ecuațiilor diferențiale pentru potențialul magnetic vector A al unui punct oarecare din mașină, este dată de expresia generală:

$$A(\varrho, \theta, t) = [aF(\varrho) + bG(\varrho) + H(\varrho)] i \cos(p\theta) e^{j\omega t} \quad (2.9)$$

Această expresie se particularizează pentru :

- domeniile fără curent și cele cu înfășurări :

$$F(\varrho) = \varrho^p, \quad G(\varrho) = \varrho^{-p} \quad \text{și}$$

$$H(\varrho) = -\mu_0 \varrho^2 / (4-p^2) \quad \text{la } p \neq 2,$$

$$H(\varrho) = \mu_0 \varrho^2 (1 - 4 \lg \varrho) / 16 \quad \text{la } p = 2;$$

- domeniile în care apar curenți corespunzător unor tensiuni induse (ecrane) :

$$F(\varrho) = J_p(\alpha \varrho), \quad G(\varrho) = Y_p(\alpha \varrho) \quad \text{cu}$$

$$\alpha = j^{3/2} \sqrt{2/\delta} \quad \text{și} \quad 2/\delta = \mu_0 \mu \sigma \omega.$$

unde J_p este funcția Bessel de prima speță. Notînd cu i un domeniu oarecare din mașină, cu R rotorul iar cu S statorul, potențialul magnetic vector din domeniul i este dat de :

$$A(\varrho, \theta, t) = [a_{iR} F_1(\varrho) + b_{iR} G_1(\varrho) + H_1(\varrho)] i_R \cos(p\theta) e^{j\omega t} + \\ + [a_{iS} F_1(\varrho) + b_{iS} G_1(\varrho) + H_1(\varrho)] i_S \cos(p\theta) e^{j\omega t} \quad (2.10)$$

Constantele de integrare a_{iR} , b_{iR} , a_{iS} , b_{iS} se determină din condițiile de limită ale domeniilor considerate, scrise pentru A și $\partial A / \partial \varrho$. Cunoșcînd valorile obținute pentru A , se pot evalua mărimile locale care caracterizează mașina: inducția magnetică $\bar{B} = \text{rot} \bar{A}$, cîmpul electric $\bar{E} = -j\omega \bar{A}$, curenții $i = -j\omega \sigma \bar{A}$, fluxul prin pol pe unitate de lungime $\Phi = -2A$, tensiunea $U = - \int j\omega A d\ell$ etc.

c) Metodă de calcul bazată pe model de quadripol.

În cadrul acestei metode, mașina sincronă supraconductoare este modelată după cele două axe d și q prin cîte o rețea de impedanțe echivalente, formată din quadripoli T . Pornind de la ecuațiile cîmpului magnetic pentru fiecare domeniu ce se poate distinge pe secțiunea transversală a mașinii, se deduc valorile impedanțelor din configurația quadripolului T rezultînd pentru :

- spațiul dintre cilindrii ce compun mașina (fig.2.4.a)

$$\begin{aligned} X_0 &= 4/\pi \omega \mu_0 \ell N_s^2 k_b^2 \\ X_1 &= X_0 (r_e - r_i) / (r_e + r_i) \\ X_2 &= 2 r_e r_i X_0 / (r_e^2 - r_i^2) \end{aligned} \quad (2.11)$$

- suporturile înfășurărilor statorice și rotorice, considerate ca medii conductoare (fig.2.4.b), echivalente prin aceleași impedanțe X_0 , X_1 , X_2 cu precizarea valorilor curenților de alimentare :

$$\underline{I}_a = \underline{I}_w / k \quad \left\{ \begin{array}{l} \underline{I}_w = 3/2 \underline{I}_S, \text{ pentru stator;} \\ \underline{I}_w = \underline{I}_R, \text{ pentru rotor;} \end{array} \right. \quad (2.12)$$

+ ecranele conductoare (fig.2.4.c)

$$\begin{aligned} R_p &= X_0 / (\omega \mu_0 k r_m h) \\ X_p &= X_0 r_m / h \end{aligned} \quad (2.13)$$

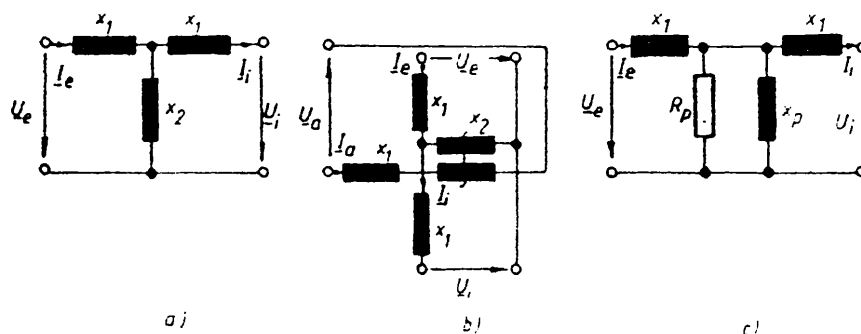


Fig.2.4. Cuadripolii T echivalenți pentru: a) spațiul dintre cilindri ce compun mașina; b) suporturile înfășurărilor statorice și rotorice; c) ecrane

În aceste relații semnificația simbolurilor pentru mărimi, este:

ω - pulsația, ℓ - lungimea mașinii, N - numărul de spire, k_b - factor de bobinaj, r - ordonata radială; k - numărul de subdomenii în care s-au divizat domeniile considerate; h - grosimea subdomeniului; I , U - curenți și tensiuni reprezentate în complex; iar pentru indicii simbolurilor: S - stator, R - rotor, e - exterior, i - interior, m - medie, a - alimentare, p - paralel.

Cuadripolii T echivalenți pe domenii, se interconectează pentru modelul întreg în serie, numărul total de cuadripoli depinzând de problema urmărită, fiecare domeniu divizându-se în mai multe

subdomenii caracterizat printr-un cuadripol propriu. De exemplu dacă se analizează fenomene de joasă frecvență sînt suficienți 2-3 cuadripoli pentru ecran, dar la frecvențe mai mari, cel puțin 5.

Rețeaua finală se completează cu reactanțele și rezistențele corespunzător valorilor ce caracterizează înfășurările rotorului și statorului (reactanțele de dispersie, rezistențele conductoarelor).

După cum se observă calculele consideră și suporturile nemagnetice slab conductoare ale înfășurărilor, deoarece în regim tranzitoriu și acestea contribuie la amortizarea componentelor cu variație rapidă. Metoda se pretează deci analizei comportării și în regim tranzitoriu. În general, pentru determinarea variațiilor locale ale cîmpului magnetic și a pierderilor rotorice în acest regim, se pornește de la variația presupusă în timp a tensiunii de la bornele mașinii și se obțin variațiile curenților din înfășurări.

2.2. Ecranarea electrodinamică a rotorului

Analizînd diversele influențe care au loc asupra rotorului supraconductor, s-a ajuns la concluzia necesității ecranării acestuia. Motivele principale se pot sintetiza ca fiind următoarele:

- a) protecția înfășurării de excitație supraconductoare de cîmpurile magnetice variabile;
- b) protecția rotorului de acțiunea forțelor și cuplurilor electromecanice tranzitorii de valori mari;
- c) amortizarea pendulărilor mașinii.

Ecranarea contribuie la minimalizarea cerințelor de răcire. Ca răspuns la cîmpurile magnetice variabile în timp din indus (în sistemul de referință rotor), ecranul suportă curenții imagine, reducînd mult cîmpurile magnetice alternative din regiunea înfășurării supraconductoare. Astfel se reduc substanțial pierderile prin histereză și curenți turbionari în supraconductor și în structura mecanică a rotorului /122/. În cazul avariilor din indus, cîmpurile rotorice și ale indusului interacționează, producînd forțe și cupluri mari, variabile în timp. Această tendință se manifestă cu atît mai mult cu cît reactanțele supratranzitorii la mașinile sincrone supraconductoare sînt mai mici (în vederea îmbunătățirii stabilității dinamice) decît la mașinile convenționale /61/. Aces-

te forțe pot fi preluate de ecran și prin urmare suportul mecanic al înfășurării de excitație poate fi proiectat să reziste la un cuplu de aproximativ zece ori mai mic /120/, /121/ decât fără ecran, rezultând reducerea substanțială a căldurii prin conducția termică a acestui suport. De asemenea, radiațiile termice îndreptate spre excitație, sînt interceptate de ecran.

Calitatea ecranului de a satisface funcțiile electrodinamice depinde de constanta lui de timp, care la rîndul său determină cît de mult și cît de repede poate să traverseze un cîmp magnetic variabil, ecranul. Valoarea constantei de timp trebuie aleasă luînd în considerare trei cerințe:

a) efectul de amortizare a pendulărilor este maxim la φ constantă de timp nu prea mare (0,2...0,5 s la frecvența de 2...5 Hz);

b) efectul ecranării electromagnetice a excitației supraconductoare de acțiunea fluxurilor asincrone (incluzînd cele rezultate din curenții de secvență inversă) necesită o constantă de timp cît mai mare;

c) rapiditatea răspunsului la comenzile date curentului de excitație, necesită o constantă de timp mică.

Presupunînd că funcția de bază a comenzii excitației este reglarea tensiunii, constanta de timp optimă pentru amortizarea pendulărilor este suficient de mică și pentru a permite un reglaj adecvat a tensiunii /67/. În continuare, dacă grosimea și conductivitatea ecranului sînt astfel alese ca adîncimea de pătrundere a unor cîmpuri de 50 Hz să fie sub grosimea ecranului, atunci ecranul respectiv va fi cel potrivit. În orice caz, constanta de timp depinde aproape direct proporțional de aria secțiunii transversale a ecranului /1/, /23/.

O altă considerație este încălzirea ecranului datorită curenților ce apar în urma tensiunilor induse în ecran. La o mașină de 2000 MVA, presupunînd prezența unui curent de secvență inversă de 10%, în ecran se disipă aproximativ 30 kW /121/. Deoarece timpii afectați difuziei termice ai ecranelor sînt mari în raport cu durata unei avarii (cînd încălzirea scurtă este de cîteva ori mai mare ca în regim staționar), capacitatea calorică a ecranului se poate optimiza în așa fel încît mărimea $I_2^2 t$ al mașinii să fie corespunzător de mare.

Asigurarea rezistenței mecanice a ecranului, aflat sub influența forțelor și cuplurilor din perioadele tranzitorii, este o

altă cerință care trebuie satisfăcută. Mărirea grosimii peretelui ecranului nu este avantajoasă din cauza creșterii concmitente a interstițiului inductor-indus. Fixarea lui rigidă de capetele rotorului nu este de asemenea avantajoasă deoarece momentele de torziune tranzitorii sînt transferate rotorului.

Primele ecrane electrodinamice utilizate (la generatoarele de 45 kVA și 2 MVA de la MIT) au funcționat la temperaturi criogenice rigid fixate de rotor, servind astfel ca și ecrane de radiații termice. Dezavantajul lor a fost rezistența electrică mică și deci amortizare neadecvată. Un ecran ce ar funcționa la temperatura mediului ambiant anihilează acest dezavantaj, dar necesită o distanță mărită față de rotorul criogenic pentru a permite realizarea unei izolații termice cu vid suficiente, reducînd cuplajul inductor-indus.

Pentru ca un ecran să preia în condiții bune eforturile mecanice tranzitorii pe durata avariilor, el trebuie să aibă grosimea peretelui de cîteva zeci de milimetri. În vederea reducerii acestei grosimi și pentru a micșora diferența de temperatură dintre ecran și excitație (dar asigurînd o bună amortizare a curenților din el) s-au conceput numeroase soluții /24/, /45/, /59/, /79/, /94/, /121/.

a) Ecranul flexibil. Constă din doi cilindri concentrici (fig.2.5) dintre care unul subțire la temperatura criogenică este fixat de rotor (separat prin vid de supraconductor), iar celălalt exterior de asemenea subțire, se află la temperatura mediului ambiant. Ecranul interior are funcția ecranului de radiație termică. Constanta lui de timp este suficient de lungă pentru a atenua cîmpurile variabile în timp,

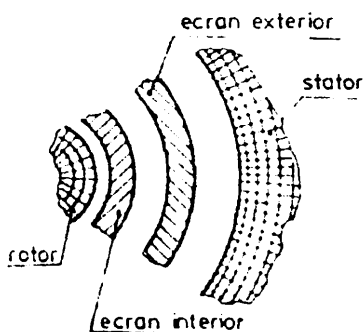


Fig.2.5. Sistemul cu ecran flexibil

magnetic aflat între cele două ecrane, la o deformare substanțială generează forțe antagoniste semnificative care pot fi făcute des-

permițînd însă transmiterea modificării fluxului de excitație la o comandă dată circuitului rotoric. Constanta de timp a ecranului exterior este astfel aleasă încît să permită o amortizare optimă a pendulărilor mașinii.

În cazul apariției unei forțe normale asupra ecranului exterior, acesta se deformează, iar cîmpul

tul de mari ca cele două ecrane să nu se atingă (efect de rigidizare magnetică). Acțiunea acestor forțe antagoniste este preluată de ecranul interior și deci de structura suport a rotorului, ea trebuind să fie rezistentă la aceste sarcini.

Deoarece ecranul exterior se deformează la fiecare rotație a rotorului, în ambele ecrane se induc tensiuni care dau naștere la curenți variabili în timp și puterea disipată atinge valori importante ($5,3 \cdot 10^3$ kW în ecranul interior și $9,2 \cdot 10^4$ kW în ecranul exterior pentru un generator de 2000 MVA).

Avantajul ecranului flexibil este reducerea dimensiunii și greutateii sistemului de ecran față de sistemele rigide. Dacă însă ecranele sînt prea subțiri în vederea permiterii unei deformări suficiente, ele nu rezistă la acțiunea cuplurilor de torsiune. În scopul eliminării acestui neajuns, ecranul flexibil se montează liber rotativ față de rotor, caz în care poate fi accelerat și deci să preia aceste cupluri. Dacă nu se utilizează această soluție, atunci ecranul exterior trebuie să aibă un diametru mult prea mare (pentru ecranul din oțel inoxidabil al unui generator de 2000 MVA, raza minimă trebuie să fie de 0,22 m, grosimea peretelui de 2,7 cm ca să reziste la un cuplu de zece ori cel nominal).

b) Ecranul bobinat. Se utilizează avantajul conductivității ridicate a materialelor nesupraconductoare aflate la temperaturi criogenice. Disiparea curenților ce apar datorită tensiunilor induse în ecran, necesară unei amortizări bune, se realizează în rezistoare externe la temperatura mediului ambiant.

Deoarece estimările arată că t.e.m. indusă la o spiră a ecranului bobinat sînt de 3 kV în prezența a 10% curent de secvență inversă, o înfășurare tip colivie este corespunzătoare (Tan, 1976, MIT). Barele conductoare se conectează în exterior la niște elemente rezistive (fig.2.6) al căror reglaj poate modifica cons-

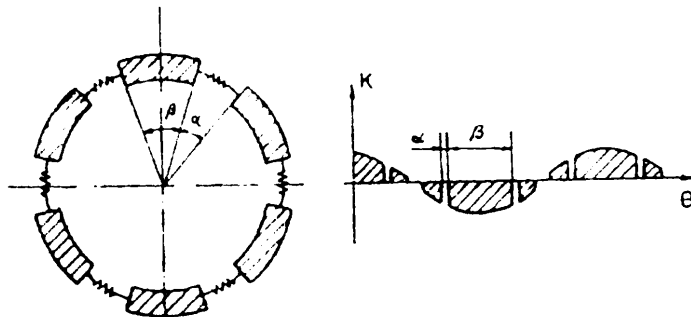


Fig.2.6. Vederea frontală și distribuția păturii de curent la ecranul colivie

tanta de timp a ecranului.

Pentru un ecran cu bare din cupru de 1 cm grosime, care funcționează la temperatura azotului lichid, raportul căldurilor disipate în bare respectiv în rezistoare se estimează a fi 9, iar dacă ecranul funcționează la 20 K acest raport poate fi și 100.

Fixarea acestui tip de ecran se poate face fie rigid la rotor, dar atunci pentru a rezista cuplurilor și forțelor tranzitorii are nevoie de un scut metalic gros, fie liber rotativ, care situație totuși nu este satisfăcătoare la mașini din domeniul de 10^6 kW.

Mașina cu ecran bobinat are cerințe de răcire suplimentare. Deoarece rotorul criogenic, la soluția ecran fixat de el, trebuie să preia toate cuplurile tranzitorii, axul său de torsionare trebuie să aibă pereți mai groși. Surplusul de răcire necesar compensării acestui factor este însă rezonabil. De asemenea, este rezonabilă răcirea cerută de conductoarele de legătură între rezistoarele externe și ecranul criogenic. O sarcină de răcire mai importantă se datorește pierderilor ohmice din însăși înfășurarea criogenică a ecranului când acesta este parcurs de curenții datorati tensiunilor induse în el. Aceste pierderi se apreciază a fi de 200 W la o mașină de 2000 MVA, la curenți obișnuiți de secvență inversă, staționari. Dar la avarii în ecran pot curge curenți foarte mari, care ar putea cauza o creștere semnificativă (de ordinul 10 K) a temperaturii ecranului. Evident, această mărire de temperatură nu trebuie să ajungă la rotorul supraconductor.

c) Ecranul hipersincron. În vederea reducerii substanțiale a cheltuielilor de răcire s-a propus realizarea cu două rotoare a mașinii sincrone supraconductoare (Smith, Renard, 1972). Varianta practică (fig. 2.7) constă dintr-un ecran aflat la temperatura mediului ambiant antrenat la o turație puțin mai mare decât cea sincronă. În felul acesta ecranul împreună cu înfășurarea supraconductoare formează un motor de inducție în gol, exercitându-se un cuplu asupra rotorului, care este deci pus în mișcare. Ecranul antrenat poate fi prevăzut cu o înfășurare auxiliară polifazată pentru realizarea cuplajului magnetic cu rotorul sau poate fi pur și simplu din material bun conductor. De asemenea, există și posibilitatea unei construcții, la care ecranul să fie prevă-

zută cu o înfășurare alimentată în c.c. și deci rotorul supraconducător să se rotească în sincronism cu el /22/, /27/.

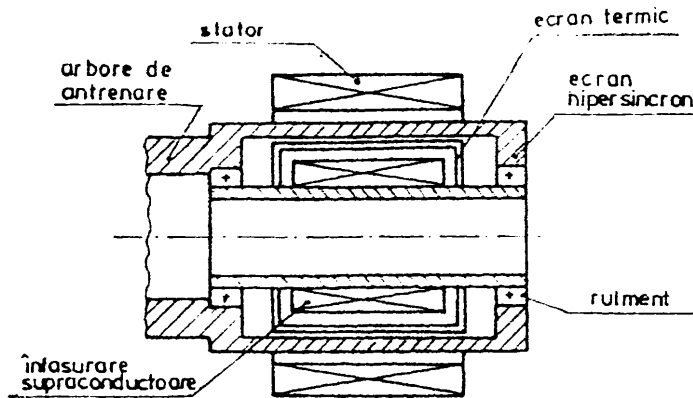


Fig.2.7. Alternator cu ecran hipersincron

de 50 MVA, una de concepție clasică și cealaltă de concepție hipersincronă apar în felul următor: pierderi termice la 4 K:65 W și 14 W, puterea necesară a sistemului de răcire: 50 kW și 10 kW, volumul de heliu necesar unei autonomii de două ore: 250 ℓ și 50 ℓ. Cresc însă dimensiunile mașinii, masa materialului supraconductor utilizat fiind de 0,42 t la mașina clasică și 0,49 t la cea cu ecran hipersincron.

Din studiul cu programe de simulare pe calculator a comportării în regim tranzitoriu a unei mașini supraconducătoare cu ecran hipersincron rezultă însă anumite dezavantaje /44/. Astfel, la apariția unui scurtcircuit trifazat rotorul supraconductor va avea oscilații de amplitudine mare, momentul de torsiune ce se exercită asupra lui atinge valoarea de 4,6 u.r., iar asupra arborelui de antrenare de la turbină valoarea de 7 u.r. față de 3 u.r. de la mașina de concepție clasică. Rezultă necesitatea creșterii dimensiunilor atât pentru rotorul interior cât și pentru cel exterior pentru a mări inerția lor.

În încheiere se menționează, că pentru protecția eficientă a înfășurării supraconducătoare este necesară realizarea unui cuplaj cât mai bun între înfășurările ecranului și indusul și un cuplaj cât mai slab între înfășurarea de excitație și ecran. Dacă K_1 și K_2 reprezintă coeficienții corespunzători celor două cuplaje, este de dorit ca $K_1 \approx 1$ iar $K_2 \approx 0,7 \dots 0,8$ /92/. De asemenea, un

Soluția
amelioară mult
izolarea termică a supraconducătoarelor și micșorează substanțial pierderile datorate curenților tranzitorii, rezultând economii care la două mașini supraconducătoare

rol hotărîtor în mărirea puterilor disipate în ecrane îl au dimensiunile și poziția suporturilor din oțel ale ecranului /107/.

2.3. Statorul mașinii sincrone supraconductoare

Aproximativ 50% din câștigul potențial al folosirii înfășurării supraconductoare rezultă din mărirea secțiunii transversale a conductorului activ din indus /120/. Eficiența utilizării înfășurării statorice depinde de valoare inducției magnetice la nivelul diametrului mijlociu al acestei înfășurări valoarea căreia depinde în primul rînd de inducția dată de inductor și de modul ecranării magnetice din exteriorul statorului. În acest sens sînt posibile următoarele soluții:

- fără ecranare. Este o soluție inadmisibilă, inducția magnetică avînd valori importante chiar la distanțe mari (10^{-3} T la 10 m), conducînd la pierderi, încălziri, perturbații în mediul înconjurător;

- cu ecran feromagnetic. Se montează cît mai aproape de înfășurarea indusului o coroană feromagnetică. Sistemul concentrează fluxul magnetic la spațiul limitat interior de această coroană și prezintă la aceeași putere considerată avantajele: a) reducerea solenației inductoare; b) micșorarea lungimii mașinii;

- cu ecran conductor. Se montează de asemenea în jurul înfășurării statorice, însă cît mai departe de aceasta. Inconveniența soluției este atenuarea valorii inducției radiale și la nivelul înfășurării statorice, precum și mărirea excesivă a gabariturii mașinii, nepermițînd executarea unei legături simple a mașinii cu fundația.

Ca exemplu, inducția medie radială și tangențială din statorul unui crioalternator cu patru poli în cele trei soluții de ecranare expuse are valorile /48/ : 0,7 ; 1 ; 0,67 T respectiv 0,7 ; 0,27 și 0,72 T.

Studiile efectuate favorizează oricum ecranul feromagnetic deși argumente economice pe deplin convingătoare încă nu s-au găsit /55/. Astfel, se arată /108/ că rotoarele prevăzute cu excitația supraconductoare pot produce în zilele noastre cîmpuri magnetice atît de intense, încît grosimea necesară ecranului din coroană feromagnetică nu este rațională anulînd beneficiul obținut prin micșorarea lungimii mașinii.

Diferențele fundamentale dintre statorul unei mașini con-

venționale și cel al unei mașini supraconductoare se pot rezuma la :

- valoarea inducției la nivelul mijlociu al indusului pentru o criomașină este în jur de $2T$, iar la nivelul diametrului interior poate fi și de $3T$, făcând inoportună utilizarea unui circuit feromagnetic pentru înfășurarea statorică;

- în lipsa fierului, inducția este mare în conductoare, componenta tangențială nefiind neglijabilă, ceea ce necesită o lițare fină și pas de transpunere scurt în vederea reducerii pierderilor prin curenți turbionari;

- valoarea mare a fluxului care înlăntuie înfășurarea statorică, induce tensiuni mari pe unitatea de lungime. În plus, volumul ocupat de fier la mașinile convenționale se poate utiliza la mașinile supraconductoare pentru înfășurări;

- reducerea distanțelor de izolație dintre spirele vecine;

- preluarea eforturilor mecanice de structura de susținere a conductoarelor statorice.

La proiectarea înfășurării statorice se pot aborda mai multe variante /46/, /70/, /78/. Astfel, la o înfășurare analoagă celor convenționale conductoarele se poziționează evitând diferențele mari de tensiune între ele, cel puțin în interiorul aceleiași strat. Soluția necesită benzi izolante între straturi. Înfășurarea cu geometrie toroidală (conductoarele sînt întoarse în exteriorul ecranului de protecție) permite obținerea unor diferențe de tensiuni mici între conductoarele adiacente. Pentru a evita problemele de izolație față de ecranul exterior, acesta se poate segmenta în porțiuni izolate între ele, fiecare segment al ecranului putîndu-se afla la un potențial apropiat celui la care se găsesc conductoarele adiacente lui. Indusul bobinat elicoidal este o înfășurare specială, care elimină porțiunile drepte ale capetelor de bobină.

Utilizarea înfășurării indusului la o densitate ridicată de curent pune problema răcirii artificiale a acestuia. Pentru alternatorul de 45 kVA de la MIT răcirea s-a realizat integral cu aer. Pentru construcțiile corespunzătoare puterilor mai mari această răcire nu este suficientă. Dacă răcirea este realizată cu azot la 80K, tensiunea de funcționare se poate dubla, avînd în vedere proprietățile izolante ale acestuia. Totuși, răcirea criogenică nu este avantajoasă, deoarece deși pentru un crioalternator de 3000 MW pierderile totale pentru înfășurarea statorică se reduc de la 5200 kW

(răcire cu apă) la 1600 kW (răcire cu azot lichid), dar pierderile totale socotind puterea de refrigerare necesară menținerii temperaturii de 77 K cresc la 13500 kW /48/. Pentru statorul alternatorului de 2 MVA de la MIT s-a prevăzut răcire prin circulație forțată de ulei de transformator, ce curge axial printre conductoarele rotunde asamblate în bare rectangulare. Căldura acumulată în ulei se evacuează prin intermediul unui schimbător de căldură ulei-aer.

În fine, sînt luate în considerare /81/ și mașini sincrone cu stator răcit la temperatura heliului lichid, echipat și el cu înfășurări supraconductoare. Realizarea unei astfel de mașini presupune însă utilizarea unor materiale supraconductoare insensibile la regimul de c.a.

2.4. Considerații finale la mașini sincrone supraconductoare

Studiile de prognoză arată că generatoarele sincrone supraconductoare de puteri cuprinse între 1500 și 3000 MVA sînt în fază de apariție recentă. Calculul circuitelor electrice în regim supraconductor are cîteva particularități /83/, /84/, /85/, /86/ ce derivă de la rezistența nulă și de la efectul Meissner-Ochsenfeld (repartiția cuazisuperficială a inducției în conductor). Sistemul ecuațiilor lui Maxwell trebuie completat cu relația lui London pentru a ține seama de purtătorii de sarcină în regim supraconductor. Apar dificultăți la aprecierea constantelor de timp deoarece valoarea rezistențelor fie că nu poate fi acceptată întotdeauna nulă, fie că în multe cazuri ea poate varia într-un domeniu nedefinit de valori în jurul unor mărimi critice impuse de regimurile termice și electromagnetice.

Datorită reactanțelor supratranzitorii mici ($x_d'' = x_q'' = 0,22$) stabilitatea dinamică a generatoarelor supraconductoare este mai bună decît a celor convenționale, dar valorile acestora nu pot fi coborîte prea mult din cauza cuplurilor mari ce pot apare la arborele generator-turbină /25/, /58/, /109/. Anumite îmbunătățiri în acest sens se obțin prin utilizarea ecranelor rigide sau liber rotative dintre rotor și stator /34/, /35/. Diferențe mai mari apar între reactanța sincronă a mașinii supraconductoare și a mașinii convenționale $x_d = 0,54$ față de 2,47. Aceasta, împreună cu constanta mare de timp la scurtcircuit ($T_d' = 15$ s) contribuie la persistența unei componente permanente a curentului de scurtcircuit statoric de valoare mare /5/, /31/, /54/, /66/.

Cap.3. CRIOTRANSMISIA ELECTRODINAMICA

Este varianta criogenică realizată cu înfășurări supraconductoare a transmisiei electrodinamice. Forțele de propulsie și levitație se obțin de la un motor de inducție cu indus liniar constituit din calea de levitație, care va avea o configurație specială pentru a asigura un ghidaj electrodinamic față de deplasările laterale și tot în acest scop, rotorul se prevede cu înfășurare dublă în direcția transversală. Inductorul acestei mașini, prevăzut cu înfășurări supraconductoare realizează câmpul variabil prin rotirea lui, viteza de rotație fiind parametrul de comandă al levitației și propulsiei. La rîndul lui, acest inductor este acționat ca elementul rotor al unui motor sincron cu stator arc, alimentat cu un sistem trifazat de curenți cu frecvență reglabilă.

Necesitatea utilizării înfășurărilor supraconductoare rezultă din cerințele legate de forțele și deci de câmpul magnetic care trebuie creat pentru un dispozitiv cu aplicabilitate în transporturi. Avînd în vedere caracterul parțial deschis al circuitelor magnetice ce intră în compunerea mașinii, solenația de excitație trebuie să aibă valori foarte ridicate.

Avantajul principal față de sistemele electrodinamice de levitație, ghidaj și de propulsie cu magnetii supraconductori plani, îl constituie realizarea integrată a celor trei funcții. În zestrînd un vehicol cu mai multe astfel de sisteme, se poate asigura levitația lui și în poziție de repaus (oprirea în gară).

3.1. Elemente constructive și principiul de funcționare

Concepția de ansamblu a unui sistem de criotransmisie electrodinamică pentru utilizarea lui ca model de cercetări experimentale se poate urmări pe figura 3.1. Statorul 1, de forma unui arc cu înfășurare dublu trifazată formează partea fixă a motorului sincron, ce are ca rotor magnetul supraconductor 5, legat în scopul unor măsurători prin cupla torsionometrică 8 de o mașină de c.c., 7. Calea de levitație 6, în care se induc curenții care produc forțele de levitație, propulsie și ghidaj se află la o distanță oarecare de rotor, permițînd înzestrarea mașinii cu un ecran conductor 2. Acest ecran liber rotativ pe axul rotorului preia fenomenele tranzitorii ce apar și protejează rotorul supraconductor. Mașina de

c.c.; 7, se prevede doar pentru scopuri de cercetare, nefăcînd

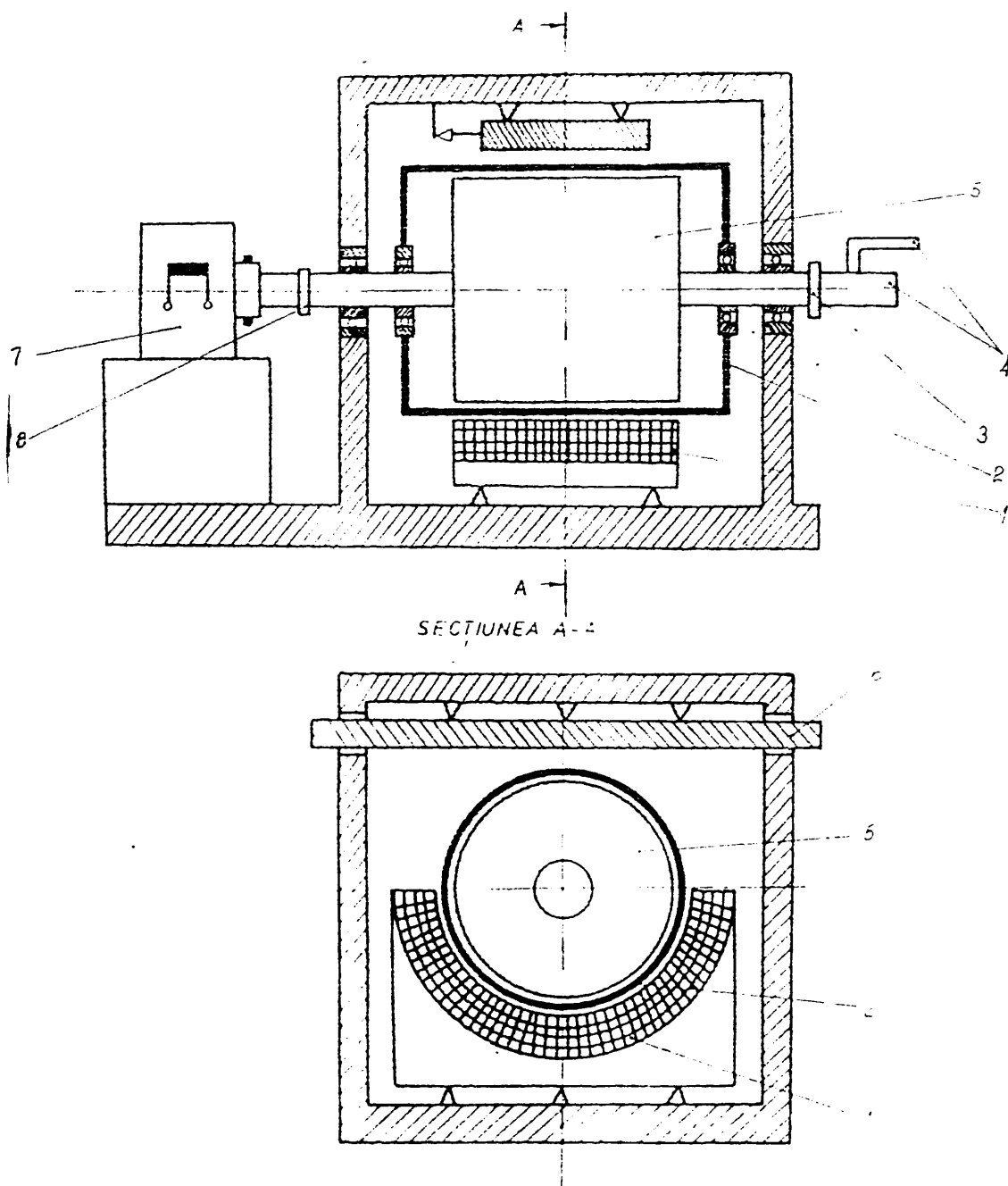


Fig.3.1. Model de cercetări experimentale pentru crio-transmisia electrodinamică:1-stator cu înfășurare trifazată;2-ecran cilindric;3-sistem de inele colectoare;4-conexiunile la sistemul frigorific și vid;5-rotor supraconductor;6-calea de levitație;7-mașină de c.c. cu stator basculant;8-cuplă torsiometrică

parte din sistemul propriu-zis.

Antrenarea rotorului se face prin interacțiunea lui cu statorul trifazat alimentat de la un sistem redresor comandat-invertor, cu comandă de la traductor de poziție. Utilizarea părții inferioare a rotorului ca excitație pentru propulsia acestuia în regim de motor sincron conduce la funcționarea cu factor de putere capacitiv, reducând mult dimensiunile și greutatea invertorului. Randamentul sistemului, conform unor aprecieri teoretice prealabile /16/ va fi de 60...64%, iar factorul de putere de 0,85...0,9 la viteze mari. Frînarea recuperativă se va face prin trecerea motorului sincron în regim de generator, schimbând semnul unghiului de putere.

Soluția adoptată atât pentru înfășurarea statorului cât și pentru înfășurarea rotorului are forma din figura 3.2. Această formă permite realizarea ghidaajului magnetic.

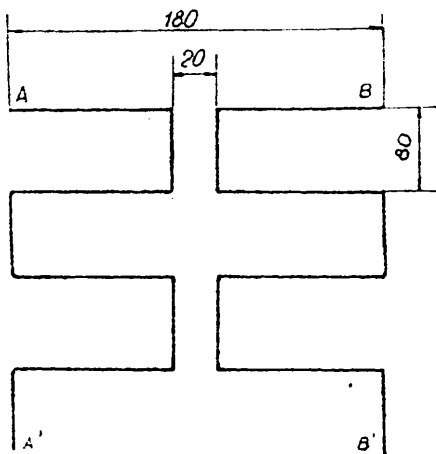


Fig.3.2. Forma înfășurărilor în aceste ochiuri, se crează o forță de propulsie și una de levitație.

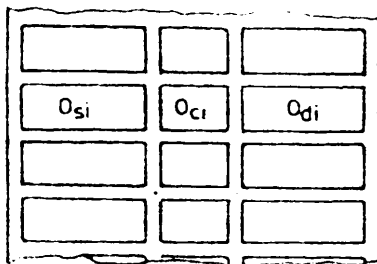


Fig.3.3. Configurația căii de levitație

Forțele de propulsie și de levitație se realizează prin rotirea rotorului supraconductor cu o viteză periferică $v_p = \omega R$ mai mare decât viteza la un moment dat v_v a vehicului. Câmpul magnetic al rotorului induce prin mișcare tensiuni și deci apar curenți în ochiurile O_{s1} , O_{d1} ale căii de levitație (fig.3.3). Prin interacțiunea dintre câmpul de excitație și curenții rezultați în urma tensiunilor induse

În poziția de simetrie laterală ($r_o = 0$, fig.3.4), în ochiurile centrale O_{c1} ale căii de levitație, fluxul total este în permanență zero și prin urmare aici nu se induc tensiuni care să dea naștere la curenți. De îndată ce vehiculul se

deplasează lateral din această poziție, se induc tensiuni și deci .

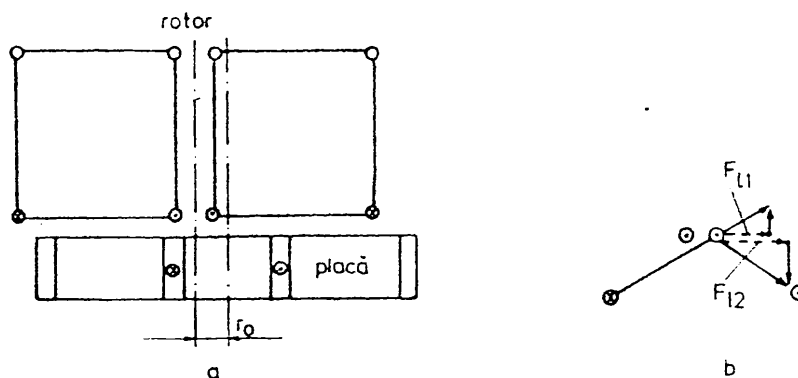


Fig.3.4. Realizarea ghidajului lateral

apar curenți de intensitate mare în ochiurile O_{ci} , care tind să readucă vehicolul în poziția de echilibru lateral. Se observă că forțele laterale F_{l1} și F_{l2} se adună și au sensul readucerii vehicolului. Simultan rezultă și forțe orientate pe verticală, ce pot duce la oscilația vehicolului pe această direcție.

Prin trecerea motorului sincron în regim de generator, energia mecanică se preia din cea înmagazinată de vehicol și astfel acesta este frânat, păstrându-se proprietățile de levitație și ghidaj pînă la oprire.

Vitezele de mers sînt limitate de posibilitățile tehnologice de realizare a rotoarelor cu înfășurări supraconductoare. Se presupune că în viitor se pot realiza viteze $v_v = 120 \dots 150$ m/s.

3.2. Soluția constructivă propusă pentru rotor

Înfășurarea care trebuie realizată pe rotor se adoptă de forma indicată pe figura 3.2. Valoarea solenației acestei înfășurări se propune a fi de aproximativ $NI = 100000$ Asp.

Pentru a vedea în ce măsură este necesară utilizarea supraconductoarelor, s-au efectuat o serie de calcule comparative preliminare pentru o înfășurare din conductor convențional, cupru. În acest sens, la o mașină dublu tetrapolară cu creștături dreptunghiulare de lățimea $\xi/5$ și cu pasul polar $\xi = 200$ mm s-au analizat câteva variante de realizare a înfășurării (tab.3.1). Densitățile de curent considerate au valori admise mari, avînd în vedere răcirea lor forțată prin circulația unui lichid de răcire printre ele.

După cum se observă, conductoarele pline ar fi avantajoase,

dar nu au spațiu pentru circulația lichidului de răcire. Conductoarele dreptunghiulare goale prezintă dificultăți la realizarea practică a înfășurării și necesită o creștătură destul de adâncă (între 206 ... 258 mm). Cele mai indicate rezultă a fi conductoarele tubulare.

Considerînd că funcționarea înfășurărilor are loc fie la temperatura mediului ambiant (20°C), fie la temperatura azotului lichid (-195°C), în tabelul 3.2 sînt prezentate pierderile prin efect Joule-Lenz care au loc la variantele cele mai convenabile din tabelul 3.1. Se observă valorile importante ale pierderilor. Pentru evacuarea celor 13 kW dezvoltați de varianta 11, admitînd că azotul lichid se încălzește cu aproximativ 10°C , rezultă un debit necesar de 60g/s (4,6 l/min) de azot lichid.

Avînd în vedere cantitățile mari de energie disipată și deci puterea importantă pe care trebuie să o asigure sursa de alimentare a excitației, precum și faptul că în cazul răcirii cu azot lichid este necesară realizarea unor etanșări criogenice, rezultă mai convenabilă realizarea înfășurării cu sîrmă supraconductoare, răcită cu heliu lichid.

În continuare se prezintă proiectul unui rotor supraconductor necesar modelului experimental propus. Factorul principal care limitează dimensiunile, este lungimea supraconductorului de utilizat. Dimensiuni, de asemenea impuse, sînt cele referitoare la lungimea mașinii și la pasul polar (fig.3.2). Rezultă diametrul rotorului $d \approx 102 \text{ mm}$. Un calcul preliminar efectuat asupra lungimii conductorului utilizat arată următoarele : la așezarea conductorului în creștături dreptunghiulare ($23,432 \text{ mm}^2$) cu 52 spire/strat, în 29 straturi, rezultă o solenație de $NI = 75400 \text{ Asp}$ la un număr de 1508 spire, consumînd aproximativ 1248,5 m de conductor. O soluție utilizînd acest tip de creștătură nu este însă avantajoasă, deoarece din punct de vedere mecanic corpul rotorului este solicitat la eforturi neuniform distribuite și nici solenația realizabilă nu este satisfăcătoare.

Creștătura mai potrivită este cea trapezoidală (fig.3.5). Așezînd conductoarele în straturi concentrice (fig.3.6), suprafața transversală liberă dintre conductoare este doar de $0,0145 \text{ mm}^2$, insuficientă pentru circulația numai pe această cale a heliului lichid. Din această cauză se prevăd spații libere echivalente cu patru straturi (2,4 mm) în construcția înfășurării. Structura straturilor, cu numărul de conductoare N_s , care încap în fiecare

Tabelul 3.1. Rezultatele calculelor preliminare în vederea alegerii conductorului

Var.	Tip cond.	Dens. de curent adm. /A/mm ² /	Curen- tul /A/	Nr. spi- re pe pol	Solena- tia rezultată /A.sp/	Sect. cond. /mm ² /	Dimens. conduct. /mmxmmxmm/	Nr. spi- re pe strat	Nr. de straturi	Dimens. creștă- tură /mmxmm/	Kr. pol
1	rot.	25	500	180	90000	20	5,04	15	12	80x50	
2	plin		300	266	80000	12	3,90	20	14	80x45	
3		20	500	200	100000	25	5,64	14	16	80x62	
4			300	300	90000	15	4,37	17	18	80x56	
5	drept- ungh.	25	500	203	101500	20	8x4x1	7	29	80x206	
6	gol	20	300	300	90000	12	5x3x1	10	30	80x183	4
7			500	204	102000	25	10x4,5x1	6	34	80x258	
8			300	306	91800	15	6x3,5x1	9	34	80x224	
9	rot.	25	603	170	100000	20	8x1	10	17	85x144	
10	gol		367	270	100000	14,7	5x1	15	18	83x99	
11		21,5	520	154	80000	24	8x1	14	11	120x93	2

strat este prezentată în tabelul 3.3. (în exterior 1=1).

Menținerea distanței libere dintre straturi se realizează cu benzi din țesătură de sticlă, care constituie și un mijloc de rigidizare a straturilor.

Solenația realizată de această înfășurare, admitând circulația unui curent de 50A, este NI=80650 A.sp (N = 1613 spire), necesitând aproximativ 1895 m de supraconductor.

În ceea ce privește corpul rotor, din cauza folosirii benzilor de spațiere și fixare, a rezultat tehnologic necesară îndepărtarea materialului corpului rotor și din spațiul dintre creștături, păstrându-se doar niște pereți care spar astfel ca niște palete. În figura 3.7 se poate urmări rotorul desfășurat, iar în figura 3.8 vederea lui în perspectivă /39%.

Pentru introducerea și evacuarea heliului s-a conceput

Tabelul 3.2. Pierderile dezvoltate în conductorul de excitație

Varianta	Pierderi /kW/		J/A/mm ² /
	20°C	-195°C	
6	197	23,6	25
9	244	28	25
9	470	17	19,5
11	105	12,3	21,5

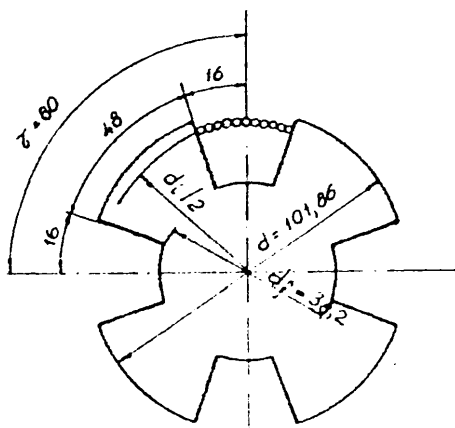


Fig.3.5. Crestăturile adoptate pentru rotor

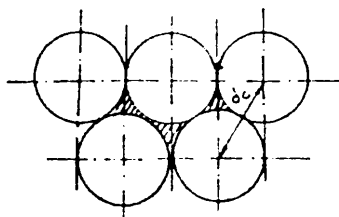


Fig.3.6. Dispunerea conductoarelor

sistemul prezentat în planșa 1. Heliul lichid intră printr-un tub cu manșon exterior de vid.

Între manșon și partea rotitoare se lasă 0,25mm spațiu. Etanșarea părții rotative de cea fixă se realizează prin trei sisteme

identice ca și concepție (unul la capătul de introducere a heliului, iar celelalte două la capătul de evacuare). Suprafața de etanșare se află între piesa 1 din material dur aproape imobilă și piesa 2 fixă. Piesa 2 din rășină poliamică impregnată cu grafit, cu posibilitatea unei glisări axiale este atașată părților în rotație și se presează la suprafața piesei 1 cu opt resoarte 6 prevăzute cu apărătoarele 5. Garniturile 3 și 7 etanșează părțile imobile între ele. Sistemele de etanșare se vor răci cu apă, respectiv cu azot lichid pentru eliminarea căldurii produse prin frecare.

Concepția tubulaturii interne a rotorului se poate urmări pe planșa 2. Heliul lichid, de la distribuitorul de intrare prin șase canale (trei pentru partea dinspre

arborele de antrenare și trei dinspre partea opusă) pătrunde transversind de două ori axa rotorului (cu rol de separator de picături) la înfășurarea supraconductoare. Fiecare canal se ramifică în două: una spre canalul practicat în paleta corespunzătoare a rotorului și una în canalul practicat în manșoanele externe ce acoperă rotorul. Din aceste canale heliul se distribuie între straturile de supraconductor prin spațiile menținute libere cu benzile din țes

sătură de sticlă și se evacuează prin crificiile și canalul prac-

Tabelul 3.3. Structura straturilor

Stratul 1	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
N_{si}	liber				51	51	51	50	50	50	liber				48
Stratul 1	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
N_{si}	48	48	47	47	47	46	46	46	45	liber				44	44
Stratul 1	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45
N_{si}	43	43	43	42	42	42	41	41	liber			39	39	39	
Stratul 1	46	47	48	49	50	51	52	53							
N_{si}	39	38	38	38	37	37	37	36							

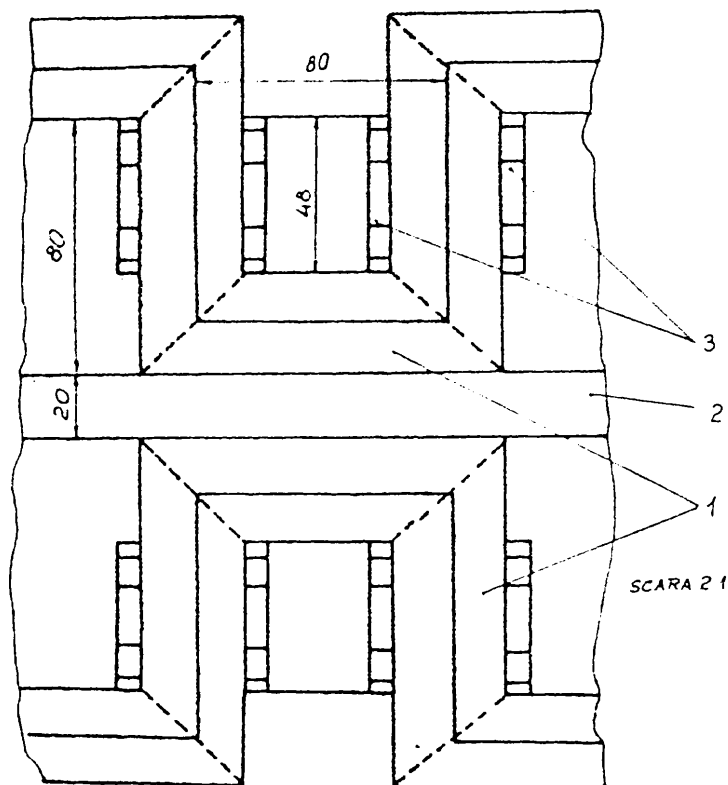
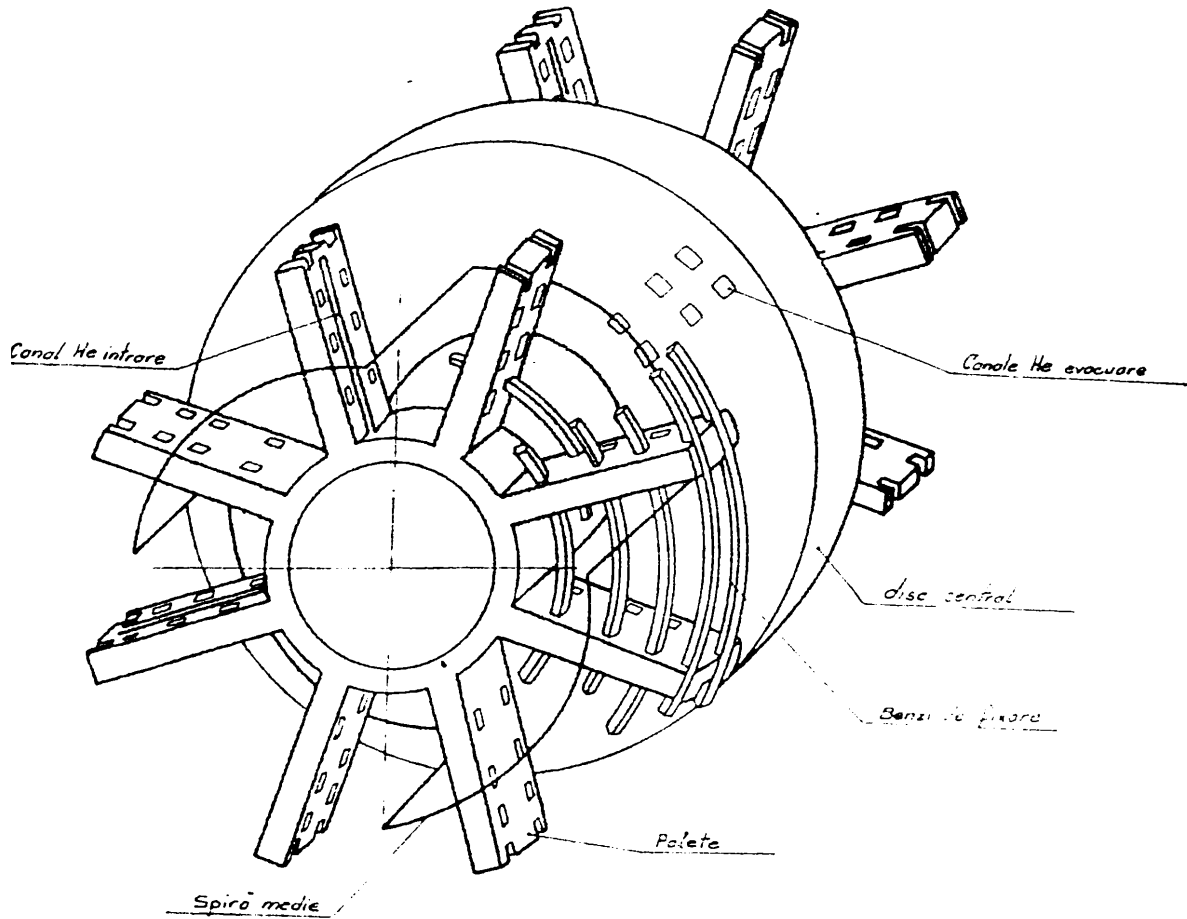


Fig.3.7. Rotorul desfășurat:1-înfășurarea supraconductoare;2-discul central;3-palete

duc la distribuitor și evacuat. O parte din heliu răcește conductoarele de legătură pînă la inelele colectoare.

Vidul necesar izolării termice ($10^{-3} \dots 10^{-2}$ torr) este realizat la rotor în două regiuni ce nu se întrepătrund. O regiune este situată în părțile fixe atașate de rotor. Vidul din

ticat în discul central. Heliul evacuat prin trei astfel de canale este dus la capetele rotorului unde fiecare conductă formează bucle elicoidale, realizînd astfel un schimbător de căldură care răcește părțile de legătură ale rotorului cu restul ansamblului aflat în rotație. În final, heliul este



SUBANSAMBLU PALETĂ

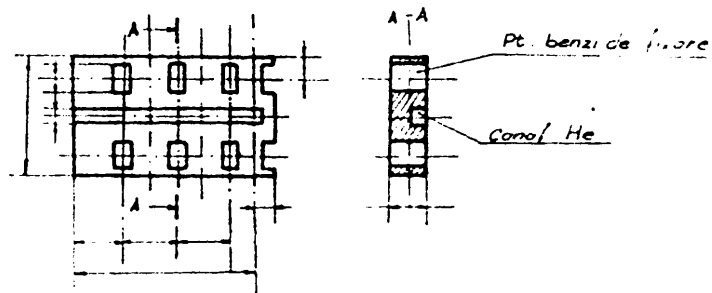


Fig.3.8. Vederea în perspectivă a rotorului

părțile care se rotesc necesită un sistem ca în fig.3.9. Aici etanșarea se realizează pe cele 4 suprafețe de contact dintre inelele de grafit atașate învelișului exterior distribuiri (cu posibilitatea unei glisări axiale) și inelele de stelită, imobile. Presiunea necesară etanșării se obține de la două resoarte elicoidale situate în aceste inele. Viđul comunică prin 8 găuri ale învelișului exterior al tubulaturii.

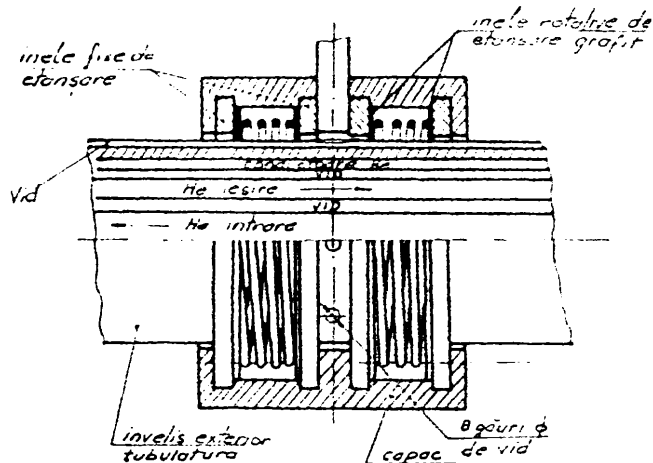


Fig.3.9. Sistem de vidare a părții rotative

Introducerea lor permanentă în circuitul curentului de excitație, se scurtcircuitează printr-un fir supraconductor cu posibilitatea comandării tranziției acestuia pentru a deveni conductor normal când urmează „încărcarea” cu curent a înfășurării de excitație și a deveni supraconductor după aceea. În acest scop conductorul respectiv poate fi supus unei alimentări bruște cu un curent ce depășește valoarea critică, producându-se tranziția, sau există alte sisteme, la care un câmp magnetic poate provoca tranziția (pompe de flux cu criotrane cu reactor saturabil /69/, /119/).

Ca și materiale din care să se execute ansamblul criogenic, proprietăți convenabile (conductibilitate termică mică, nemagnetice) le au rășinile epoxidice și oțelurile austenitice (tip 316L cu azot /62/). Rășinile epoxidice având modul de elasticitate coborât (ceea ce permite apariția unor deformații permanente sub sarcină), comportare la solicitări alternative (oboseală) și la îmbătrânire nesatisfăcătoare și racordarea lor la piesele metalice fiind dificilă, este de preferat utilizarea unor oțeluri austenitice care să aibă și proprietăți de sudabilitate bună și rezilien-

Intre perechile de inele de grafit se pune ulei de difuziune /33/.

Alimentarea cu curent a înfășurării rotorului se realizează cu conductoare de cupru ce pleacă de la inelele colectoare și care au circuit de răcire separat.

Pentru a elimina

ță ridicată /105/, /106/.

3.3. Probleme de criogenie

Pierderile termice ale unui rotor criogenic se diferențiază în pierderi statice care apar și la un rotor imobil neexcitat și pierderi adiționale corespunzătoare unui rotor învîrtitor, în regim excitat /10/. În vederea evacuării tuturor acestor pierderi, sînt cunoscute patru tipuri de refrigeratie cu heliu :

- alimentare cu lichid în fierbere, pierderile termice fiind absorbite de heliu la temperatură constantă. Helium se păstrează la 4,3 K și 1,1 at.;
- alimentare cu heliu hiper critic (4,5 K și $p \geq 3$ at);
- alimentare cu heliu hiper critic subrăcit (3 ... 3,5 K);
- alimentare cu heliu hiper critic a inductorului și cu heliu la o temperatură intermediară a arborilor, ecranelor și conductoarelor.

Este foarte avantajoasă îndepărtarea progresivă a pierderilor termice, admitînd încălzirea heliului de la 4,2 K la 300 K, pe măsură ce parcurge toate elementele ce urmează a fi răcite, putîndu-se evacua 1560 J/g heliu de căldură.

Analizînd diversele curbe care dau dependența valorilor critice ale densității de curent și inducției la supraconductoare /10/ /41/, /120/ se constată că performanțele cresc odată cu scăderea temperaturii. Totuși, temperaturile de funcționare recomandate sînt deasupra limitei de 4...4,5 K, deoarece pe de o parte panta acestor curbe devine din ce în ce mai mică la temperaturi mai joase, iar pe de altă parte crește consumul de energie de răcire: pentru a îndepărta 1W de căldură la temperatura de 5K se consumă 570W la temperatura ambiantă, iar pentru 2K, 1600W. Temperatura maximă a supraconductorului nu trebuie să depășească 5,2...5,5K nici la avarie (deși s-au elaborat supraconductoare care își păstrează această proprietate pînă la 18 ... 19 K), iar cea minimă să nu scadă sub 3,3K. De altfel, pentru instalațiile care realizează temperaturi sub 2K, este necesar un salt tehnologic important.

La toate sistemele de răcire aplicate mașinilor supraconductoare s-a constatat că temperatura heliului în care se află înfășurarea, este totdeauna mai ridicată decît temperatura la care s-a introdus heliul /9/, /10/, /47/. Cauzele sînt legate de compresia heliului bifazic, necesară depășirii căderilor de presiune de

fricțiune a circuitului de răcire și compresia heliului sub acțiunea forței centrifuge.

În ceea ce privește protecția rotorului împotriva supraîncălzirii atunci când apare o tranziție spontană de la starea supraconductoare la cea normală, sînt preconizate o serie de măsuri. Se poate prevedea o cantitate suficientă de heliu (100 l) în rezervoare pentru ca la eliberarea chiar a întregii energii magnetice stocate temperatura finală uniformă a înfășurării să nu depășească 65 K /119/. Se poate concepe o schemă de protecție /69/ care să distribuie uniform căldura peste toată înfășurarea. Astfel (fig.3.10) în timpul funcționării nominale, întregul curent trece prin înfășurarea supraconductoare, dar la apariția

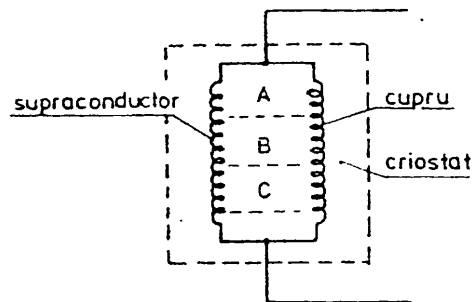


Fig.3.10. Schemă de protecție

unei încălziri locale supraconductorul devine rezistiv și deci curentul va circula prin conductorul de cupru, realizînd încălzirea întregii înfășurări.

Cap.4. CIMPUL MAGNETIC AL ROTORULUI SUPRACONDUCTOR

Având în vedere cele prezentate în capitolele 2 și 3 în ceea ce privește lipsa materialelor feromagnetice din partea activă a mașinilor supraconductoare, calculele efectuate se bazează pe câmpul magnetic creat de un singur pol. S-au parcurs mai multe etape de calcul de la considerarea de formă mai simplă la forme mai complicate a înfășurărilor, pe de o parte pentru a vedea influența simplificărilor făcute, iar pe de altă parte negăsind în literatură rezultate asemănătoare, pentru a avea în permanență posibilitatea de control a corectitudinii rezultatelor de calcul, valorile și distribuția trebuind să difere în mod previzibil de la o etapă la alta.

După deducerea formulelor de calcul necesare unei etape, acestea au fost transpuse pe calculator utilizând limbajele FORTRAN și BASIC, căutând elaborarea unor programe cu timpi de calcul cât mai scurt.

Compatibilitatea rezultatelor dintre înfășurările considerate filiforme și cele considerate cu dimensiunea transversală reală se asigură prin alegerea razei a la care să fie poziționată înfășurarea filiformă de pe conturul rotorului, ca fiind raza centrului de masă a profilului real a înfășurării, în ideea concentrării conductorului în acest punct, adică:

$$a = 2/3 (a_2^3 - a_1^3)/(a_2^2 - a_1^2) [\sin(\Delta f/2)]/(\Delta f/2) \quad (4.1)$$

Inițial, calculele au fost conduse pentru dimensiunile rotorului alese în capitolul 3, dimensiuni mici din cauza limitării cantității de sîrmă supraconductoare utilizabilă. Ulterior calculele s-au extins la rotoare cu dimensiuni mai apropiate de cele obișnuite la generatoarele sincrone supraconductoare realizate pînă în prezent. În scopul păstrării compatibilității rezultatelor pentru diverse dimensiuni, s-au impus următoarele :

a) forma secțiunii transversale a înfășurării supraconductoare să fie identică cu cea inițială;

b) lungimea laturii rectilinii a secțiunii transversale a înfășurării să fie egală cu media aritmetică a lungimii arcelor de cerc care cuprind această latură.

Se pot scrie relațiile care asigură continuitatea dintre variantele dimensionale alese :

$$J = NI / [(a_2^2 - a_1^2) \Delta\varphi/2] \quad (4.2)$$

$$a_2 - a_1 = (a_2 + a_1) \Delta\varphi/2$$

unde J este densitatea de curent, N - numărul de conductoare, I - curentul nominal, a_1 și a_2 - raza interioară respectiv exterioară a profilului înfășurării, $\Delta\varphi$ - deschiderea unghiulară a profilului înfășurării.

Forma secțiunii transversale a înfășurării rotorice este un trapez curbiliniu. Din acest motiv și din cauza simetriei centrale a rotorului, sistemul de coordonate convenabil pentru calcule este cel cilindric (fig.4.1), cu axa z suprapusă peste axa ma-

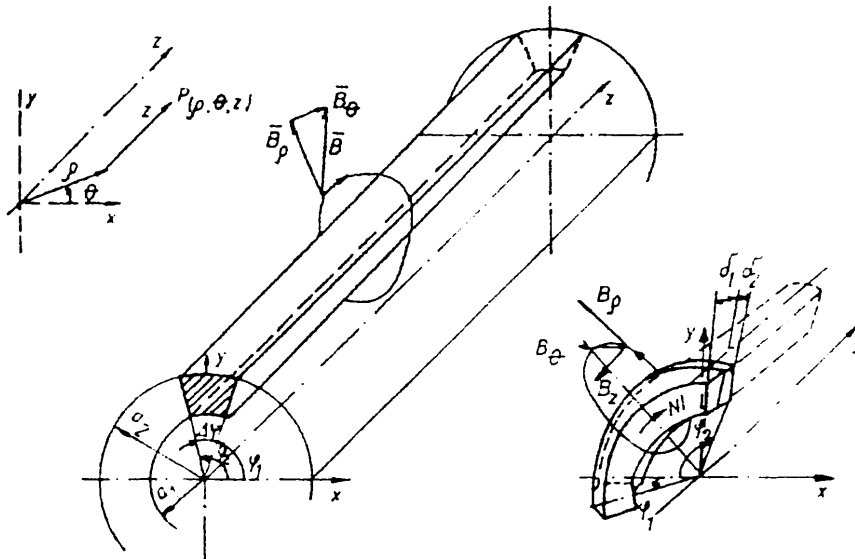
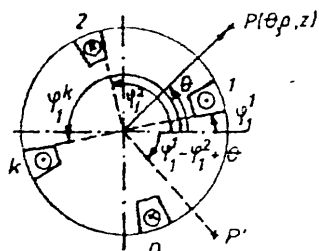


Fig.4.1. Poziționarea sistemului de coordonate

șinii. S-au dedus formulele de calcul pentru componentele inducției magnetice în acest sistem: componenta radială B_ρ , tangențială B_θ și longitudinală B_z , create distinct de porțiunile rectilinii respectiv de capetele de înfășurări.

Formulele de calcul deduse în paragrafele ce urmează se referă la componentele cîmpului magnetic creat de un singur pol al rotorului. Pentru a avea cîmpul produs de toți polii rotorici se suprapun cîmpurile create de fiecare pol în punctul considerat, de coordonate (ρ, θ, z) , particularizînd formulele de calcul pentru pozițiile concrete ale fiecărui pol. Intrucît cîmpul creat de fiecare pol în parte este același, doar rotit în spațiu, există posibi-

bilitatea de a calcula numai câmpul produs de un singur pol (de exemplu al polului numărul 1, fig.4.2), în toate punctele circumferinței rotorului și de a alege în



loc de câmpurile fiecărui pol B_k acel B_1 care îi corespunde. Astfel, se poate scrie pentru un rotor cu $2p$ poli :

$$B(\theta) = B_1(\theta) - B_2(\theta) + B_3(\theta) - \dots + B_{2p}(\theta) \quad (4.3)$$

iar

$$B_k(\theta) = B_1(\varphi_1^1 - \varphi_1^k + \theta) \quad (4.4)$$

Fig.4.2. Calculul câmpului total pornind de la câmpul produs de un singur pol

adică câmpul creat în punctul P cu coordonata θ de către conductorul k are aceeași valoare cu câmpul creat de conductorul 1 în punctul P' cu coordonata $\varphi_1^1 - \varphi_1^k + \theta$. Considerînd valorile lui B_1 și θ tabelate din calcule deja efectuate (B_{1,i_1}, θ_{i_1} cu $i=1, \dots, n$), relația (4.3) se poate scrie pentru un punct de coordonată θ_{i_1} :

$$B_{i_1} = B_{1,i_1} - B_{1,i_2} + B_{1,i_3} - B_{1,i_4} + \dots + B_{1,i_{2p}} \quad (4.5)$$

unde i_1, i_2, \dots, i_{2p} sînt indicii potriviți funcției de i_1 . Dependența $i_k(i_1)$ se poate stabili, ca fiind :

$$i_k = i_1 - (\varphi_1^1 - \varphi_1^k) / \Delta\theta + n \quad \text{pentru } i_1 = 1, \dots, (\varphi_1^k - \varphi_1^1) / \Delta\theta$$

și

$$i_k = i_1 - (\varphi_1^1 - \varphi_1^k) / \Delta\theta \quad \text{pentru } i_1 = (\varphi_1^k - \varphi_1^1) / \Delta\theta + 1, \dots, n$$

unde φ_1^1, φ_1^k sînt unghiurile ce caracterizează polul 1 respectiv k, $\Delta\theta$ - pașul unghiular dintre două valori consecutive ale lui θ ($\theta_1 = \theta_{1-1} + \Delta\theta$), iar n - numărul total de puncte în care se cunoaște valoarea lui B_1 pe circumferința rotorului.

Pentru ca indicii să fie cuprinși numai între 1 și n și deci totdeauna $\theta > 0$, erau necesare două expresii în (4.6).

Pe de altă parte distribuția câmpului total fiind simetrică pe circumferință, este suficientă efectuarea calculelor doar pînă la un $\theta_1 = \pi / (2p)$, restul putîndu-se deduce prin simetrie. Avînd în vedere această observație, metoda de calcul a lui B cu relația (4.5) nu reduce prea mult volumul calculelor față de metoda de calcul a lui B cu relația (4.3) aplicată doar pe un interval $\pi / (2p)$ suficient generării întregii distribuții. Acest lucru devine mai evident dacă se observă faptul că cunoașterea valorilor câmpului creat de toți

polii cu relația (4.5) necesită calculul cîmpului creat de un pol cel puțin pe jumătate din circumferință, adică în $n/2+1$ puncte, pentru a avea completă informația privitoare la distribuția cîmpului. Pe de altă parte, în cazul utilizării relației (4.3) pe intervalul $\Theta \in \{0, \pi/(2p)\}$ fiind $n/(4p) + 1$ puncte calculul se efectuează pe rînd în aceste puncte pentru fiecare pol, în total deci de $[n/(4p)+1] 2p = n/2 + 2p$ ori. Numărul de calcule efectuate cu relația (4.5) este mai mică față de cele efectuate cu relația (4.3) doar cu $2p-1$, ceea ce, avînd în vedere și calculul indicilor cu relația (4.6), extinderile prin simetrie și faptul că $2p \leq 8$, nu prezintă importanță și complică inutil rezolvarea. Din acest motiv, în toate rezultatele prezentate în continuare calculele s-au efectuat prin suprapunerea dată de relația (4.3).

Programele de calcul au fost întocmite pentru a urmări distribuția componentelor cîmpului magnetic pe circumferința rotorului (după Θ) la un anumit z și ρ și pe lungimea rotorului (după z) la un anumit Θ și ρ .

4.1. Cîmpul magnetic al porțiunii rectilinii a înfășurării

S-a considerat succesiv cîmpul magnetic creat de înfășurări avînd forma :

- a) conductor rectiliniu, infinit lung, filiform;
- b) conductor rectiliniu, infinit lung, nefiliform;
- c) conductor rectiliniu, de lungime finită, filiform;
- d) conductor rectiliniu, de lungime finită, nefiliform.

4.1.1. Componenta radială

a) Pentru un conductor filiform, infinit lung, situat la distanța a de centrul rotorului (fig.4.3), inducția B într-un punct $P(\rho, \Theta)$ rezultă pornind de la relația $NI = 2\pi r\mu_0 B$:

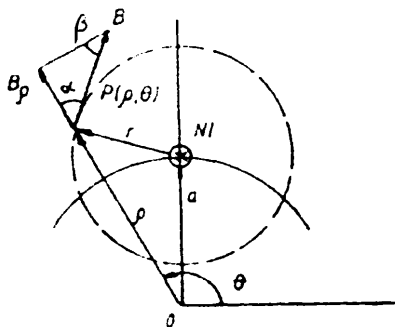


Fig.4.3. Calculul lui B_ρ , cazul a)

$$B = NI / (2\pi \sqrt{\rho^2 - 2a\rho \sin\Theta + a^2}) \quad (4.7)$$

și avînd în vedere că $B_\rho = B \sin\beta$

$$B_\rho = \frac{\mu_0 NI a \cos\Theta}{2\pi(\rho^2 + a^2 - 2a\rho \sin\Theta)} \quad (4.8)$$

Pentru o mașină cu patru poli, avînd în vedere poziția polilor:

$$B_{\rho} = \mu_0 \frac{2a^2 \rho (\rho^4 + a^4) \sin 2\theta}{\pi [(\rho^4 - a^4)^2 + 4a^4 \rho^4 \sin^2 2\theta]} NI \quad (4.9)$$

Variația lui B_{ρ} în acest caz se poate urmări pe figura 4.4 (pentru dimensiunile rotorului din capitolul 3).

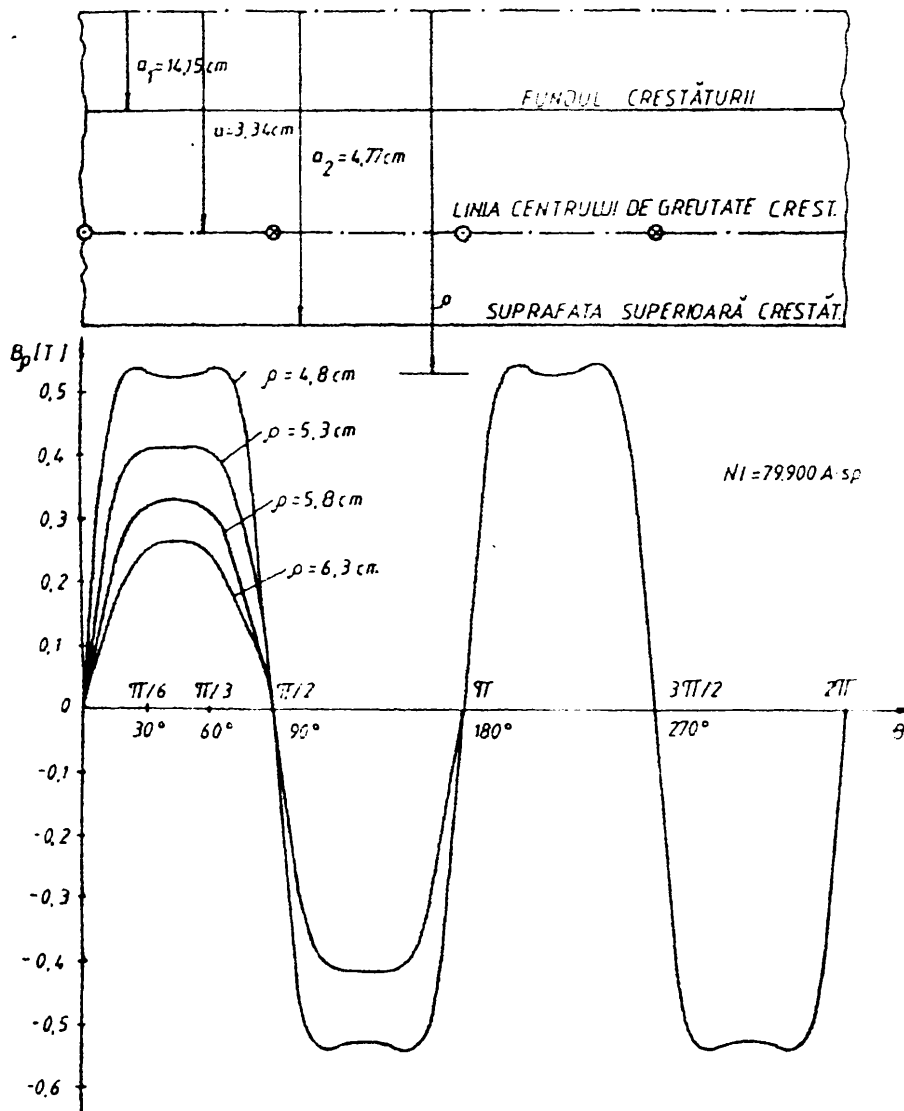


Fig.4.4. Distribuția lui $B_{\rho}(\theta)$, cazul a)

Se observă că odată cu îndepărtarea de rotor (ρ crescător), curba lui B_{ρ} tinde către o sinusoidă, așa cum este și firesc. Valoarea maximă pe suprafața rotorului este $B_{\rho} = 0,53$ T.

b) Infășurare nefiliformă, de lungime infinită. Pornind de la valorile potențialului magnetic vector A , în literatură [11/, /32/ sînt deduse formule aplicabile direct la această situație. Astfel pentru un rotor tetrapolar

$$B_{\varphi} = \frac{4\mu_0 J}{\pi} \sum_{n=4k+2}^{\infty} (-1)^k \frac{a_2^{n+2} - a_1^{n+2}}{\rho^{n+1} n(n+2)} \sin n \frac{\Delta\varphi}{2} \cos n\theta \quad (4.10)$$

s-au efectuat calcule considerînd suma dată de $k=0-12$ termeni. Curbele obținute (fig.4.5) au forma apropiată de cele de la punctul a), dar deformarea față de sinusoidă este mai pronunțată. Densitatea de curent J s-a

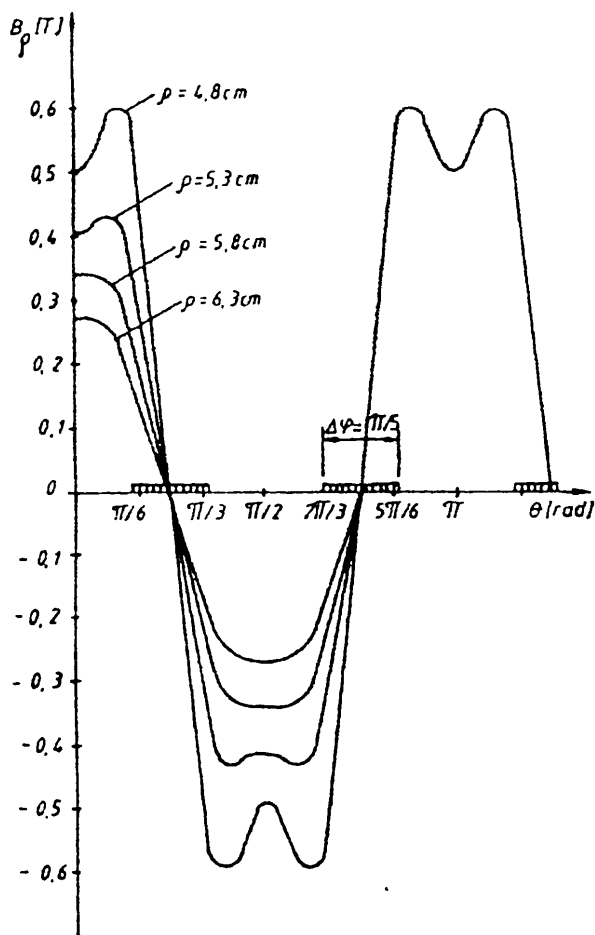


Fig.4.5. Distribuția lui $B_{\varphi}(\theta)$, cazul b)

$$\vec{B} = \frac{\mu_0 NI}{4\pi r} (\sin \beta_1 + \sin \beta_2) \vec{u}_{\varphi} \quad (4.11)$$

se pot deduce relațiile geometrice necesare pentru a scrie ecuațiile componentelor inducției date de un conductor situat într-o

situația de curent J s-a considerat constantă pe suprafața transversală a conductorului și s-a calculat ca fiind $J=NI/S$, unde S este aria suprafeței transversale. (rezultă $J=122,28 \text{ A/mm}^2$). La $\rho=6,3 \cdot 10^{-2} \text{ m}$ (distanța la care curba lui B_{φ} este aproape sinusoidă), $B_{\varphi \text{ max}} = 0,269 \text{ T}$, aproximativ egală cu cea din cazul a) la același ρ (0,263 T) și deci peste o distanță de 30% din raza rotorului, aproximarea a) este foarte bună.

c) Conductor filiform, de lungime finită. Considerînd relația care exprimă inducția magnetică creată de un astfel de conductor aflat în axa z /102/

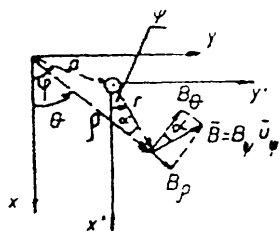
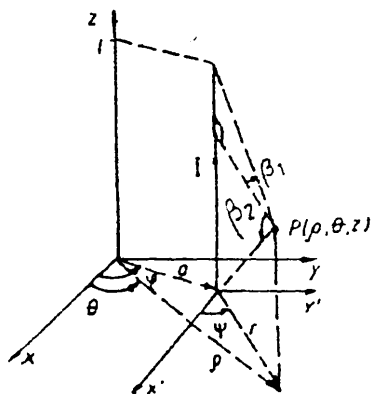
poziție corespunzătoare unui pol de pe rotor (fig.4.6) :

$$\sin\beta_1 = z/\sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho\cos(\varphi - \theta)}, \quad \sin\beta_2 = (l-z)/\sqrt{a^2 + \rho^2 + (l-z)^2 - 2a\rho\cos(\varphi - \theta)} \quad (4.12)$$

și deoarece $B_\rho = B \sin\alpha$, iar $\sin\alpha = a \sin(\varphi - \theta) / \sqrt{a^2 + \rho^2 - 2a\rho\cos(\varphi - \theta)}$ rezultă :

$$B_\rho = \frac{\mu_0 NI}{4\pi} \left[\frac{z}{\sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho\cos(\varphi - \theta)}} + \frac{(l-z)}{\sqrt{a^2 + \rho^2 + (l-z)^2 - 2a\rho\cos(\varphi - \theta)}} \right] \cdot \frac{a \sin(\varphi - \theta)}{a^2 + \rho^2 - 2a\rho\cos(\varphi - \theta)} \quad (4.13)$$

Calcululele s-au efectuat pentru mai multe variante constructive de rotor. Pentru varianta echivalentă cu rotorul din capitolul 3, valorile lui B_ρ sînt mai mici la același ρ față de cazul a) - conductor filiform, infinit lung - corespunzător faptului că la crearea cîmpului participă doar o lungime mică ($8 \cdot 10^{-2}$ m) de conductor. Se observă (fig.4.7) atenuarea importantă a lui B_ρ la începutul



înfășurării ($z=0$) față de mijlocul ($z=4 \cdot 10^{-2}$ m) acestuia.

Avînd în vedere valorile absolute mici ale lui B_ρ care rezultă pentru rotorul proiectat în condițiile limitării

Fig.4.6. Calculul inducției magnetice în cazul c)

cantității de sîrmă supraconductoare utilizabilă, cu maxime în jur de 0,5 T pe suprafața lui, s-a ajuns la concluzia că sînt de dorit construcții care să posede o solenație mult mai mare, la dimensiuni adecvate. Astfel, s-au apreciat dimensiunile practice pentru rotor avînd raza exterioară $a_2 = 0,6$ m, lungimea $l = 1,2$ m, solenația $NI = 6 \cdot 10^5$ A.sp, variantă tetrapolară și bipolară, fiecare variantă la rîndul ei cu alte două variante, ce rezultă pentru două valori admise ale densității de curent : $J_1 = 250$ A.mm⁻² și $J_2 = 125$ A.mm⁻², care cu relațiile (4.2) au condus la valorile razei interioa-

re a_1 de 0,551 m și 0,53 m și a deschiderii unghiulare $\Delta\varphi$ de $4^\circ 52' 38''$ respectiv $7^\circ 1' 17''$ pentru secțiunea transversală a înfășurării. Pentru aceste dimensiuni, din relația (4-1) rezultă va-

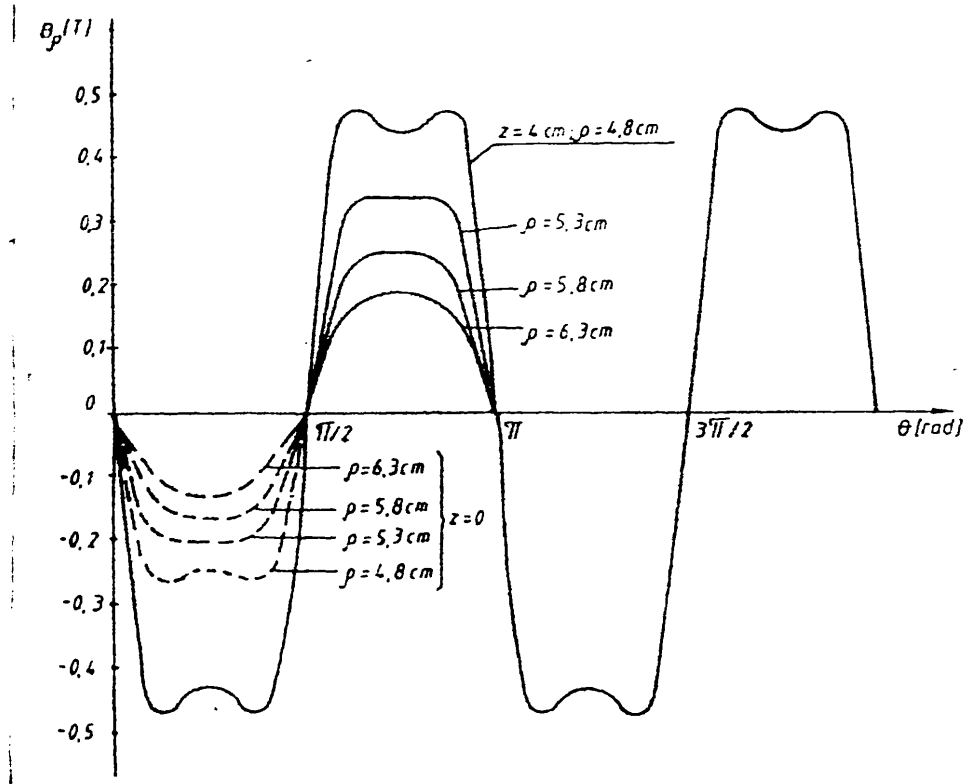


Fig.4.7. Distribuția lui B_p , cazul c)

lorile razelor a ale rotoarelor echivalente, cu înfășurări filiforme, de 0,5758 m respectiv 0,5657 m. Toate calculele efectuate în continuare se referă la aceste variante de rotoare, ale căror dimensiuni sînt sintetizate în tabelul 4.1.

Tabelul 4.1. Variantele rotoarelor de dimensiuni practice

Varianta	p	J /A.mm ⁻² /	a_1 /m/	a /m/	$\Delta\varphi$ /rad/	a_2 /m/	NI /A.sp/	l /m/
I	2	250	0,551	0,5758	$8,51248 \cdot 10^{-2}$	0,6	$6 \cdot 10^5$	1,2
II	1							
III	2	125	0,53	0,5657	$12,2545 \cdot 10^{-2}$			
IV	1							

În figura 4.8 sînt prezentate, la semilungimea mașinii ($z=0,6$ m) curbele de distribuție ale lui B_p pe un sfert din circumferința rotorică pentru aceste patru variante la 0,01 și 0,04m

de suprafața lor ($\rho=0,61$ și $0,64$ m). Valorile maxime sînt destul de mari (1,7T), dar contribuția lor la cîmpul magnetic total este mică. Atenuarea cu creșterea distanței are influență mai mare asupra acestor maxime, celelalte valori scăzînd destul de puțin. Ma -

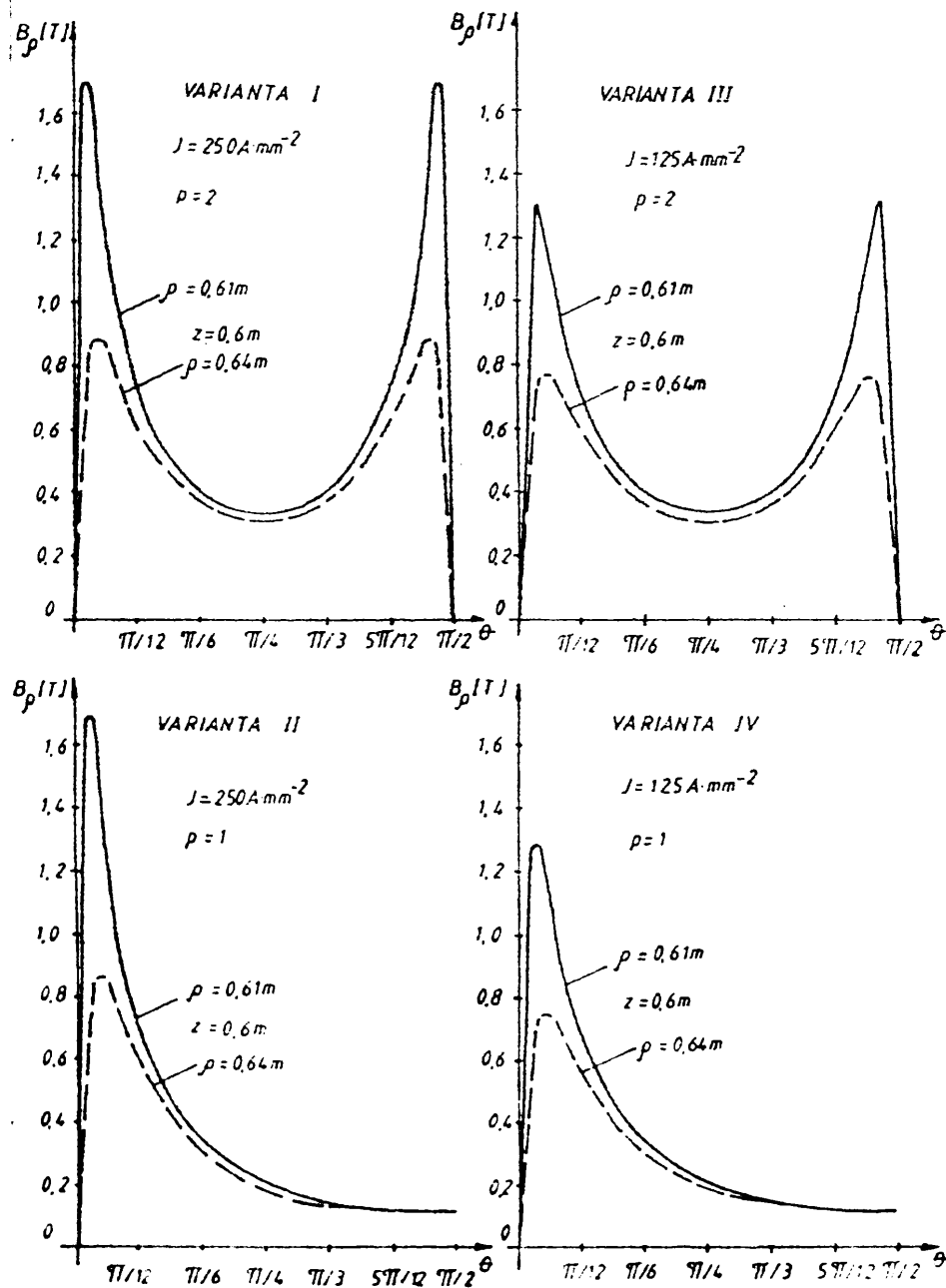


Fig.4.8. Distribuția lui B_ρ , cazul c) pentru variantele din tabelul 4.1.

ximele sînt aproximativ egale pentru variantele tetra- și bipolare perechi, dar cîmpul mediu fiind mai mare pentru variantele tetrapolare, avantajul utilizării unui număr mai mare de poli este evident, valoarea minimă a inducției crescînd aproximativ de două ori.

d) Înfășurare nefiliformă, de lungime finită. La deducerea formulei de calcul se pornește de la expresia cîmpului creat de un conductor filiform de lungime finită, considerînd că înfășurarea reală este compusă din astfel de elemente infinitezimale avînd aria a da $d\varphi$ /36/ :

$$B_{\varphi} = \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \int_{a_1}^{a_2} B_{\varphi_1} a da d\varphi \quad (4.14)$$

unde B_{φ_1} se calculează cu relația (4.13). Integrarea după φ se rezolvă prin două schimbări de variabile. Notînd :

$$dB_{\varphi} = \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \frac{za^2 \sin(\varphi - \theta) d\varphi}{\sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)} [a^2 + \rho^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)]}, \quad (4.15)$$

după prima schimbare de variabilă $u = \cos(\varphi - \theta)$, rezultă :

$$dB_{\varphi} = -za^2 \int_{u_1}^{u_2} \frac{du}{\sqrt{A-Cu}(B-Cu)} \text{ unde } A = a^2 + \rho^2 + z^2, B = a^2 + \rho^2, C = 2a\rho,$$

iar după a doua schimbare de variabilă $t = \sqrt{A-Cu}$:

$$dB_{\varphi} = a/2 \rho \ln[(t-z)/(t+z)] \Big|_{t_1}^{t_2} \quad (4.16)$$

cu $t_1 = \sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi_1 - \theta)}$ și $t_2 = \sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi_2 - \theta)}$.

Avînd în vedere utilizarea calculatorului, calculul lui B_{φ} se poate continua pe două căi :

- integrînd după a cu o metodă numerică ;
- dezvoltînd în serie relația (4.16) și integrînd analitic termen cu termen :

$$\text{deoarece } z/t < 1, \ln[(t-z)/(t+z)] = -2 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(z/t)^{2n+1}}{2n+1} /95/$$

si deci :

$$\int_{a_1}^{a_2} dB_\varphi = -1/\varrho \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ \frac{ada}{[a^2 + \varrho^2 + z^2 - 2a\varrho \cos(\varphi - \theta)]^{(2n+1)/2}} - \frac{ada}{[a^2 + \varrho^2 + z^2 - 2a\varrho \cos(\varphi - \theta)]^{(2n+1)/2}} \right\} z^{2n+1}/(2n+1)$$

utilizînd schimbarea de variabilă $t^2 = a^2 + \varrho^2 + z^2 - 2a\varrho \cos(\varphi - \theta)$ și notînd $D = \varrho \cos(\varphi - \theta)$, $E = \varrho^2 + z^2$:

$$\int_{a_1}^{a_2} \frac{ada}{[a^2 + \varrho^2 + z^2 - 2a\varrho \cos(\varphi - \theta)]^{(2n+1)/2}} = \int_{t_1}^{t_2} \frac{dt}{t^{2n}} + D \int_{a_1}^{a_2} \frac{da}{a_1(a^2 - 2Da + E)^{(2n+1)/2}}$$

Termenul al doilea necesită alte schimbări de variabile:

$$q+a = \sqrt{a^2 - 2Da + E}, \quad (q+D)^{2n} = (v-E+D^2)^n$$

$$\int_{a_1}^{a_2} \frac{da}{(a^2 - 2Da + E)^{2n+1}} = -2^{2n} \int_{q_1}^{q_2} \frac{(q+D)^{2n-1}}{(q^2 + 2Dq + E)^{2n}} dq = -2^{2n-1} \int_{v_1}^{v_2} \frac{(v-E+D^2)^{n-1}}{v^{2n}} dv$$

care pentru $n \neq 0$:

$$= 2^{2n-1} \sum_{i=0}^{n-1} \frac{C_{n-1}^{i} (D^2 - E)^i}{(n+1) v^{n+1}} \Big|_{v_1}^{v_2} = 2^{2n-1} (n-1)! \sum_{i=0}^{n-1} \frac{(D^2 - E)^i}{(n+1)(n-1-i)! i! v^{n+1}} \Big|_{v_1}^{v_2}$$

iar la $n = 0$:

$$= -\frac{1}{2} \ln(v + D^2 - E) \Big|_{v_1}^{v_2} \quad \text{și deci expresia finală de calcul al lui}$$

B_φ va fi:

$$B_\varphi = \frac{\mu_0 J}{4\pi} \left[P(z, a_2, \varphi_2) - P(z, a_1, \varphi_2) - P(z, a_2, \varphi_1) + P(z, a_1, \varphi_1) + P(l-z, a_2, \varphi_2) - P(l-z, a_1, \varphi_2) - P(l-z, a_2, \varphi_1) + P(l-z, a_1, \varphi_1) \right] \quad (4.17)$$

$$P(z, a, \varphi) = -\frac{z}{\rho} \left\{ \sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)} - \rho \cos(\varphi - \theta) \right\} + \frac{1}{\rho} \sum_{n=1}^{\infty} z^{2n+1} \left\{ 2^{2n-1} (n-1)! \rho \cos(\varphi - \theta) \right.$$

$$\cdot \ln \left[\sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)} - a + \rho \cos(\varphi - \theta) \right] + \frac{1}{\rho} \sum_{i=0}^{n-1} \frac{[\rho^2 \cos^2(\varphi - \theta) - \rho^2 - z^2]^i}{(n+1)(n-1-i)! i! 2^{n+1}}$$

$$\cdot \frac{1}{\left[a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta) - (a - \rho \cos(\varphi - \theta)) \sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)} \right]^{n+1}}$$

$$\left. - \frac{1}{(2n-1) \left[\sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)} \right]^{2n-1}} \right\}$$

In cursul efectuării calculelor cu relația (4.17) s-a testat influența pe care o are numărul de termeni n considerați pentru dezvoltările în serie. Contribuția celui de al 13-lea termen a rezultat: $(B_{13}/B_{\rho})_{100} = 2,434 \%$, această precizie afectând valorile situate în jurul maximelor lui B_{ρ} , după cum s-a observat comparând cu rezultatele obținute după efectuarea calculelor prin calea a doua (integrarea numerică după variabila a cu formula lui Simpson).

In figura 4.9 se observă variația lui B_{ρ} după circumferința, respectiv după lungimea rotorului proiectat în capitolul 3. Valorile sînt mai mici decît la înfășurarea nefiliformă, de lungime infinită, cazul b), cîmpul fiind creat de un conductor scurt.

Pentru variantele practice de rotor supraconductor (conform tab.4.1) variația componentei radiale se poate urmări pe figura 4.10 (rotoare tetrapolare) și pe figura 4.11 (rotoare bipolare). Aceste curbe sînt prezentate pentru distanțele de 1 respectiv 4 cm de suprafața rotorului la $B_{\rho}(\theta)$ și pentru unghiurile θ_1 și θ_2 (indicate în figură) la $B_{\rho}(z)$. Se observă creșterea bruscă de la zero la valoarea maximă, înfășurarea deși este nefiliformă, avînd dimensiuni mici față de dimensiunile rotorului pentru toate cele patru cazuri. Valorile minime rămîn aproximativ aceleași, indiferent de ρ . In ceea ce privește variația după lungimea mașinii, se observă că pe o lungime de aproximativ 0,6 din lungimea mașinii, B_{ρ} nu variază substanțial, dar apoi se micșorează foarte mult, pentru zonele caracterizate cu $\theta = \theta_1$ din apropierea maximelor. Pentru zona din apropierea minimelor funcție de θ , variația funcție de lungime nu este așa de pronunțată nici la capete.

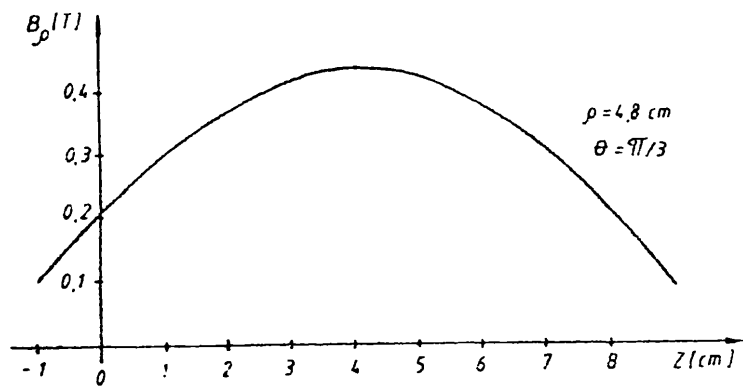
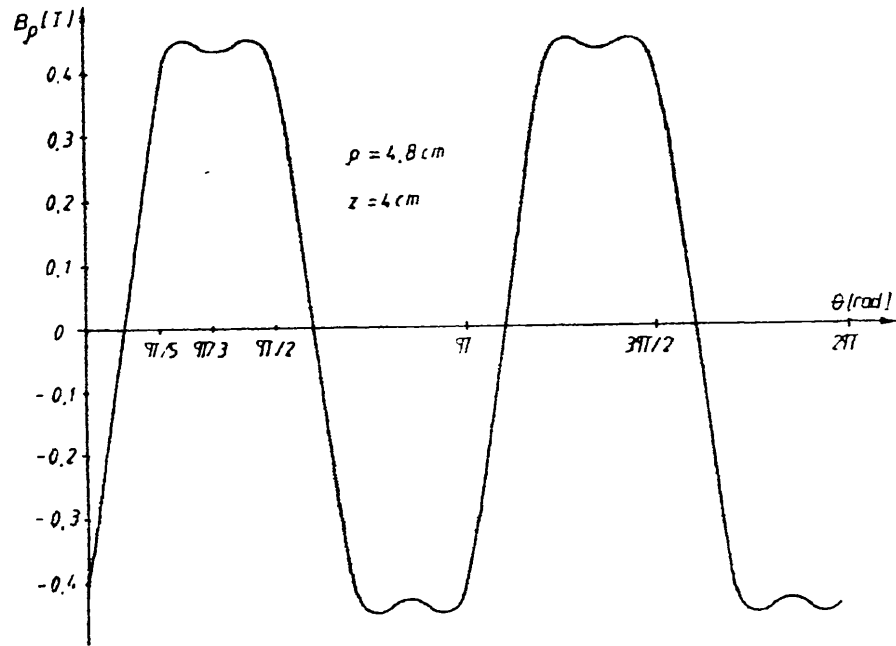


Fig.4.9. Distribuția lui B_p pentru rotorul cap.3, cazul d)

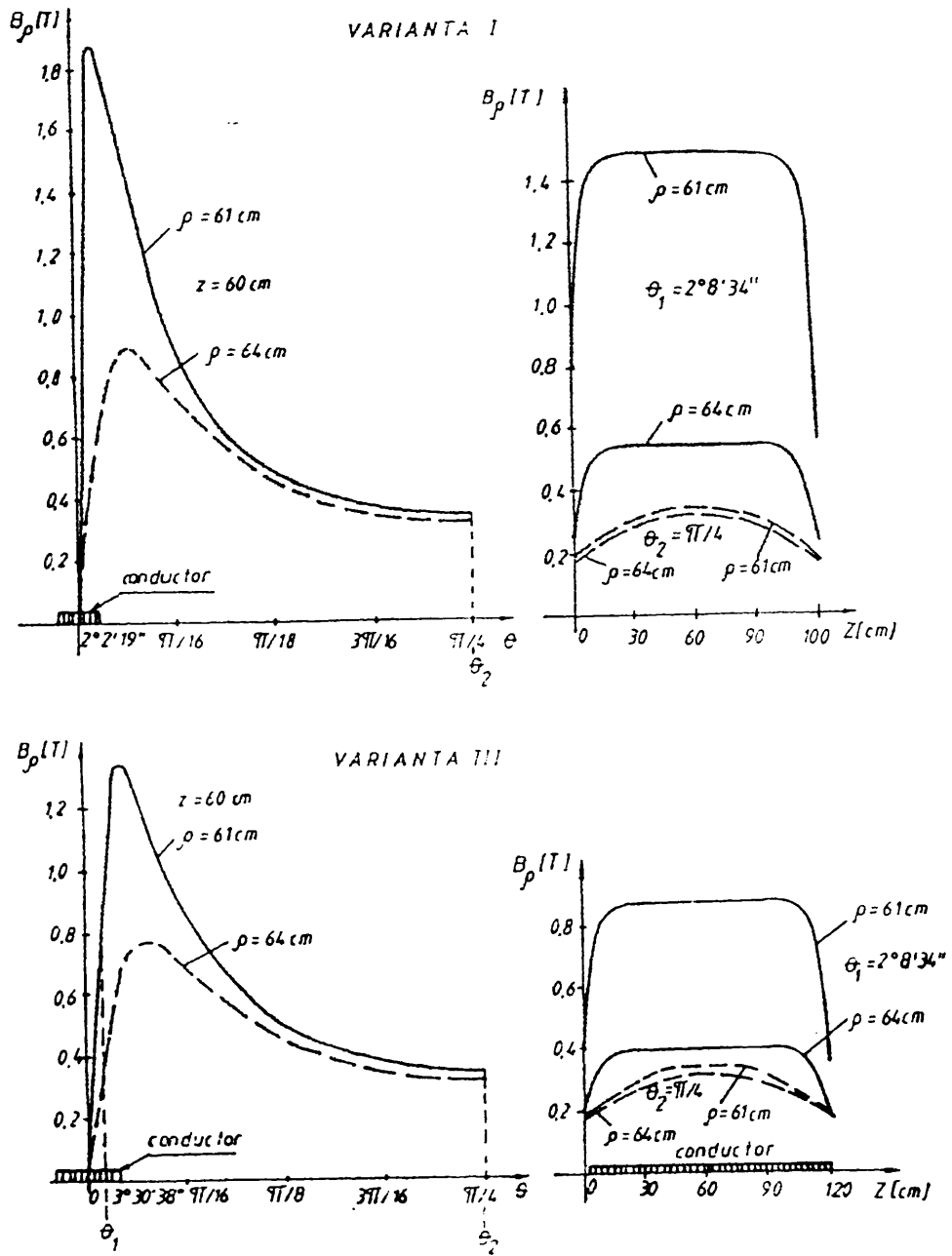


Fig.4.10. Distribuția lui B_p pentru rotoarele tetrapolare

4.1.2. Componenta tangențială

a) Pentru conductor filiform, infinit lung nu s-au mai efectuat calculele.

b) Infăgurare nefiliformă, de lungime infinită. Componenta tangențială a fost calculată ca și componenta radială, utilizând formula :

$$B_{\theta} = \frac{4\mu_0 J}{\pi} \sum_{n=4k+2}^{\infty} (-1)^k (a_2^{n+2} - a_1^{n+2}) \sin n\Delta\varphi/2 \sin n\theta / \left[\rho^{n+1} n(n+2) \right]. \quad (4.18)$$

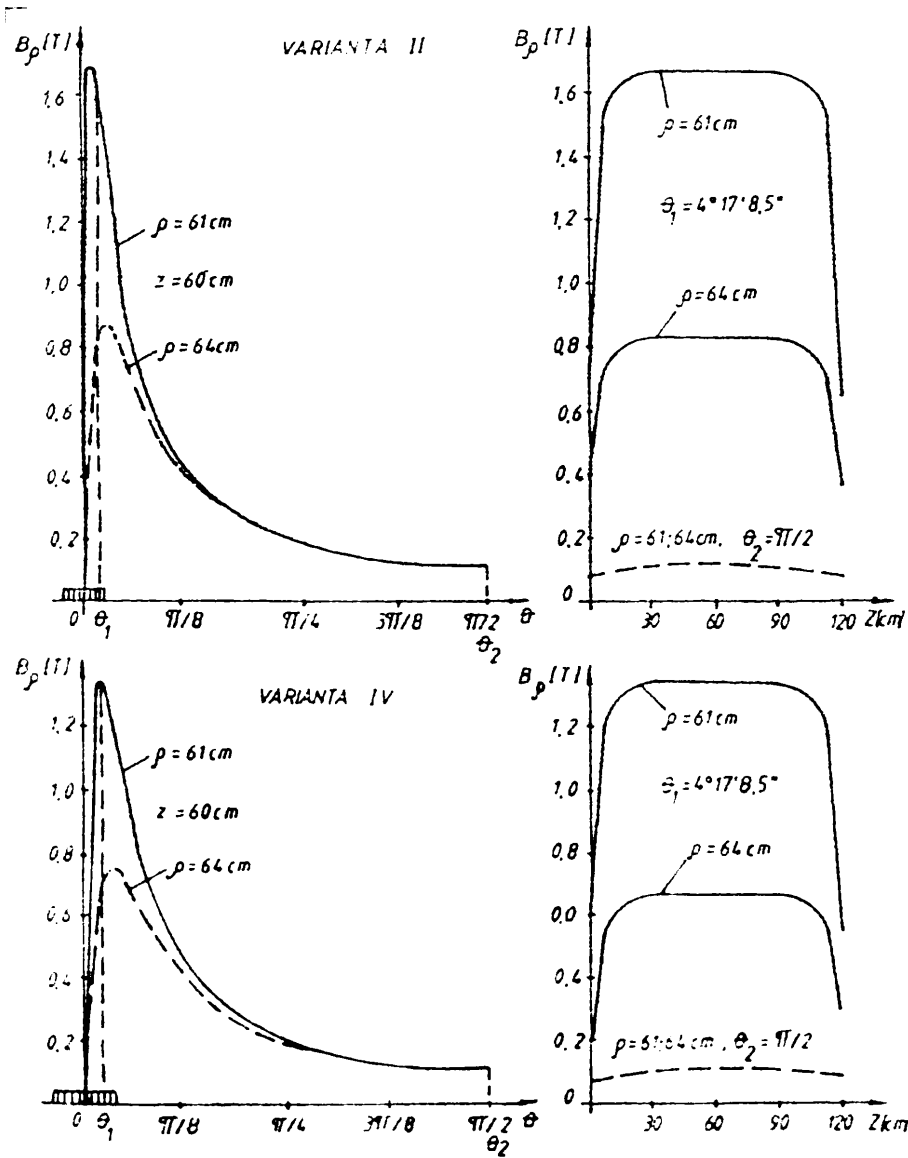


Fig.4.11. Distribuția lui \$B_{\theta}\$ pentru rotcare bipolară

Urmărind distribuția acestei componente pe circumferința rotorului te-trapo-lar (fig. 4.12), se observă că valorile maxime sînt mai mari decît la componente radială (\$B_{\theta} = 0,836\$ T față de \$B_{\rho} = 0,597\$ T la \$\varphi = 0,48\$ m).

valori ce reprezintă de fapt inducția B totală în punctele respective, avînd valoare mare deoarece aceste puncte sînt chiar în dreptul înfășurării.

c) Conductor filiform de lungime finită. Expresia relației de calcul a lui B_{θ} se deduce similar ca și pentru B_{ρ} și rezultă:

$$H_{\theta} = \frac{\mu_0 NI}{4\pi} \left[\frac{z}{\sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)}} + \frac{l-z}{\sqrt{a^2 + \rho^2 + (l-z)^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)}} \right] \cdot \frac{\rho - a \cos(\varphi - \theta)}{a^2 + \rho^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)} \quad (4.19)$$

deoarece $B_{\theta} = B \cos \alpha$, iar $\cos \alpha = [\rho - a \cos(\varphi - \theta)] / \sqrt{a^2 + \rho^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)}$.

În figura 4.13 se poate urmări distribuția componentei B_{θ} pentru rotorul cu dimensiunile din capitolul 3, iar în figura 4.14 pentru variantele din tabelul 4.1. Comparînd valorile lui B_{θ} calculate la acest punct și respectiv la punctul b) pentru același rotor proiectat în capitolul 3, se observă că pe suprafața rotorului ($\rho = 0,048$ m) și la jumătatea lungimii mașinii ($z = 0,04$ m) nu apar diferențe esențiale, dar la capătul mașinii ($z = 0$) B_{θ} este puternic atenuat. În ceea ce privește rotoarele mari de dimensiuni conform tabelului 4.1, vîrfurile sînt mult mai ascuțite, panta curbelor în zona înfășurării fiind mai mare decît la rotorul din capitolul 3, iar maximele au aproximativ aceiași valoare pentru aceleași densități de curent, indiferent dacă este variantă bi- sau tetrapolară.

d) Înfășurare nefiliformă, de lungime finită. Cîmpul tangențial al înfășurării se consideră ca o contribuție a cîmpurilor tangențiale create de conductoare elementare filiforme, de lungime finită /36/ :

$$B_{\theta} = \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \int_{a_1}^{a_2} B_{\theta_1} \, a \, d\alpha \, d\varphi \quad (4.20)$$

unde B_{θ_1} se calculează cu relația (4.19).

Integrarea primă dată după φ în relația (4.20) cum s-a procedat în cazul relației (4.14) nu este analitic posibilă, deoarece conduce la două integrale eliptice. Astfel, notînd :

$$\mathcal{D} = \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \frac{az [\rho - a \cos(\varphi - \theta)] \, d\varphi}{\sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)} [a^2 + \rho^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)]} \quad (4.21)$$

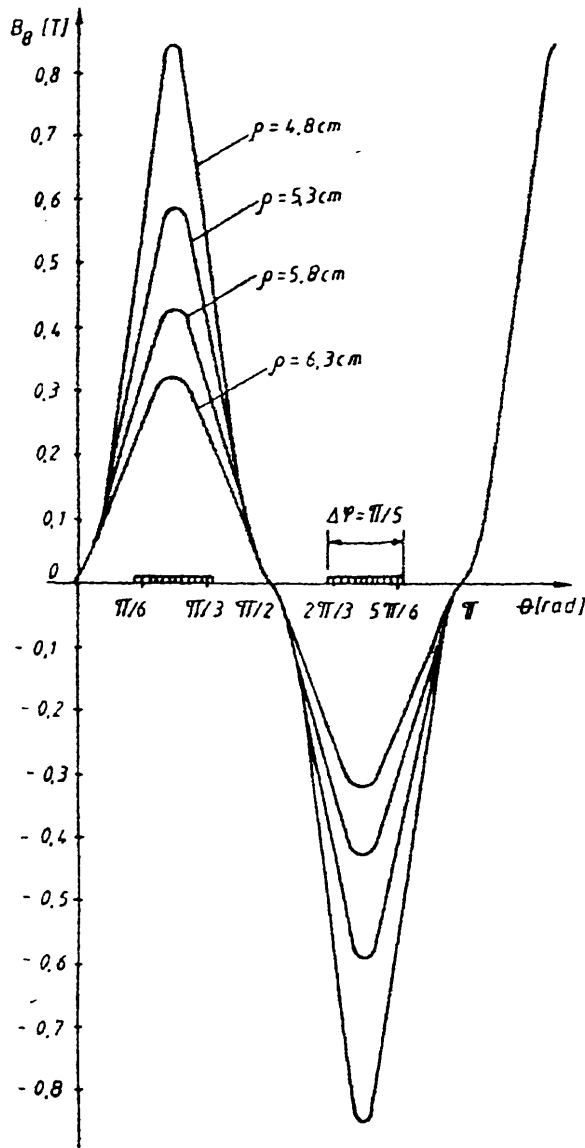


Fig.4.12. Distribuția lui B_{θ} , cazul b)

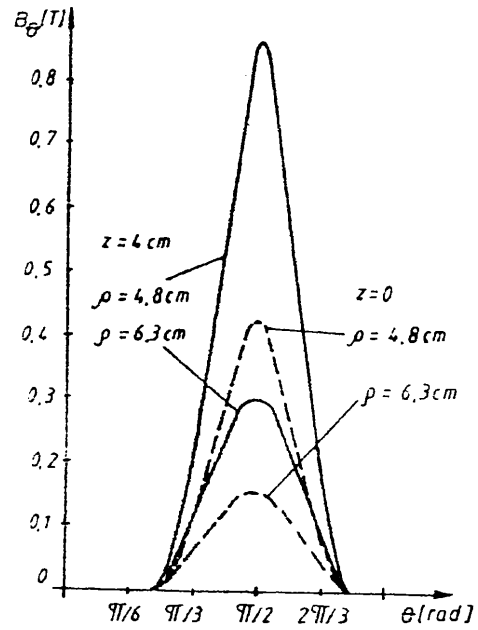


Fig.4.13. Distribuția lui B_{θ} , cazul c), rotor cap.3

$$A = a^2 + \rho^2 + z^2; \quad B = 2a\rho \cdot E = (a^2 + \rho^2) / (2a\rho),$$

după schimbarea de variabilă $t = \cos(\varphi - \theta)$ rezultă :

$$\vec{\mathcal{D}} = -\frac{az\rho}{B} \int_{t_1}^{t_2} \frac{dt}{(t-E)\sqrt{(A-Bt)(1-t^2)}} + \frac{a^2z}{B} \int_{t_1}^{t_2} \frac{tdt}{(t-E)\sqrt{(A-Bt)(1-t^2)}} =$$

$$= \frac{az}{B} \left[a \int_{t_1}^{t_2} \frac{dt}{\sqrt{(A-Bt)(1-t^2)}} + (aE - \rho) \int_{t_1}^{t_2} \frac{dt}{(t-E)\sqrt{(A-Bt)(1-t^2)}} \right] =$$

$$= \frac{az}{B} \left[aI_0 + (aE - \rho)J \right] \quad (4.22)$$

unde I_0 și J sînt integrale eliptice fundamentale. Pentru identificarea lor se pot scrie formele normale L egendre, dacă se aplică

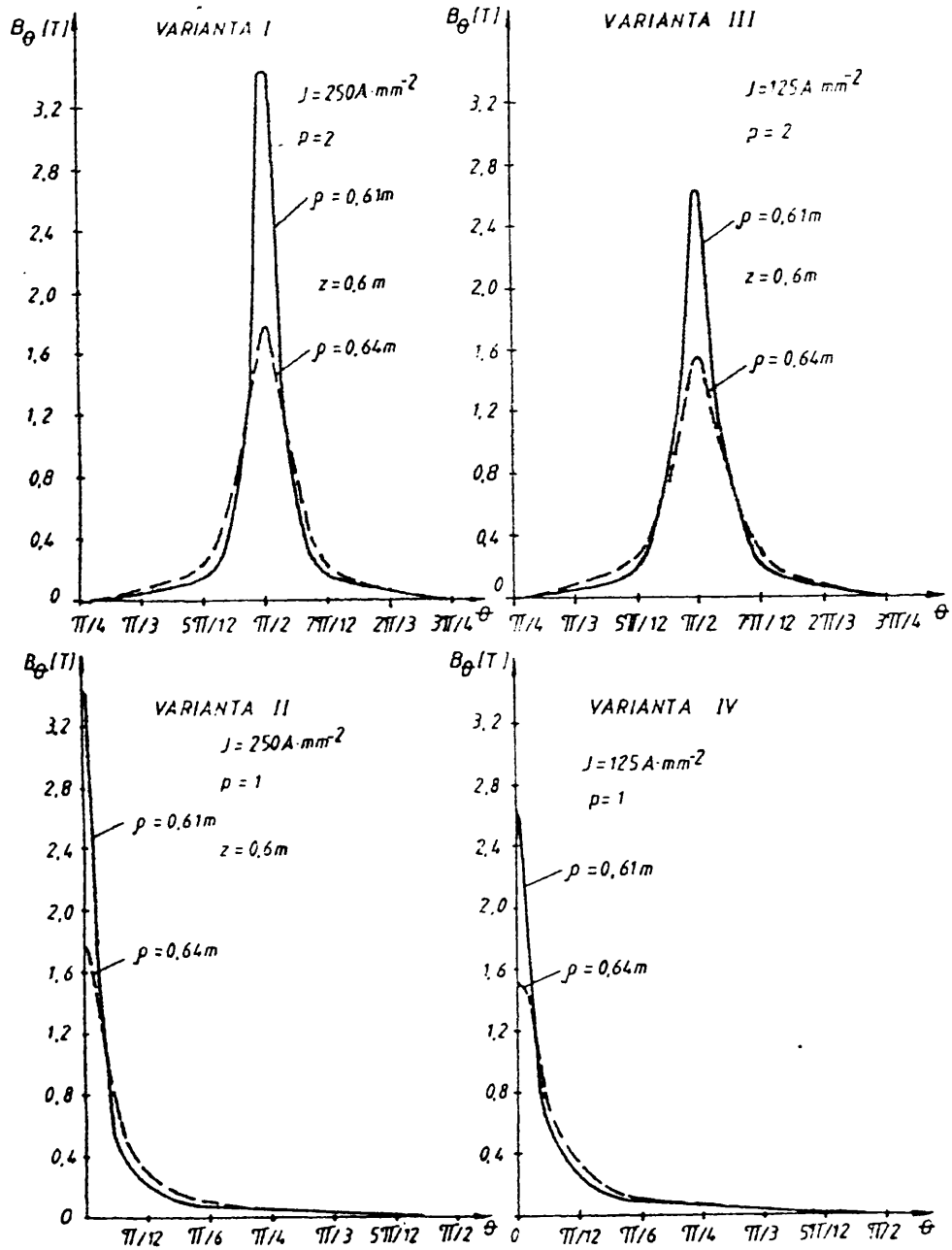


Fig.4.14. Distribuția lui B_θ , cazul c) pentru variantele, tab.4.1.

cîteva transformări :

$$I_0 = \int_{t_1}^{t_2} \frac{dt}{\sqrt{(A-Bt)(1-t^2)}} = \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \frac{-\sin(\varphi-\theta)d\varphi}{\sqrt{[A-B \cos(\varphi-\theta)][1-\cos^2(\varphi-\theta)]}}, \text{ iar dac\u0103}$$

$$\Psi = (\varphi-\theta)/2, \quad k^2 = -2B/(A-B), \quad n^2 = \frac{2}{E-1}, \text{ atunci}$$

$$I_0 = -\frac{2}{\sqrt{A-B}} \int_{\Psi_1}^{\Psi_2} \frac{d\Psi}{\sqrt{1-k^2 \sin^2 \Psi}}; \quad (4.23)$$

$$J = \int_{t_1}^{t_2} \frac{dt}{(t-E)\sqrt{(A-Bt)(1-t^2)}} = \frac{1}{(E-1)\sqrt{A-B}} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \frac{d\varphi}{[1+n^2 \sin^2(\varphi-\theta)/2]\sqrt{1-k^2 \sin^2(\varphi-\theta)/2}} =$$

$$= \frac{2}{(E-1)\sqrt{A-B}} \int_{\Psi_1}^{\Psi_2} \frac{d\Psi}{(1+n^2 \sin^2 \Psi)\sqrt{1-k^2 \sin^2 \Psi}}. \quad (4.24)$$

Se observ\u0103 c\u0103 I_0 este o integral\u0103 eliptic\u0103 de spe\u021ba I, iar J o integral\u0103 eliptic\u0103 de spe\u021ba III /8/, /93/.

Este \u00eens\u0103 posibil\u0103 integrarea prima dat\u0103 dup\u0103 a \u00een rela\u021bia (4.20). Astfel, dac\u0103 se noteaz\u0103 :

$$dB_\theta = \int_{a_1}^{a_2} \frac{az [\rho - a \cos(\varphi-\theta)] da}{\sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi-\theta)} [a^2 + \rho^2 - 2a\rho \cos(\varphi-\theta)]} = B_1 + B_2 \quad (4.25)$$

unde:

$$B_1 = - \int_{a_1}^{a_2} \frac{z \cos(\varphi-\theta) da}{\sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi-\theta)}} =$$

$$= -z \cos(\varphi-\theta) \ln [2a - 2\rho \cos(\varphi-\theta) + 2\sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi-\theta)}] \Big|_{a_1}^{a_2}$$

$$B_2 = -\rho z \int_{a_1}^{a_2} \frac{[a \cos 2(\varphi-\theta) - \rho \cos(\varphi-\theta)] da}{[a^2 + \rho^2 - 2a\rho \cos(\varphi-\theta)] \sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi-\theta)}} =$$

$$= -\rho z \int_{a_1}^{a_2} \frac{(M + \beta/2) da}{(a^2 + \rho a + \rho^2) \sqrt{a^2 + \rho a + \gamma}}$$

$$\text{cu } M = \cos 2(\varphi-\theta), \quad \beta = -2\rho \cos(\varphi-\theta), \quad \gamma = \rho^2 + z^2.$$

Efectuînd schimbarea de variabilă $a = t - \beta/2$:

$$B_2 = - \rho z \int_{t_1}^{t_2} \frac{[M(t-\beta/2)+\beta/2] dt}{(t^2 + \rho^2 - \beta^2/4)\sqrt{t^2 + \gamma - \beta^2/4}} \quad \text{și notînd } p = \rho^2 - \beta^2/4,$$

$$q = \gamma - \beta^2/4 :$$

$$B_2 = - M \rho z \int_{t_1}^{t_2} \frac{t dt}{(t^2 + p)\sqrt{t^2 + q}} + \frac{\rho z \beta (M-1)}{2} \int_{t_1}^{t_2} \frac{dt}{(t^2 + p)\sqrt{t^2 + q}} . \text{ Aceste}$$

integrale necesită noi schimbări de variabile succesive :

$$v = t / \sqrt{t^2 + q} \quad \text{și} \quad u^2 = t^2 + q,$$

$$B_2 = - M \rho z \int_{u_1}^{u_2} \frac{du}{u^2 - z^2} + \frac{\rho z \beta (M-1) q}{2 q z^2} \int_{v_1}^{v_2} \frac{dv}{v^2 + q/z^2 - 1} =$$

$$= \frac{M \rho}{2} \ln \left| \frac{z+u}{z-u} \right|_{u_1}^{u_2} + \frac{\rho \beta (M-1)}{2 z A} \operatorname{arctg} \frac{v}{a} \Big|_{v_1}^{v_2}, \quad \text{în care } A = q/z^2 - 1.$$

Rezultă expresia finală pentru componenta tangențială a inducției magnetice creată de o înfășurare de forma și poziția din figura 4.1₂ :

$$B_\theta = \frac{\mu_0 J}{4\pi} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} [T(z, a_2, \varphi) + T(l-z, a_2, \varphi) - T(z, a_1, \varphi) - T(l-z, a_1, \varphi)] d\varphi \quad (4.26)$$

$$\text{unde } T(z, a, \varphi) = -z \cos(\varphi - \theta) \ln 2 \left| a - \rho \cos(\varphi - \theta) + \sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)} \right| +$$

$$+ \rho \left\{ \frac{1}{2} \cos 2(\varphi - \theta) \ln \left| \frac{z + \sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)}}{z - \sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)}} \right| + \right.$$

$$\left. + \sin 2(\varphi - \theta) \operatorname{arctg} \frac{z[a - \rho \cos(\varphi - \theta)]}{\rho \sin(\varphi - \theta) \sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)}} \right\}.$$

În vederea integrării analitice după φ , funcția $T = T_1 + T_2 + T_3$ (conform celor trei termeni ai ei) se dezvoltă în serie :

$$\begin{aligned}
 T_1 &= -z \cos(\varphi - \theta) \left\{ 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2^{2k-1}} \left(\frac{2|a - \rho \cos(\varphi - \theta)| - 1}{2|a - \rho \cos(\varphi - \theta)| + 1} \right)^{2k-1} \right. \\
 &\quad \left. - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(2k)!}{2^{2k} (k!)^2 2k} \frac{[\rho^2 \sin^2(\varphi - \theta) + z^2]^k}{[a - \rho \cos(\varphi - \theta)]^{2k}} \right\}, \\
 T_2 &= \rho \cos 2(\varphi - \theta) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2^{2k-1}} \left[\frac{z}{\sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)}} \right]^{2k-1}, \quad (4.27) \\
 T_3 &= \rho \sin 2(\varphi - \theta) \frac{z[a - \rho \cos(\varphi - \theta)] \rho \sin(\varphi - \theta) \sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)}}{\rho^2 \sin^2(\varphi - \theta) [a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)] + z^2 [a - \rho \cos(\varphi - \theta)]^2} \cdot \\
 &\quad \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2^{2k} (k!)^2}{(2k+1)!} \left\{ \frac{z^2 [a - \rho \cos(\varphi - \theta)]^2}{\rho^2 \sin^2(\varphi - \theta) [a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)] + z^2 [a - \rho \cos(\varphi - \theta)]^2} \right\}^k.
 \end{aligned}$$

Deoarece aceste dezvoltări în serie nu au oferit posibilitatea integrării analitice după φ , calculele au fost efectuate integrând numeric în relația (4.26) după φ , corespunzător formulei Simpson. Subprogramul de integrare mărește, divizînd cu 2, prin iterații succesive numărul punctelor necesare metodei numerice utilizate, verificînd ca diferența relativă dintre rezultatul iterației i și cel al iterației $i-1$ să fie mai mic decît un ϵ_r impus. S-a constatat că un număr de $2^4 \div 2^5$ puncte pentru formula lui Simpson asigură deja $\epsilon_r = 10^{-4}$.

În figura 4.15 este prezentată variația pe circumferință (θ) și pe lungime (z) a componentei tangențiale B_θ a inducției magnetice create de o singură înfășurare. Din suprapunerea unui număr $2p$ (corespunzător numărului de poli rotorici) de astfel de distribuții, rezultă distribuția finală, care are oricum maximele mai mari și este alternativă (trece prin zero) datorită schimbării alternative a polilor.

Intrucît alura lui B_θ (θ) în acest caz, calculată pentru o înfășurare de formă reală urmărește alura cunoscută de la calculele efectuate în cazurile simplificate anterioare (fig. 4.12, 4.13, 4.14), acestea nu se mai prezintă grafic, doar valorile maxime corespunzătoare fiecărei variante sînt trecute în tabelul 4.2. Se observă că la variantele bipolare (II și IV) maximele sînt puțin mai mari decît la variantele tetrapolare (I și III). Aceste maxime au loc în dreptul liniei mediane a fiecărei înfășurări ca o re-

Tabelul 4.2. Valorile maxime ale $B_{\theta} / T/$, cazul d)

$\rho/m/$	rotor cap.3	I	II	III	IV
0,048	0,8364	—	—	—	—
0,61	-	3,2154	3,2451	2,4290	2,4604
0,64	-	1,7676	1,7937	1,5107	1,5434

zultantă din partea tuturor polilor de o polaritate sau alta și în

cazul variantelor tetrapolare polii, la aceiași circumferință fiind mai apropiați, influența lor reciprocă este mai mare, ducând la scăderea într-o mică măsură a maximului, față de variantele bipolare.

4.2. Cîmpul magnetic al capetelor de înfășurări

Capetele de înfășurări, spre deosebire de porțiunile rectilinii, crează un cîmp magnetic la care inducția are componente după toate cele trei direcții ale sistemului de coordonate spațial. Aceste componente au fost calculate direct pentru cazul care aproximează cel mai bine forma și poziția capetelor de înfășurare, trecînd peste etapa aproximării lor cu un conductor filiform. Pe de altă parte ele constituind porțiuni circulare de lungime finită, aproximarea legată de lungimea infinită nu-și avea sensul.

Forma lor s-a considerat avînd secțiunea identică cu cea a porțiunilor rectilinii, ca o continuare a acestora (fig.4.1) curbata sub forma unor arce de cerc care fac legătura între două porțiuni rectilinii. Pentru un rotor tetrapolar rezultă prin urmare la fiecare capăt cîte două astfel de arce cu deschiderea $\varphi_2 - \varphi_1 > \pi$ acoperind zona dintre două porțiuni rectilinii.

Deducerea formulelor de calcul /37/ urmează o cale comună pentru toate trei componentele inducției și deci nu va fi prezentată în paragrafe diferite pe componente. Calculul pornește de la determinarea expresiei potențialului magnetic vector \vec{A} a unei porțiuni filiforme dintr-un arc circular, considerat ca parte elementară a capătului de înfășurare, după care se însumează prin integrări succesive contribuția tuturor acestor elemente pentru a da cîmpul creat de capătul de înfășurare real, la care densitatea de curent J se presupune uniform repartizată pe secțiunea transversală. Această repartizare este adevărată și în practică, deoarece conduc-

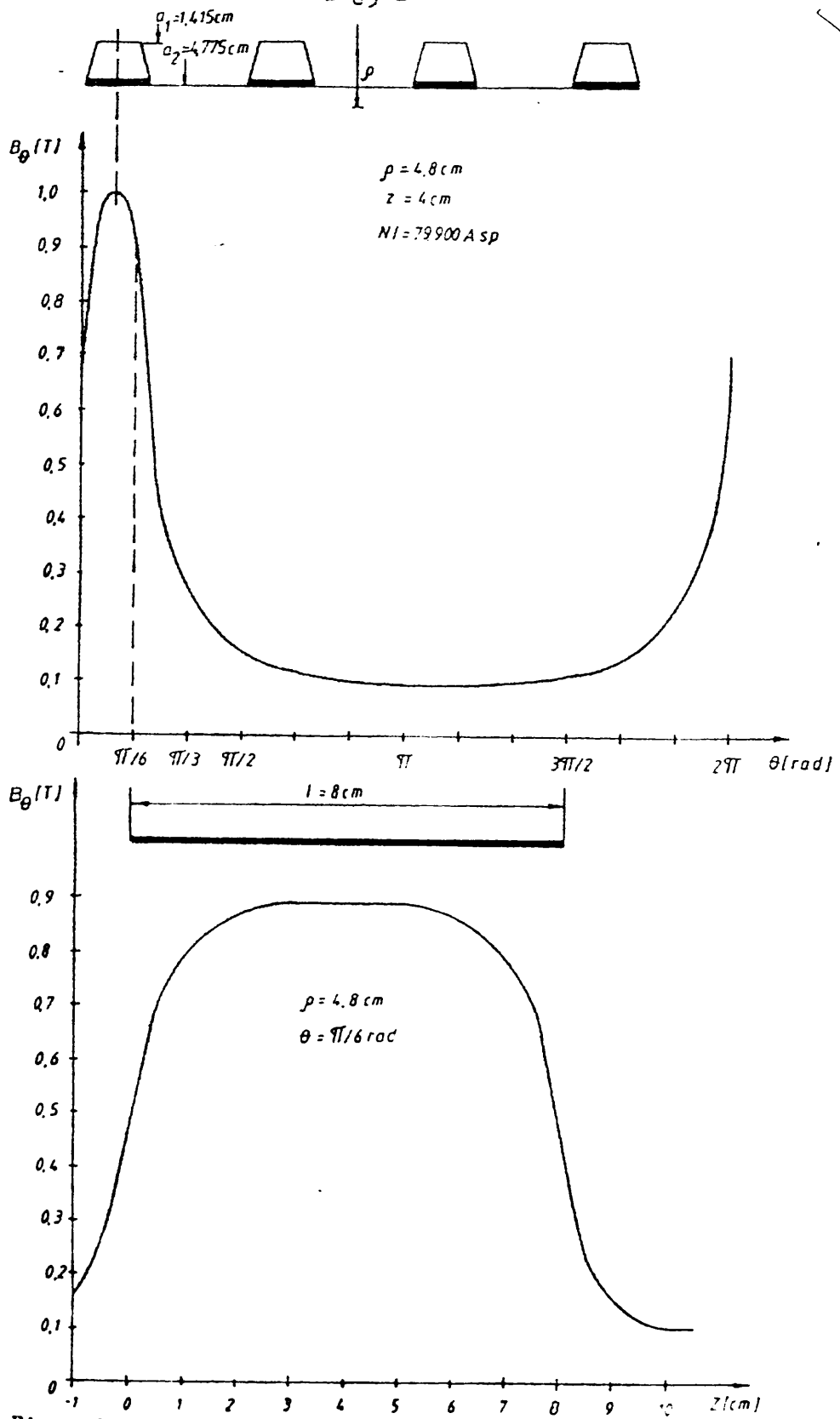
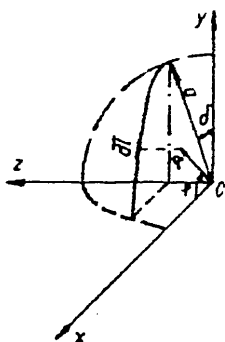


Fig.4.15. Componenta tangențială B_θ creată de o singură înfășurare a rotorului din cap.3.

torul capătului de înfășurare este format din N fire subțiri de supraconductor, înseriate pentru întreaga înfășurare.

Ecuția spirei elementare rezultă din intersecția sferei de rază a cu un plan paralel cu axa xOy (fig.4.16) :



în coordonate carteziene
$$\begin{cases} x'^2 + y'^2 + z'^2 = a^2 \\ z' = a \sin \delta \end{cases} \quad (4.28)$$

în coordonate cilindrice
$$\begin{cases} \rho'^2 + z'^2 = a^2 \\ z' = a \sin \delta \end{cases} \quad (4.29)$$

(notațiile „prim” (x', y', \dots) se referă la mărimile care caracterizează spira elementară, cu excepția lui φ).

Deoarece legătura dintre sistemul cartezian și cel cilindric este :

Fig.4.16. Spira elementară

$$\begin{cases} x' = \rho' \cos \varphi \\ y' = \rho' \sin \varphi \\ z' = z' \end{cases} \quad (4.30)$$

înlocuind (4.29) în (4.30) rezultă ecuațiile parametrice ale spirei în sistemul cartezian :

$$\begin{cases} x' = a \cos \delta \cos \varphi \\ y' = a \cos \delta \sin \varphi \\ z' = a \sin \delta \end{cases} \quad (4.31)$$

cu parametrul φ . Atunci, vectorul de poziție al unui punct al acestei spire este :

$$\vec{r}_c = x' \vec{i} + y' \vec{j} + z' \vec{k} = a \cos \delta \cos \varphi \vec{i} + a \cos \delta \sin \varphi \vec{j} + a \sin \delta \vec{k}, \quad (4.32)$$

iar vectorul elementar tangent la spirală :

$$d\vec{l} = \frac{\partial \vec{r}_c}{\partial \varphi} d\varphi = -a \cos \delta \sin \varphi \vec{i} + a \cos \delta \cos \varphi \vec{j} \quad (4.33)$$

Distanța de la un punct al spirei (x', y', z') respectiv (ρ', φ, z') la un punct din spațiu (x, y, z) respectiv (ρ, θ, z), este :

$$r = \sqrt{(x' - x)^2 + (y' - y)^2 + (z' - z)^2} = \sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a[\rho \cos \delta \cos(\varphi - \theta) + z \sin \delta]} \quad (4.34)$$

Atunci potențialul magnetic vector \vec{A}_e creat de porțiunea de spirală elementară parcursă de curentul i , într-un punct (ρ, θ, z) din spațiu, rezultă :

$$\vec{A}_e = \frac{\mu_0 i}{4\pi} \int \frac{d\vec{l}}{r} = \frac{\mu_0 i}{4\pi} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \frac{-a \cos \delta \sin \varphi \vec{i} + a \cos \delta \cos \varphi \vec{j}}{\sqrt{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a[\rho \cos \delta \cos(\varphi - \theta) + z \sin \delta]}} d\varphi \quad (4.35)$$

Notînd $k = \mu_0 i / (4\pi)$, se identifică componentele lui \vec{A}_e :

$$A_{xe} = -ka \cos\delta \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \frac{\sin\varphi d\varphi}{r}, \quad A_{ye} = ka \cos\delta \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \frac{\cos\varphi d\varphi}{r}, \quad A_{ze} = 0. \quad (4.36)$$

Inducția magnetică \vec{B}_e creată de spira elementară într-un punct din spațiu (φ, θ, z) respectiv (x, y, z) este dată de relația

$$\vec{B}_e = \text{rot} \vec{A}_e = \left(\frac{\partial A_{ze}}{\partial y} - \frac{\partial A_{ye}}{\partial z} \right) \vec{i} + \left(\frac{\partial A_{xe}}{\partial z} - \frac{\partial A_{ze}}{\partial x} \right) \vec{j} + \left(\frac{\partial A_{ye}}{\partial x} - \frac{\partial A_{xe}}{\partial y} \right) \vec{k}$$

Mărimile $\frac{\partial \vec{A}_e}{\partial c}$, ($c = x, y, z$) se calculează funcție de φ, θ, z .

Pentru aceasta se stabilesc relațiile dintre $\frac{\partial \vec{A}_e}{\partial c}$ ($c = x, y, z$) și

$\frac{\partial \vec{A}_e}{\partial e}$ ($e = \varphi, \theta, z$) de tipul :

$$\frac{\partial \vec{A}_e}{\partial \varphi} = \left(\frac{\partial \vec{A}_e}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial \varphi} \right) + \left(\frac{\partial \vec{A}_e}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial \varphi} \right) + \left(\frac{\partial \vec{A}_e}{\partial z} \frac{\partial z}{\partial \varphi} \right), \quad \text{avînd în vedere că}$$

$$A_{ze} = 0, \quad \frac{\partial z}{\partial \varphi} = \frac{\partial z}{\partial \theta} = 0. \quad \text{Rezultă :}$$

$$\frac{\partial A_{xe}}{\partial \varphi} = -ka \cos\delta \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \frac{-\varphi + a \cos\delta \cos(\varphi - \theta)}{r^3} \sin\varphi d\varphi$$

$$\frac{\partial A_{xe}}{\partial \theta} = -\varphi ka^2 \cos^2\delta \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \frac{\sin(\varphi - \theta)}{r^3} \sin\varphi d\varphi$$

$$\frac{\partial A_{xe}}{\partial z} = -ka \cos\delta \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \frac{-z + a \sin\delta}{r^3} \sin\varphi d\varphi$$

(4.37)

$$\frac{\partial A_{ye}}{\partial \varphi} = ka \cos\delta \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \frac{-\varphi + a \cos\delta \cos(\varphi - \theta)}{r^3} \cos\varphi d\varphi$$

$$\frac{\partial A_{ye}}{\partial \theta} = ka^2 \varphi \cos^2\delta \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \frac{\sin(\varphi - \theta)}{r^3} \cos\varphi d\varphi$$

$$\frac{\partial A_{ye}}{\partial z} = ka \cos\delta \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \frac{-z + a \sin\delta}{r^3} \cos\varphi d\varphi$$

Atunci componentele inducției create de spira elementară, sînt:

$$\begin{aligned}
 B_{xe} &= -ka \cos \delta \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \frac{-z+a \sin \delta}{r^3} \cos \varphi d\varphi \\
 B_{ye} &= -ka \cos \delta \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \frac{-z+a \sin \delta}{r^3} \sin \varphi d\varphi \\
 B_{ze} &= ka \cos \delta \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \frac{a \cos \delta - \rho \cos(\varphi - \theta)}{r^3} d\varphi
 \end{aligned} \tag{4.38}$$

Pentru conductorul format din foarte multe spire elementare, cu elementul de volum $dv = ad\delta da$, parcurs de densitatea de curent J , inducția va fi :

$$B = \frac{\mu_0 J}{4\pi} \int_{\delta_1}^{\delta_2} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \int_{a_1}^{a_2} \frac{B_e}{k} a d\delta d\varphi da \tag{4.39}$$

Notînd $K = \mu_0 J / (4\pi)$, componentele lui \vec{B} în coordonate cilindrice rezultă :

$$B_\varphi = B_x \cos \theta + B_y \sin \theta = -K \int_{\delta_1}^{\delta_2} \cos \delta d\delta \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \cos(\varphi - \theta) d\varphi \int_{a_1}^{a_2} \frac{a^2(a \sin \delta - z)}{r^3} da \tag{4.40}$$

$$B_\theta = -B_x \sin \theta + B_y \cos \theta = -K \int_{\delta_1}^{\delta_2} \cos \delta d\delta \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \sin(\varphi - \theta) d\varphi \int_{a_1}^{a_2} \frac{a^2(a \sin \delta - z)}{r^3} da \tag{4.41}$$

$$B_z = B_z = K \int_{\delta_1}^{\delta_2} \cos \delta d\delta \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} d\varphi \int_{a_1}^{a_2} \frac{a^2[a \cos \delta - \rho \cos(\varphi - \theta)]}{r^3} da \tag{4.42}$$

Integralele după a se pot rezolva analitic, toate putînd fi aduse la forma :

$$\begin{aligned}
 \int \frac{a^2(Ea + \bar{a})}{\sqrt{(a^2 - 2Da + C)^3}} da &= \frac{1}{2} (R + 3DE) \ln 2(a - D \pm \sqrt{a^2 - 2Da + C}) + E \sqrt{a^2 - 2Da + C} - \\
 &- \frac{[(R + 2DE)a - (C - Da)E + D(C - Da)(R + DE) / (C - D^2)]}{\sqrt{a^2 - 2Da + C}}
 \end{aligned} \tag{4.43}$$

cu notațiile :

$$D = \rho \cos \delta \cos(\varphi - \theta) + z \sin \delta, \quad C = \rho^2 + z^2,$$

$$E = \begin{cases} \sin \delta \\ \cos \delta \end{cases}, R = \begin{cases} -z & \text{pentru } B_x \text{ și } B_y, \\ -\rho \cos(\varphi - \theta) & \text{pentru } B_z. \end{cases}$$

Se impun următoarele observații pentru punctele $z=0$:

a) Pentru B_x și B_y (din expresiile lui B_ρ și B_θ), integrând prima dată după δ la $z = 0$:

$$\int_{\delta_1}^{\delta_2} \frac{a \sin \delta \cos \delta d\delta}{[\sqrt{a^2 + \rho^2 - 2a\rho \cos \delta \cos(\varphi - \theta)}]^3} = - \frac{a^2 + \rho^2 - a\rho \cos(\varphi - \theta) \cos \delta}{a\rho^2 \cos^2(\varphi - \theta) \sqrt{a^2 + \rho^2 - 2a\rho \cos \delta \cos(\varphi - \theta)}} \Big|_{\delta_1}^{\delta_2}$$

Dacă $\delta_1 = -\delta_2$, această integrală are valoarea zero.

b) Considerații asupra posibilităților de nedeterminare ale termenului al treilea (F) din expresia lui G (rel.(4.43)) care conține diferența $C-D^2$.

Presupunând $C-D^2=0$, rezultă $\rho^2 [1 - \cos^2 \delta \cos^2(\varphi - \theta)] = 0$, adică $\cos^2 \delta \cos^2(\varphi - \theta) = 1$. Se impune cercetarea termenului respectiv în condițiile $z=0$, $\delta=0$, $\varphi - \theta = n\pi$ ($n=0, 1, 2, \dots$).

Se calculează limita acestui termen, aplicînd regula lui L'Hôpital. Se poate arăta că această regulă este suficient a se aplica fie după δ fie după $\varphi - \theta$, aceștia fiind independenți între ei și rezultă :

$$\lim_{\substack{\delta \rightarrow 0 \\ \varphi - \theta \rightarrow 0}} F = \begin{cases} 0 & \text{pentru } B_x \text{ și } B_y, \\ \rho & \text{pentru } B_z. \end{cases}$$

Integrarea expresiilor (4.40), (4.41), (4.42) prima dată nu după a , nu este posibilă. Astfel, integrarea relației (4.40) prima dată după φ conduce la două integrale eliptice fundamentale. Notînd :

$$A = \frac{a^2 + \rho^2 + z^2 - 2az \sin \delta}{2a\rho \cos \delta} \text{ și } \alpha = \varphi - \theta, \text{ integrala de efectuat după } \varphi$$

se poate scrie : $I = \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \frac{\cos \alpha}{(\sqrt{A - \cos \alpha})^3} d\alpha$ și făcînd încă două schim-

bări de variabilă: $t = \cos \alpha$, $1/u+A = t$

$$I = \int_{t_1}^{t_2} \frac{tdt}{(t-A)\sqrt{(t-A)(t^2-1)}} = - \int_{u_1}^{u_2} \frac{(A u+1)du}{\sqrt{(A^2-1)u^3+2Au^2+u}} = -(AI_1+I_0), \quad (4.44)$$

unde I_1 și I_0 sînt integrale eliptice fundamentale. Situația este similară și pentru integrarea prima dată după δ . Prin urmare calculul componentelor cîmpului magnetic necesită două integrări numerice pentru fiecare punct din spațiu. Cele două integrări se pot face în orice ordine. S-au efectuat o serie de calcule integrînd prima dată după φ și apoi după δ , iar apoi (numai pentru componenta radială) prima dată după δ și apoi după φ . S-a constatat după un anumit număr n de puncte de divizare după δ o coincidență foarte bună între cele două serii de calcul în felul următor :

- pentru puncte avînd coordonata $\theta < \theta_1$ și $\theta > \theta_2$ (deci în afara zonei parcurse de curenți), de la $n = 25$, patru cifre semnificative;
- pentru puncte avînd coordonata $\theta_1 < \theta < \theta_2$, de la $n = 65$, trei cifre semnificative.

De asemenea, s-a constatat în cazul integrării prima dată după δ , că timpul de calcul este mult mai redus (în loc de 32,5 s pentru un punct, au fost suficiente 1,95 s, cu eroarea relativă $\epsilon_r = 10^{-2}$ necesară opririi iterațiilor primei integrări). Reducerea timpului de calcul este în concordanță cu faptul că după δ dimensiunile conductoarelor fiind mult mai reduse decît după φ , precizia dorită se atinge repede.

În oricare din seriile de calcul, prima integrare s-a efectuat prin metoda Simpson, cu mărirea numărului de puncte necesare formulei, prin divizare cu doi la fiecare iterație, pînă la atingerea preciziei impuse, iar a doua integrare, unde deja nu mai există o funcție analitică la dispoziție pentru a calcula un număr dorit de puncte, ci doar un număr fix de puncte rezultate în urma primei integrări, tot prin metoda Simpson, dar cu acest număr fix de puncte.

4.2.1. Componenta radială

În figura 4.17 se poate urmări distribuția pe suprafața rotorului, la $z = 0,06$ m de axa capetelor de înfășurare, componenta radială creată de un singur capăt pentru varianta de rotor tetrapolar calculat în capitolul 3.

În cazul cînd ambele capete de înfășurare ale aceluiași rotor tetrapolar devin active, componenta radială a inducției magnetice variază conform figurii 4.18.

Componenta radială se anulează în axa înfășurării, la $z=0$.

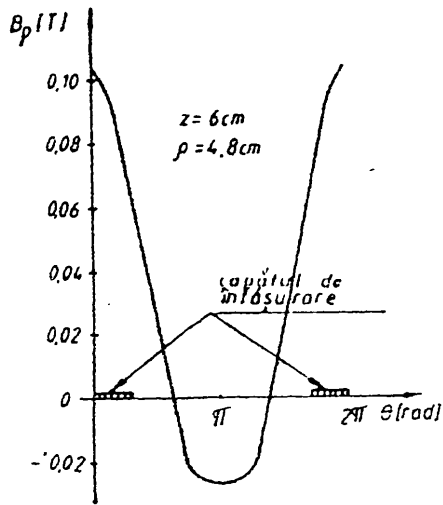


Fig.4.17. Componenta radială B_{ρ} creată de unul din capetele de înfășurare

schimbându-și semnul. În figura 4.19 se poate urmări variația lui B_{ρ} după lungimea mașinii (z) a acestei componente pentru varianta I de rotor. Se observă că la distanțe destul de mari, câmpul are valori importante, comparabile cu componenta radială a câmpului creat de porțiunile rectilini, (la $z=0,235$ m, $B=0,4109$ T). Maximul, la $\rho=0,61$ m și $\theta=0$ are valoarea de 1,72 T, o valoare mare și are loc la $z_m=0,035$ m. Urmărind curba lui B_{ρ} funcție de θ la valori ale lui z apropiate de z_m , se observă o porțiune aproape constantă în zona arcului capătului de înfășurare (φ_1, φ_2), după care se micșorează aproape la zero, avînd această valoa-

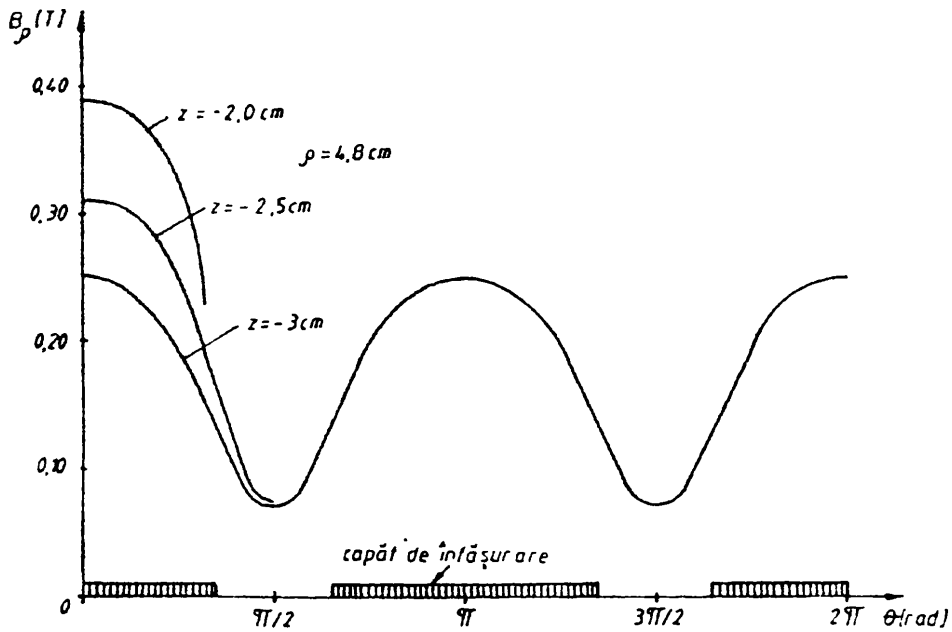


Fig.4.18. Componenta radială B_{ρ} creată de ambele capete de înfășurare ale rotorului tetrapolar

re mică în zona dintre arcele capetelor de înfășurare (fig.4.2o).

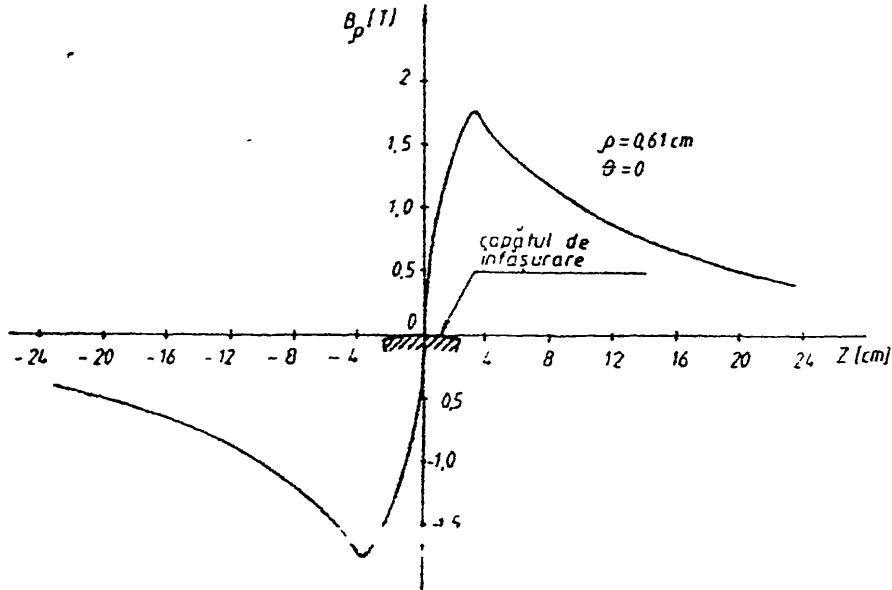


Fig.4.19. Variația lui B_{ρ} după lungime

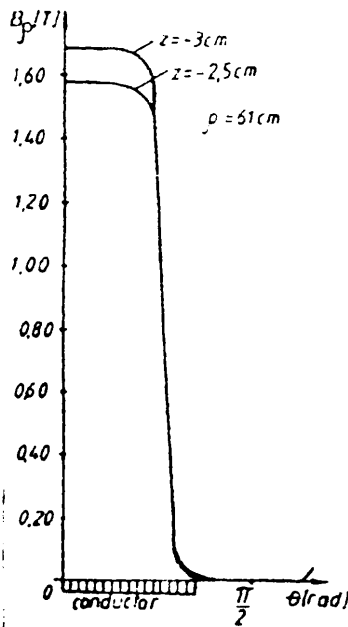


Fig.4.2o. Variația lui B_{θ} pe circumferință

4.2.2. Componenta tangențială

Componenta tangențială B_{θ} a inducției magnetice creată de capetele de înfășurare este o componentă nesemnificativă ca valoare față de celeradială și longitudinală și se datorează formei curbate după un arc de cerc a capătului de înfășurare (dacă aceste capete ar avea curbura zero, și această componentă ar fi zero). Pentru rotorul proiectat în capitolul 3, valoarea maximă la $z = 0,025$ m și $\rho = 0,048$ m este de $0,0504$ T, iar pentru rotorul varianta I din tabelul 4.1, la $z = 0,09$ m, $\rho = 0,61$ m, rezultă un maxim de $B_{\theta} = 0,0771$ T. După coordonata θ această componentă varia-

ză ca o curbă alternativă (asimetrică (fig.4.21) avînd o pantă mai mare în zonele unde θ este în afara arcelor capetelor de înfășurare, acest interval nefiind la fel de lung ca și arcul capetelor de înfășurare. În ceea ce privește variația după axa mașinii, B_{θ} trece prin zero, la $z = 0$, apoi atinge repede un maxim în apropierea capătului

de înfășurare, iar apoi se atenuază lent cu depărtarea de axul capătului de înfășurare (fig.

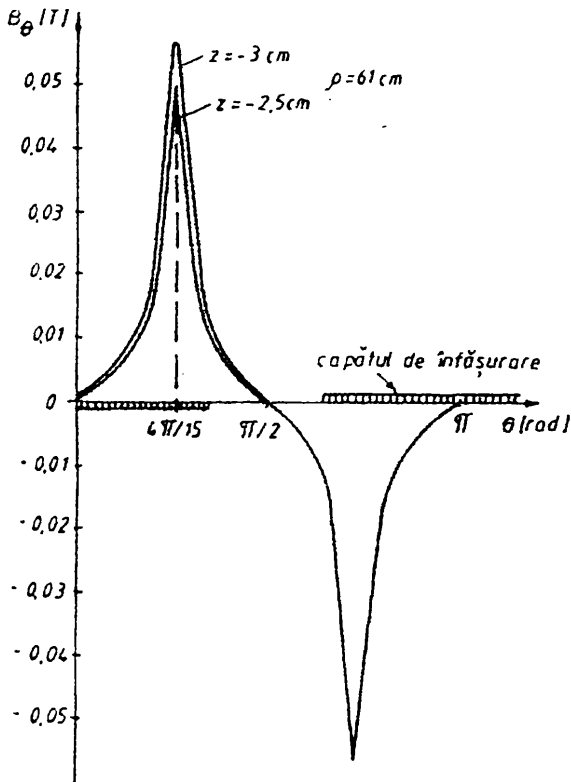


Fig.4.21. Distribuția $B_\theta(\theta)$

4.22), astfel la $z=0,225 \text{ m}$, $B_\theta = 0,0642 \text{ T}$. De observat, că curbele funcție de θ pentru diverși z nu se intersectează decât în punctele de trecere prin zero spre deosebire de câmpul porțiunilor rectilinii.

4.2.3. Componenta longitudinală

Această componentă este similară componentei B_θ de la porțiunile rectilinii. Desigur, datorită forme curbate ale capetelor de înfășurare valorile componentei B_z vor fi mai mici decât cele ale lui B_θ de la un conductor rectiliniu similar, din cauza îndepărtării marginilor arcelor de centrul lor longitudinal (socotit pe exteriorul arcului). Oricum, B_z atinge

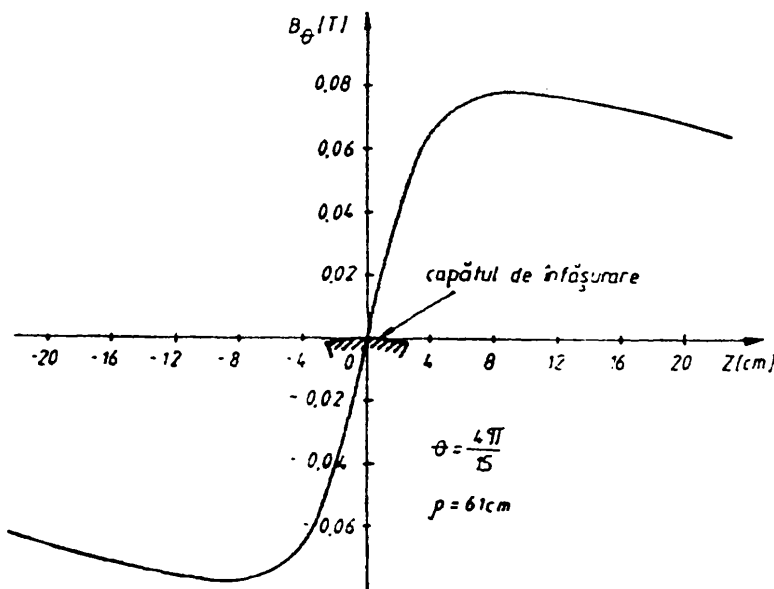


Fig.4.22. Distribuția $B_\theta(z)$

valori importante: pentru reterul din capitolul 3 la $\rho=0,048 \text{ m}$, $\theta = 0$, $z=0$ rezultă $B_z=0,615\text{T}$ (dacă se consideră numai un singur capăt de înfășurare

$B_z = 0,702 \text{ T}$), iar pentru rotorul varianta I la $\rho = 0,61 \text{ m}$, $\theta = 0$ și $z = 0$ rezultă $B_z = 2,93 \text{ T}$. Urmărind variația pe circumferință, se constată existența între arcele capetelor de înfășurare a unor valori de semn contrar celor din zonele arcelor capetelor de înfășurare (fig.4.23). În zona arcelor capetelor de înfășurare, B_z este

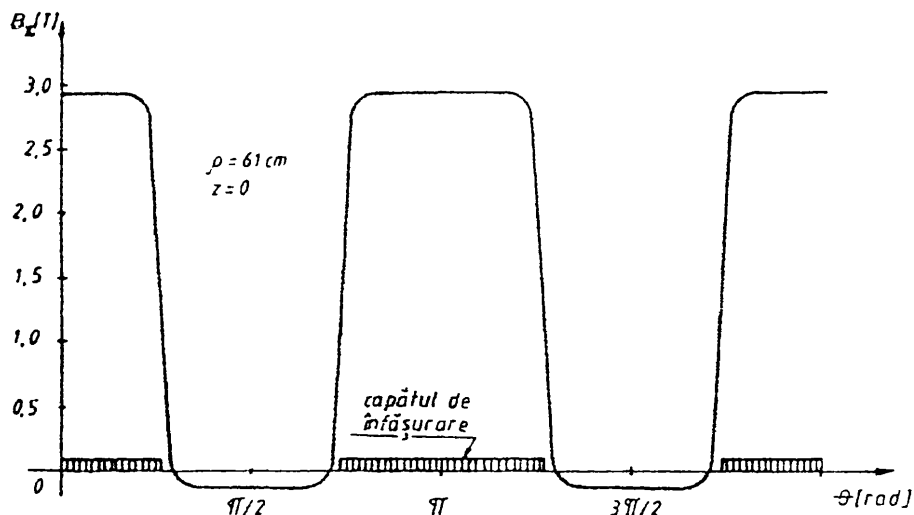


Fig.4.23. Variația componentei longitudinale B_z după circumferință

constant și de valoare apreciabilă. În ceea ce privește variația

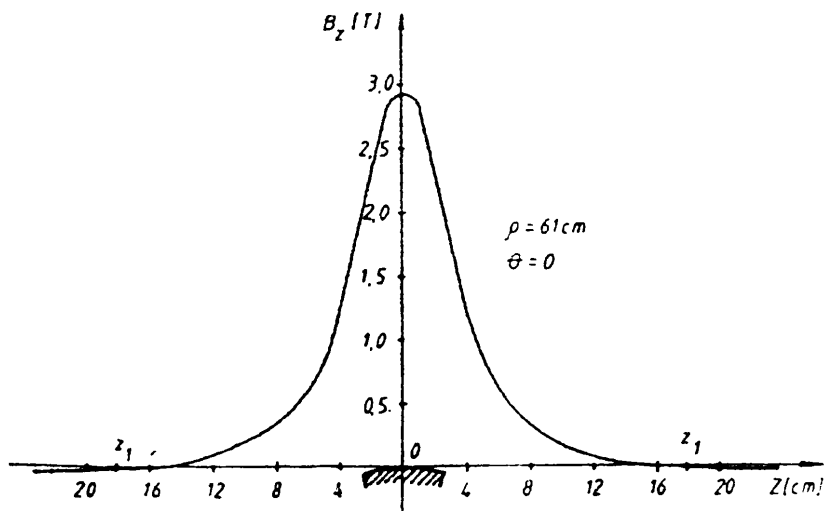


Fig.4.24. Variația componentei longitudinale B_z după lungime

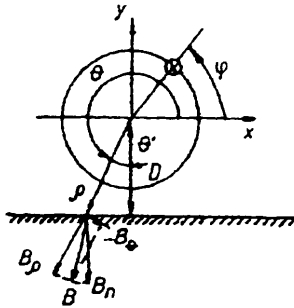
axă (fig.4.24). Aceasta se datorește creșterii contribuției capătului de înfășurare opus (aflat în cadranul II și III), a cărei contribuție la crearea componentei longitudinale se atenuază mai încet

lui B_z în lungul marginii, se observă o atenuare progresivă pînă la schimbarea de semn după depășirea unei anumite

peste $z > z_1$ decât a capătului de înfășurare aflat în cadranul I și IV.

4.3. Considerații legate de armonici

Pornind de la valorile calculate ale componentelor inducției create de rotorul supraconductor, există posibilitatea efectuării unor calcule referitor la curenții care iau naștere datorită tensiunilor induse în calea de levitație. Necesitatea efectuării unor derivări numerice afectată de erori importante, sugerează ideea descompunerii în armonici a distribuției acestor componente după unghiul φ , care la rotirea rotorului depinde direct de timp, $\varphi = \omega t$ (fig.4.25).



Pentru suprafața căii de levitație se poate scrie: $D = \rho \sin\theta$ ($\pi < \theta < 2\pi$). Avînd în vedere că $\theta' = \theta - 3\pi/2$, pentru o distanță D aleasă a centrului rotorului față de calea de levitație, se poate scrie într-un punct al căii caracterizat prin θ' expresia componentei normale a inducției pe această cale :

Fig.4.25. Componentele inducției la nivelul căii de levitație

$$B_n = B_{\rho} \cos\theta' + B_{\theta} \sin\theta' \quad (4.45)$$

Dar:

$$B_{\rho} = \sum_{k=2i+1}^{\infty} B_{\rho k} \sin k\theta, \text{ armonici impare în sinus ;} \quad (4.46)$$

$$B_{\theta} = \sum_{k=2i+1}^{\infty} B_{\theta k} \cos k\theta, \text{ armonici impare în cosinus;} \\ i = 0, 1, 2, \dots$$

Rezultă

$$B_n = \sum_k \left[(B_{\rho k} + B_{\theta k}) \sin(k\theta + \theta') + (B_{\rho k} - B_{\theta k}) \sin(k\theta - \theta') \right] \quad (4.47)$$

Observînd că o armonică a lui B_n este formată din suma a două componente sinusoidale, cu aceeași frecvență defazate cu $2\theta'$, se poate scrie expresia amplitudinii și fazei acestei armonici funcție de amplitudinile și fazele componentelor :

$$|B_{nk}| = \sqrt{2 \left[B_{\rho k}^2 + B_{\theta k}^2 + (B_{\rho k}^2 - B_{\theta k}^2) \cos 2\theta' \right]} = 2 \sqrt{B_{\rho k}^2 \cos^2 \theta' + B_{\theta k}^2 \sin^2 \theta'} \quad (4.48)$$

$$\sin \theta_{nk} = \frac{2B_{\theta k}}{|B_{nk}|} \sin \theta', \quad \cos \theta_{nk} = \frac{2B_{\rho k}}{|B_{nk}|} \cos \theta',$$

iar $B_{nk} = |B_{nk}| \sin(k\theta + \theta_{nk})$, edică :

$$B_{nk} = 2 \sqrt{B_{\rho k}^2 \cos^2 \theta' + B_{\theta k}^2 \sin^2 \theta'} \sin \left(k\theta + \arcsin \frac{B_{\theta k} \sin \theta'}{\sqrt{B_{\rho k}^2 \cos^2 \theta' + B_{\theta k}^2 \sin^2 \theta'}} \right), \quad (4.49)$$

$$\text{iar } B_n = \sum_{k=2i+1}^{\infty} B_{nk}, \quad i = 0, 1, 2, \dots$$

Utilizarea funcției arcsin din expresia fazei lui B_{nk} în loc de arctg are avantajul păstrării valorii adevărate a lui θ_{nk} , chiar dacă se află în cadranele II, III și IV.

Rezultă deci că prin cunoașterea armonicilor lui B_{ρ} și B_{θ} se pot calcula imediat armonicile componente normale la calea de levitație a inducției, fără a fi necesară efectuarea unei descompunerii a acestora.

Având în vedere această concluzie, în cadrul prezentei lucrări s-au descompus în armonici componentele B_{ρ} și B_{θ} create de porțiunile rectilinii ale înfășurărilor variantelor de rotoare din tabelul 4.1 (la care distribuția $B_{\rho}(\theta)$ este prezentată în fig.4.10, 4.11).

În figura 4.26 sînt desenate armonicile pînă la ordinul 17 precum și ponderea lor raportată la valoarea minimă a componente radiale B_{ρ} pentru varianta I de rotor, iar în figura 4.27 ponderea acestor armonici pentru celelalte variante. În figura 4.28 este reprezentată descompunerea în armonici a componente tangențiale B_{θ} pînă la ordinul 19 pentru varianta II de rotor.

Fidelitatea reprezentării prin armonici a funcției descompuse, s-a controlat făcînd suma amplitudinilor acestor armonici în modul următor :

$$\sum B_k = \begin{cases} B_1 - B_3 + B_5 - \dots, & \text{pentru } B_{\rho}; \\ B_1 + B_3 + B_5 + \dots, & \text{pentru } B_{\theta} \end{cases}$$

Aceste sume s-au comparat cu valoarea minimă pentru B_{ρ} respectiv valoarea maximă pentru B_{θ} , calculînd eroarea relativă :

$$\epsilon_r = 100 \left(\sum B_k - B_m \right) / B_m$$

unde B_m este fie $B_{\phi_{min}}$ fie $B_{\phi_{max}}$.

În tabelul 4.3 sînt redade valorile acestor erori și ponderile armonicii I, respectiv a ultimei armonici calculate pentru cele patru variante de rotoare, la două distanțe ρ de centrul lor.

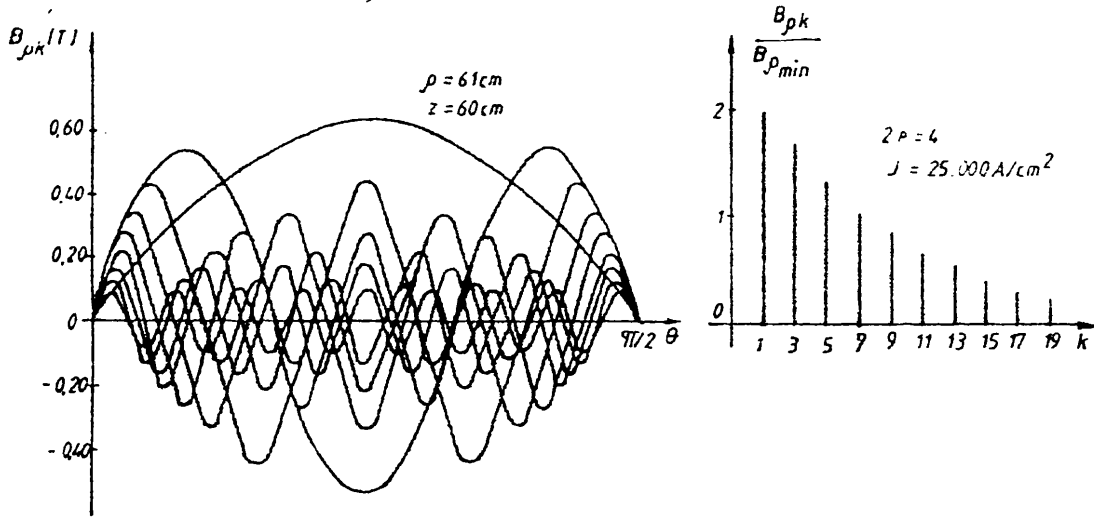
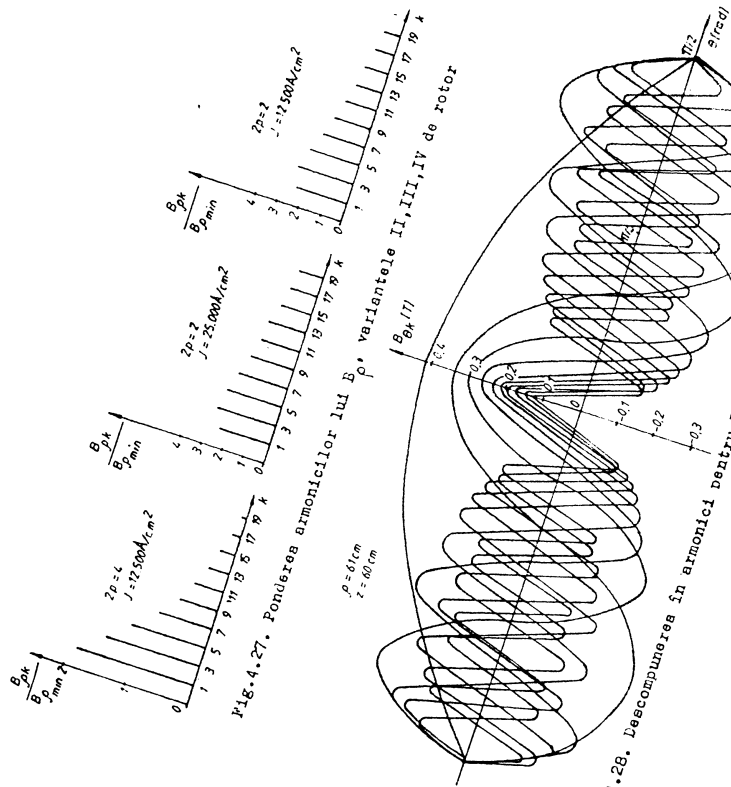


Fig.4.26. Descompunerea în armonici a lui B_{ϕ} , varianta I de rotor

Se observă că o descompunere pînă la 19 armonici pentru B_{ϕ} , dă erori ξ_{ϕ} grosolane mai ales la variantele bipolare. Pentru B_{θ} s-a mers mai departe cu descompunerea, pînă la 35 de armonici și corespunzător ξ_{θ} mai redus. Tot în tabelul 4.3 sînt date și valorile absolute ale lui $B_{\phi_{min}}$ și $B_{\phi_{max}}$ și valorile raportate ale fundamentalelor, respectiv ale armonicilor de cel mai mare ordin considerat.

Din această analiză rezultă că la aceste configurații de rotoare, care au distribuția cîmpului foarte deformată față de o sinusoidă, numai un număr foarte mare de armonici permite reprezentarea fidelă a acestei distribuții.

În vederea micșorării ponderii armonicilor superioare se propune soluția constructivă de rotor cu înfășurări divizate la un pol (fig.4.29) la care dimensiunile se vor calcula prin rezolvarea unui sistem de ecuații, pornind de la o variantă inițială ce se dorește îmbunătățită. Sistemul de ecuații propus sintetizează următoarele idei: suma erilor transversale rămîne egală cu cea inițială, se păstrează proporția formelor, arile transversale urmează o repartiție cosinusoidală, și distanța unghiulară pînă la zona următorului pol se impune. Rezultă sistemul (4.51),



Tabelul 4.3. Mărimile semnificative ale descompunerii în armonici

α /m°	ρ /A.mmm-2/	$\frac{P}{\rho}$ /mm	ρ_{01}/B_{0min} /%	ρ_{02}/B_{0min} /%	ρ_{03}/B_{0min} /%	ρ_{0max} /T/	ρ_{01}/B_{0max} /%	ρ_{02}/B_{0max} /%	ρ_{03}/B_{0max} /%	k	ϵ_0 /%
0,61	4	250	0,3373	192	23	3,2154	22	25	1	0,6	
	2	125	0,3397	185	9	2,4290	13	35	2	1,4	
0,64	4	250	0,1159	240	79	2,4604	36	27	0,1	0,07	
	2	125	0,1155	240	4	1,7676	35	19	2	2,4	
(0,65)	4	250	0,3147	114	1,5	1,1107	21	(2,15)	(2,15)	(2,4)	
	2	125	0,1066	247	58	(1,5530)	(23)	(19)	(2,15)	(2,4)	
30	4	250	0,1080	228	32	1,5434	14	27	0,1	0,07	
	2	125	0,1080	228	32	1,5434	14	27	0,1	0,07	

Tabelul 4.4. Exemplanu de calcul pentru înfăguzări divizate

α	A_{max} /cm ² /	τ_2	a_{12}	a_{11}	ϵ_1	γ	$\frac{y}{mm}$	θ_2
90	42,301	25°	9,631	8,496	31°43'12"	-4°51'36"	0,0514	23°30'
40,11	48,316	23°20'	9,903	8,048	34°33'129"	-6°44'15"	-0,0516	28°50'
30	51,035	22°40'	10,061	7,856	35°49'0,5"	1°25'129"	0,1852	30°40'

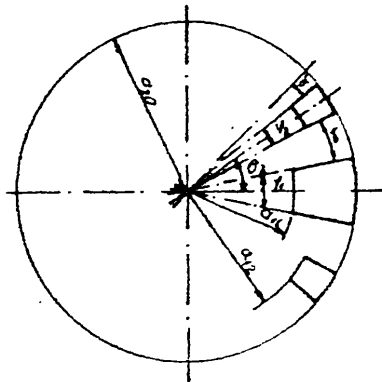


Fig.4.29. Infășurare divizată la un pol

semnificațiile mărimilor geometrice fiind cele indicate pe figura 4.29 :

$$\begin{aligned} (a_{20} + a_{12}) \varphi_2/2 &= a_{20} - a_{12} \\ (a_{20}^2 - a_{12}^2) \varphi_2/2 &= A_{\max} \cos 2\theta_2 \\ \varphi_2/2 + \theta_2 + \alpha &= \pi/4 \quad (4.51) \\ (a_{20}^2 - a_{11}^2) \varphi_1/2 &= A_{\max} \\ (a_{20} + a_{11}) \varphi_1/2 &= a_{20} - a_{11} \\ A_{\max} (1 + 2 \cos 2\theta_2) &= A_0 \end{aligned}$$

Din acest sistem de ecuații se pot deduce următoarele formule de calcul iterativ :

$$\begin{aligned} A_{\max} &= A_0 / (1 + 2 \cos 2\theta_2) \\ \varphi_2 &= 2(\pi/4 - \theta_2 - \alpha) \\ y &= (a_{20} + a_{12}) \varphi_2/2 - a_{20} + a_{12} \\ a_{12} &= \sqrt{a_{20}^2 - (A_0 - A_{\max})/2} \quad (4.52) \\ a_{11} &= a_{20} - \sqrt{A_{\max}} \\ \varphi_1 &= 2 A_{\max} / (a_{20}^2 - a_{11}^2) \\ \gamma &= \theta_2 - \varphi_1/2 - \varphi_2/2 \end{aligned}$$

Impunând valoarea lui α pentru diverși θ_2 , se calculează pe rând A_{\max} , φ_2 , a_{12} , y . Se rețin numai acele valori pentru care $|y|$ este minim la acest α impus. Se calculează apoi a_{11} , φ_1 și γ . Dacă $\gamma \leq 0$ se alege alt α și se refac calculele. Rezultatele unui asemenea calcul sînt sintetizate în tabelul 4.4, dar și aici sînt trecute doar acele variante pentru care $|y|$ la α impus este minim. Acest exemplu de calcul s-a efectuat pentru $A_0 = 100 \text{ cm}^2$, (aria inițială a secțiunii transversale) și $a_{20} = 15 \text{ cm}$. Se observă că s-a obținut $\gamma > 0$ doar pentru $\alpha = 3^\circ$ din variantele încercate.

Cap.5. PROIECTAREA SI REALIZAREA MODELULUI EXPERIMENTAL
IN VEDEREA CERCETARII SISTEMULUI DE TRANSMISIE
ELECTRODINAMICA

În condițiile tehnologice actuale realizarea unei mașini supraconductoare nu este posibilă la nivelul unei lucrări de doctorat. Deși o cantitate de 2000 m de sîrmă supraconductoare de tip 246E-6 B2B1, material V.S.F., izolație FORMVAR, diametru 0,6 mm, producție Supercon. Inc., Mass. suficientă înfășurărilor rotorului proiectat în capitolul 3, a fost pusă la dispoziție, evoluția instalațiilor industriale de lichefiere a heliului, a tehnologiei vidului și a etanșărilor necesare la ansambluri rotitoare aflate la temperaturi criogenice nu a atins în timpul scurs de la abordarea prezentei lucrări, stadiul scontat. S-a pus deci problema realizării modelului preconizat în condiții de conductibilitate normală, cu înfășurări de cupru, scopul urmărit fiind cercetarea experimentală a principiilor de funcționare a sistemului de transmisie electrodinamică. S-au analizat o serie de variante dimensionale, dintre care se menționează două :

a) varianta avînd diametrul de 300 mm, densitatea de curent $J = 2,5 \text{ A/mm}^2$ și solenația $NI = 25000 \text{ A.sp}$, ce ar putea crea un cîmp magnetic suficient de intens; dezavantajul acestei variante este cantitatea mare de cupru necesară: aproximativ 100 kg.

b) diametrul 90 mm, $J = 2,5 \text{ A/mm}^2$, $NI = 5000 \text{ A.sp}$ și masa cuprului utilizat 29 kg. La această variantă, care din punct de vedere constructiv este executabilă, s-a calculat cîmpul magnetic conform capitolului 4, constatînd că componenta radială a cîmpului magnetic atinge un maxim doar de 0,0032 T, ceea ce este insuficient pentru orice fel de încercări.

În concluzie, a rămas o singură posibilitate abordabilă pentru realizare practică, și anume o mașină cu rotor și stator cu miez feromagnetic, care să păstreze funcțiile transmisiei electrodinamice prezentate în § 3.1 dar nu mai păstrează caracteristicile mașinilor supraconductoare. Și în acest caz, avînd în vedere porțiunile deschise și întrefierurile mari, obținerea unor performanțe industriale reclamă o mașină cu gabarit mare, ceea ce nu este realizabil în cadrul unui efort individual.

Ținînd cont de considerațiile de mai sus în privința posibilităților de realizare practică, s-a construit, urmărind uzanta

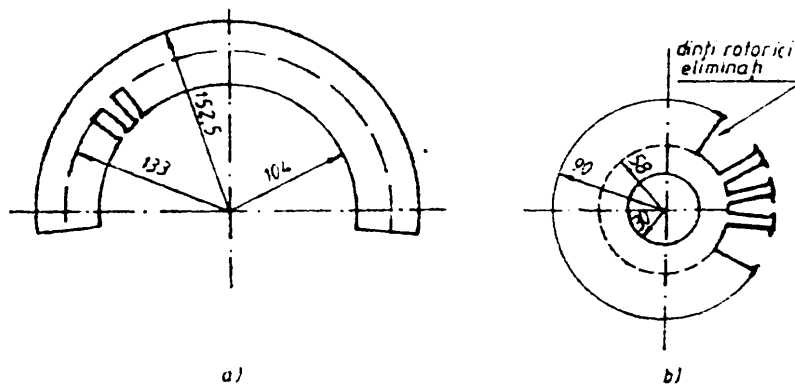
de proiectare de la mașini sincrone /30/, /42/, /43/, /71/, /72/ pentru părțile rotorice și statorice, un model experimental de transmisie electrodinamică la scara unei instalații de laborator. Întrucât dimensiunile miezurilor magnetice sînt impuse din considerente de achiziționare, proiectarea se referă mai ales la determinarea solenațiilor statorice și rotorice și nu ține seama de caracterul deschis al circuitului magnetic statoric, efectele de capăt etc.

În paragraful 5.3 este dedusă o metodică de calcul posibilă, în vederea luării în considerare a frontierelor dintre diverse medii magnetice și electrice ale mașinii ca o cale ce trebuie urmată pentru o astfel de construcție. Nu s-a trecut la aplicații întrucît sistemul nesupraconductor nu se pretează la concluzii finale.

Sînt expuse apoi considerentele legate de concepția, proiectarea și construcția celorlalte părți ale standului experimental necesare realizării lui ca un tot unitar, în scopul efectuării de încercări pe el.

5.1. Statorul și rotorul mașinii experimentale

Ca și tole statorice s-au achiziționat tolele cu gabaritul cel mai mare din producția curentă a Intreprinderii Electromotor din Timișoara, avînd dimensiunile prezentate în figura 5.1. Aceste tole au fost tăiate pentru a forma un stator arc trifazat cu $2p+1 = 5$ poli. Ca și tole rotorice s-au ales acele tole cu care se asigură un întrefier suficient de mare includerii înfășurării unui ecran rotativ între stator și rotor. În vederea realizării unei înfășurări de excitație cu poli proeminenți, s-au eliminat un număr



de dinți rotorici, locul rămas liber constituind suportul unei înfășurări cu $2p=8$ poli. Mărimile impuse

Fig.5.1. Dimensiunile tolelor statorice a) și rotorice b)

calculului de proiectare, se rezumă la următoarele :

- tensiunea electromotoare indusă nominală, $U_{eN} = 200$ V;
- inducția magnetică medie în întrefier, $B_{\delta} = 0,3$ T ;
- întrefierul dintre dinții statorici și rotorici, $\delta = 14$ mm;
- lungimea mașinii, $l = 0,3$ m;
- pasul polar statoric, $\tau_1 = 81,68$ mm;
- pasul polar rotoric, $\tau_2 = 70,68$ mm ;
- numărul de creștături al arcului statoric, $z = 45$;
- numărul de creștături pe pol și fază la stator, $q = 3$;
- pasul creștăturii : s-au efectuat calcule considerînd două variante $\beta_I = 8/9$ și $\beta_{II} = 7/9$;
- factorul de putere nominal, $\cos \varphi_N = 0,8$;
- numărul de poli: stator $2p+1 = 5$, rotor $2p = 8$;
- frecvența nominală, $f = 50$ Hz ;
- număr de faze, $m = 3$;
- înfășurare statorică cu două straturi pe creștătură.

Restul mărimilor geometrice (dimensiunile dinților, distanțele dintre ele etc.) se indică conform fig.5.2, 5.3, pe parcurs. Pasurile polare τ_1 , τ_2 sînt corespunzătoare circumferințelor tangente cu întrefierul.

O primă etapă de calcul se referă la caracteristica de mers în gol. Principalele mărimi necesare determinării acestei caracteristici sînt sintetizate în tabelul 5.1 pentru cele două variante β_I (rîndul superior) și β_{II} (rîndul inferior) de pas de creștătură. În continuare se prezintă unele considerații legate de mărimile intermediare de calcul, necesare completării tabelului 5.1.:

- coeficientul lui Carter pentru rotor: $k_{c2} = t_2/(t_2 - b_2) = 1,0014384$ cu $b_2 = b_{o2}^2/(5\delta - b_{o2}) = 0,014$;
- lățimea de calcul a piesei polare rotorice: $b_1 = k_{c2}(\cos 3\pi t_2/\tau_2 - 1)\tau_2/\pi = \alpha_1 \tau_2 = 16,65084$ mm, de unde rezultă coeficientul de acoperire ideală a pasului polar: $\alpha_1 = 0,23558$;
- fluxul total care ajunge la stator: $\Phi = B_{\delta} \alpha_1 \tau_1 l_1 = 1,7317 \cdot 10^{-3}$ wb, deoarece lungimea ideală a mașinii rezultă : $l_1 = l + 0,5n_g b_g = l$, unde n_g este numărul pachetelor de tole separate prin canale de ventilație de lățimea b_g , dar $b_g = 0$, nefiind necesare aceste canale;
- amplitudinea fundamentalei fluxului: $\Phi_1 = \Phi/k_{\Phi} = 5,1955 \cdot 10^{-3}$ wb, unde $k_{\Phi} = \pi \alpha_1 / (2 k_f) = 0,3333$, iar $k_f = 1,11$;
- lungimea efectivă a oțelului: $l_{Fe} = k_{Fe} \cdot l_1 = 0,285$, unde

$l_1 = l - n_s b_s$ este lungimea totală a pachetului de tole, iar k_{Fe} este coeficientul de umplere a pachetului de tole, care la 0,5 mm grosime este $k_{Fe} = 0,95$;

- numărul de spire pentru un strat al statorului:

$w_1 = U_{eN} / (2\sqrt{2}\pi q p f \phi_1 k_w) \approx 16$. Aici, din cauza factorului de scurtare a pasului $k_y = \sin \pi p / 2$ rezultă două valori pentru w_1 (15,27 și 16,01) corespunzător lui β_I și β_{II} . Factorul de înfășurare $k_w = k_p \cdot k_y = 0,9452135$ respectiv $0,9019122$, unde factorul de repartizare a înfășurării este $k_p = \sin \pi / (2m) / [q \sin \pi / (2mq)]$;

- coeficientul lui Carter pentru stator: $k_{c1} = t_1 / (t_1 - b_1) = 1,0138$,

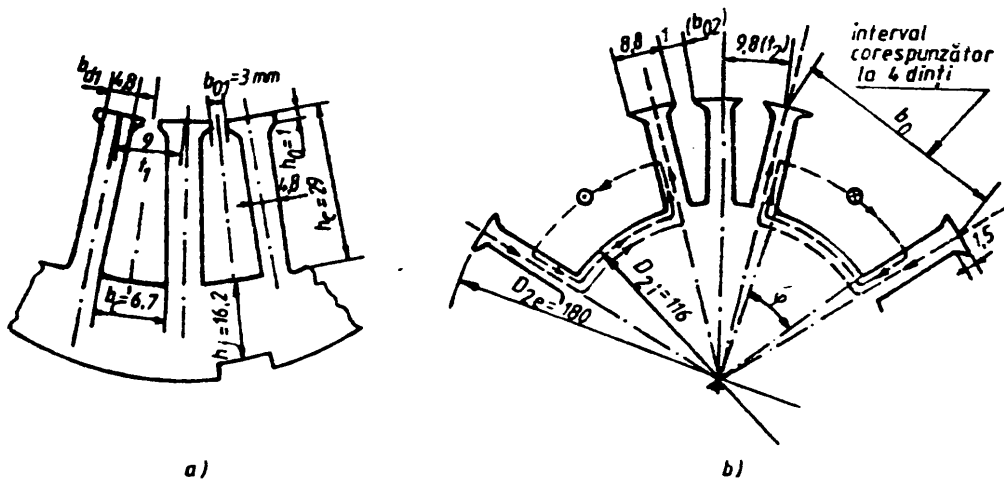


Fig.5.2. Detalii la tole: a) statorice; b) rotorice

unde $b_1 = b_{01}^2 / (5\delta + b_{01}) = 0,1232$;

-coeficientul lui Carter rezultat : $k_c = k_{c1} \cdot k_{c2} = 1,015347$;

-întrefierul echivalent : $\delta' = k_c \delta = 14,214858$ mm;

-permeanța geometrică specifică a fluxului de scăpări a polilor inductorului, $\lambda_{\sigma 2}$. Dată fiind forma neuzuală a inductorului (fig. 5.2.b), acesta s-a aproximat ca o medie aritmetică a două va-

luri $\lambda_{\sigma 2}'$ și $\lambda_{\sigma 2}''$:

$\lambda_{\sigma 2}' = \lambda_{c2} + \lambda_d$, unde $\lambda_{c2} = h_1 / (3b_c)$ fiind permeanța de scăpări în creștătură, iar $\lambda_d = 5\delta / [b_0 (5 + 4\delta / b_0)]$ fiind permeanța de scăpări la capetele dinților.

S-a considerat înălțimea pe care se află bobinaj

$h_1 = (D_{2e} - D_{2i}) / 2 = h_m = 32$ mm și lățimea creștăturii bobinate

$b_c = \rho (D_{2e} / 2 + D_{2i} / 2) / 2$ (acesta nefiind constant, s-a luat o valoare medie).

Avînd în vedere și lățimea pauzei dintre polii inductorului : $b_0 = 4.8,8 + 5.1 = 40,2$ mm, rezultă $\lambda_{\sigma 2}' = 0,6488807$.

Pe de altă parte,

$$\lambda_{\sigma 2}'' = h_m / (2C_m) + 2,3 h_m \lg [1 + \pi b_m / (2C_m)] / (\pi l_m), \text{ unde :}$$

$h_m = 32 \text{ mm}$, înălțimea bobinajului ;

$b_m = 3.8,8 = 26,4 \text{ mm}$, lățimea fierului polului ;

$l_m = l_1 = 0,3 \text{ mm}$, iar $C_m \approx \pi(D_{2e} - 2\delta - h_m) / 2p - b_m$, rezultînd

$$\lambda_{\sigma 2}'' = 0,8093, \text{ și deci}$$

$$\lambda_{\sigma 2} = 0,6884 ;$$

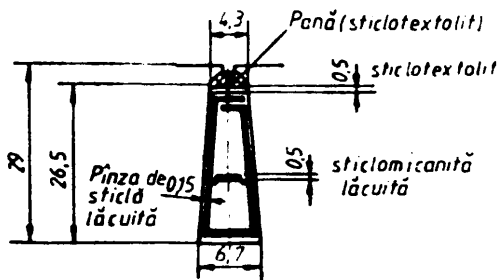
- secțiunea unui dinte rotor (ce intră în constituția polului rotor) :

$$S_d = l_{Fe} \cdot 8,8 \cdot 10^{-3} = 2,64 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2 ;$$

- secțiunea jugului rotor: $S_{j_2} = h_{j_2} l_{Fe} = 7,98 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$;

- pasul polar mediu în jugul rotoric : $\tau_{j_2} = 2.44\pi / 8 = 34,5557518 \text{ mm}$.

O altă etapă de calcul se referă la stabilirea solenației de excitație. În prealabil este necesar însă calculul reactanței de scăpări a înfășurării statorice λ_{σ} , pentru determinarea căreia trebuie cunoscute : amplitudinea fundamentalei solenației de reacție F_1 și deci curentul nominal statoric I_{1N} . Avînd în vedere amenajarea unei creștături conform figurii 5.3, se fac următoarele considerații :



- suprafața creștăturii:

$$S_{cr_1} = 145,75 \text{ mm}^2 ;$$

- suprafața ocupată de izolație :

$$S_{iz_1} = S_{pînză} + S_{st.text} +$$

$$+ S_{st.mic} = 15,75 \text{ mm}^2 ;$$

- suprafața disponibilă înfășurării:

$$S_1 = S_{cr_1} - S_{iz_1} = 132,75 \text{ mm}^2 ;$$

Fig.5.3. Dispunerea izolației în creștătură statorică

- suprafața afectabilă unui conductor izolat, fără spațiu între conductoare, avînd în vedere că într-un strat trebuie așezate

$w_1 = 16$ conductoare :

$$S_{ciz_0} = S_1 / (2 \cdot 16) = 4,15 \text{ mm}^2 ;$$

- diametrul unui conductor rotund care se înscrie într-un dreptunghi cu suprafața S_{ciz_0} : $d_{ciz_1} = \sqrt{S_{ciz_0}} = 2,037 \text{ mm}$, avînd secțiunea transversală $S_{ciz_1} = 3,259 \text{ mm}^2$.

Alegînd un conductor cu diametrul $d_1=1,8$ mm, $d_{ciz}=1,916$ mm, în creștătură se verifică așezarea conductoarelor conform tabelului 5.2.

Tabelul 5.2. Dispunerea conductoarelor statorice

Stratul I			Stratul II		
Rîndul	Nr.cond. în rînd	Înălțimea ocupată /mm/	Rîndul	Nr.cond. în rînd	Înălțimea ocupată /mm/
	pînză st.	0,15	I	2	12,77
I	3	2,066	II	2	14,43
II	3	3,72	III	2	16,09
III	3	5,38	IV	2	17,75
IV	3	7,04	V	2	19,41
V	2	8,69	VI	2	21,07
VI	2	10,36	VII	2	22,73
	sticl.mic.	10,86	VIII	2	24,39
2 rînduri	pînză st.	24,69	1 rînd	st.text.	25,19

Se observă că înălțimea ocupată din creștătură se încadrează în cea disponibilă ($25,19 < 26,5$) și deci conductorul ales este corespunzător.

Intrucît puterea nu este o mărime impusă, se poate admite o densitate de curent limitată doar de considerente de încălzire: $j = 2,75$ A/mm² de unde rezultă valoarea curentului nominal statoric: $I_{1N} = 7$ A.

Coefficientul de umplere a creștăturii statorului rezultă:

$$f_{u_1} = 2 w_1 S_{cu_1} / S_{cr_1} = 0,5587$$

Păstrînd pentru execuție varianta proiectată cu $\beta=7/9$, în figura 5.4 este prezentată schema înfășurării statorice pentru faza A.

Mărimile care se calculează în continuare pentru a determina solenația de excitație, depind de pasul de creștătură β , pentru care s-au luat în considerare două valori: $\beta_I = 8/9$ și $\beta_{II} = 7/9$. Corespunzător vor exista două valori și la aceste mărimi:

- armonica fundamentală a inducției în întrefier (la nivelul statorului):

$$B_{\delta N} = \phi_1 / (\tau_1 l_1) = 0,2024159 \text{ și } 0,2120263 \text{ T ;}$$

- amplitudinea fundamentalei solenației de reacție:

$$F_1 = 3\sqrt{2} w' k_w I_N / (\pi p) = 1715,59 \text{ și } 1637,00 \text{ A, unde } w' = 2pqw_1$$

CALCULUL CARACTERISTICII DE MERS ÎN GOL

k	0,25	0,50	0,75	1,00	1,10	1,20	1,30	1,40
Tensiunea electromotoare $U_e = k U_N$ [V]	50	100	150	200	220	240	260	280
Fluxul fundamental la nivelul statorului, [Wb]	$1,24 \cdot 10^{-3}$	$2,48 \cdot 10^{-3}$	$3,72 \cdot 10^{-3}$	$4,96 \cdot 10^{-3}$	$5,457 \cdot 10^{-3}$	$5,953 \cdot 10^{-3}$	$6,449 \cdot 10^{-3}$	$6,945 \cdot 10^{-3}$
$\phi_f = \frac{U_{eN}}{2\pi\sqrt{2}pqf k_w W}$	$1,299 \cdot 10^{-3}$	$2,599 \cdot 10^{-3}$	$3,899 \cdot 10^{-3}$	$5,199 \cdot 10^{-3}$	$5,715 \cdot 10^{-3}$	$6,231 \cdot 10^{-3}$	$6,758 \cdot 10^{-3}$	$7,278 \cdot 10^{-3}$
Fluxul total la nivelul statorului, [Wb]	$0,413 \cdot 10^{-3}$	$0,826 \cdot 10^{-3}$	$1,239 \cdot 10^{-3}$	$1,653 \cdot 10^{-3}$	$1,818 \cdot 10^{-3}$	$1,984 \cdot 10^{-3}$	$2,149 \cdot 10^{-3}$	$2,314 \cdot 10^{-3}$
$\phi = K_\phi \phi$	$0,433 \cdot 10^{-3}$	$0,866 \cdot 10^{-3}$	$1,299 \cdot 10^{-3}$	$1,732 \cdot 10^{-3}$	$1,906 \cdot 10^{-3}$	$2,079 \cdot 10^{-3}$	$2,252 \cdot 10^{-3}$	$2,425 \cdot 10^{-3}$
Inducția în întrefier, [T]	0,0715	0,143	0,214	0,286	0,315	0,343	0,372	0,400
$B_g = \frac{\phi}{\alpha_i b_i l_i}$	0,075	0,150	0,225	0,300	0,33	0,36	0,390	0,420
Inducția în secțiunea dintelui stator (care este constantă)	0,141	0,282	0,422	0,564	0,621	0,676	0,734	0,789
$B_d = \frac{l_i \cdot l_j}{l_e \cdot b_d} B_g$ [T]	0,148	0,296	0,444	0,592	0,651	0,710	0,769	0,828
Inducția în jugul statoric	0,0447	0,0894	0,1342	0,1790	0,1968	0,2145	0,2327	0,2505
$B_j = \frac{\phi}{2h_j l_{Fe}}$ [T]	0,0468	0,0937	0,1406	0,1875	0,2064	0,2251	0,2438	0,2626
Intensitatea cimpului în jugul statoric, [A/cm]	0,352	0,581	0,700	0,769	0,796	0,825	0,843	0,860
H_j	0,365	0,599	0,714	0,785	0,810	0,835	0,854	0,872
Intensitatea cimpului în dinții statorului	0,712	0,902	1,104	1,432	1,602	1,741	1,902	2,26
H_d , [A/cm]	0,726	0,916	1,150	1,514	1,702	1,833	2,017	2,47
Tensiunea magnetică pentru diversele componente ale statorului [A]	1617,59	3235,18	4852,76	6470,36	7126,44	7782,51	8438,59	9094,65
- întrefier $2F_g = \frac{1}{\mu_0} B_g 2\delta'$	1696,77	3393,54	5090,32	6787,09	7465,86	8144,61	8823,32	9501,93
- jug statoric $2F_j = H_j Z$	2,875	4,745	5,717	6,281	6,501	6,733	6,855	7,024
- dinți $2F_d = H_d 2h_c$	2,981	4,832	5,799	6,411	6,516	6,621	6,975	7,122
	4,129	5,231	6,403	8,305	9,291	10,277	11,716	13,108
	4,210	5,312	6,570	8,781	9,871	10,961	12,554	14,326

Tabelul 5.1 (continuare)

Tensiunea magnetică $2F_0 = 2(F_g + F_j + F_d)$	1624.99	3245.15	4853.58	6464.94	7142.23	7777.09	8434.59	9069.58
	1703.96	3403.74	5122.78	6802.28	7482.28	8162.52	8842.72	9523.378
Coeficientul de scădere la funcționarea în gol $\sigma = 1 + 2 \mu_{fp} \lambda_{v2} \frac{2F_0}{\phi}$	3.0154	3.0129	3.0055	3.0100	3.0129	3.0084	3.0109	3.0091
	3.0162	3.0138	3.0127	3.0122	3.0113	3.0110	3.0118	3.0121
Fluxul în poli [Wb] $\phi_m = \sigma \phi$	$1.245 \cdot 10^{-3}$	$2.488 \cdot 10^{-3}$	$3.726 \cdot 10^{-3}$	$4.975 \cdot 10^{-3}$	$5.477 \cdot 10^{-3}$	$5.968 \cdot 10^{-3}$	$6.470 \cdot 10^{-3}$	$6.960 \cdot 10^{-3}$
	$1.306 \cdot 10^{-3}$	$2.609 \cdot 10^{-3}$	$3.93 \cdot 10^{-3}$	$5.217 \cdot 10^{-3}$	$5.739 \cdot 10^{-3}$	$6.261 \cdot 10^{-3}$	$6.782 \cdot 10^{-3}$	$7.304 \cdot 10^{-3}$
Inducția magnetică în dintele rotorului [T] $B_d = \frac{\phi_m / 3}{S_d}$	0.1571	0.3147	0.4724	0.6281	0.6915	0.7535	0.8169	0.8787
	0.1648	0.3294	0.4920	0.6587	0.7246	0.7905	0.8563	0.9222
Intensitatea cîmpului magnetic în dintele rotorului H_d [A/cm]	0.737	0.944	1.15	1.624	1.854	2.104	2.41	2.78
	0.75	0.969	1.25	1.724	1.986	2.262	2.576	3.074
Tensiunea magnetică pe miezul rotorului, [A] $2F_m = H_d \cdot 2h_m$	4.716	6.041	7.680	10.393	11.865	13.465	15.424	17.992
	4.800	6.201	8.000	11.033	12.710	14.472	16.534	19.673
Inducția magnetică în jugul rotorului, [T] $B_{j2} = \frac{\phi_m}{2S_{j2}}$	0.0780	0.1558	0.2334	0.3117	0.3431	0.3744	0.4055	0.4360
	0.0818	0.1634	0.2411	0.3268	0.3595	0.3922	0.4249	0.4576
Intensitatea cîmpului în jugul rotorului, [A/cm] H_{j2}	0.554	0.738	1.000	0.941	0.986	1.031	1.077	1.132
	0.566	0.744	0.985	0.954	1.009	1.062	1.11	1.175
Tensiunea magnetică pe jugul rotorului, [A] $2F_{j2} = H_{j2} \cdot 2j_{j2}$	1.914	2.550	3.213	3.251	3.467	3.673	3.897	3.911
	1.955	2.571	3.250	3.296	3.486	3.673	3.835	4.060
Tensiunea magnetică totală pentru o pereche de poli, [A] $2F = 2(F_g + F_j + F_d + F_m + F_{j2})$	1631.22	3253.74	4864.17	6498.58	7157.50	7794.11	8453.74	9091.2
	1710.74	3412.51	5122.78	6816.70	7498.47	8144.03	8823.55	9547.11
Tensiunea magnetică pe un pol F [A]	815.61	1626.8	2432.08	3249.29	3578.75	3897.05	4226.85	4545.36
	855.35	176.25	2557.66	3408.38	3749.23	4077.01	4411.77	4753.35
F/F_{ON} $F_{ON} = 3249.29$ $F_{ON} = 3408.38$	0.25104	0.50068	0.74849	1	1.0132	1.1177	1.2085	1.39636
	0.25096	0.50061	0.75019	1	1.0003	1.2210	1.31025	1.40056

este numărul de spire pe fază;

- reactanța longitudinală, transversală și de magnetizare :

$$x_{ad} = \mu_0 F_1 k_d / (\delta' B_{\delta N}) = 0,74926 \text{ și } 0,6825 \text{ u.r.},$$

$x_{aq} = x_{ad} k_q / k_d$, $x_m = x_{ad} / k_d$. Calculînd valorile $\alpha = \frac{b_p}{\tau^2} = 0,3735$, $\delta_{max} / \delta = 1$ și $\delta / \tau_2 = 0,1980$, din curbele lui Kostenko rezultă factorii reacției longitudinale și transversale :

$$k_d = 0,75 \text{ și } k_q = 0,18 \text{ și deci } x_{aq} = 0,1798224 \text{ și } 0,1638 \text{ u.r.},$$

$$x_m = 0,9990133 \text{ și } 0,91 \text{ u.r.};$$

- reactanța de scăpări a înfășurării statorice :

$$x_{\sigma} = \frac{2\pi \mu_0 F_1 \ell_1}{\phi_N k_w^2} \frac{2p}{z} (\lambda_c + \lambda_d + \lambda_f) + \zeta_{\delta} x_m \quad \text{unde}$$

$$\lambda_c = \frac{3\beta+1}{4} \left(\frac{1}{3} \frac{h_1}{b_c} + \frac{h_2}{b_2} + \frac{h_0}{b_{o1}} \right) \text{ este reactanța de scăpări la creștă-}$$

turi ,cu $h_1 = 25 \text{ mm}$ (înălțimea ocupată de înfășurarea statorică în creștătură), $h_2 = h_k - h_0 = 3 \text{ mm}$, deoarece $h_k = h_c - h_1 = 4 \text{ mm}$ și $b_2 = 0,5 \cdot (b_{o1} + b_c) = 4,85 \text{ mm}$ (considerînd dimensiunile indicate în fig.5.2) rezultă $\lambda_c = 2,012698$ și $1,82972$,

$\lambda_d = 5\delta / [b_{o1} (5+4\delta/b_{o1})] = 0,9859$ - permeanța de scăpări la capătul dintelui,

$\lambda_f = k_f \zeta_{1q} (3\beta-1) / (2\ell_1)$ - permeanța de scăpări la părțile frontale, unde pentru $k_f = 0,57$ rezultă $\lambda_f = 0,3879$ și $0,3103$;

$k_w^2 \zeta_{\delta} = 0,013$ și $0,009$ și deci coeficientul de scăpări diferențiale $\zeta_{\delta} = 0,01152$ și $0,01164$.

Atunci pentru $\phi_N = \phi_1$ (fluxul corespunzător tensiunii nominale la funcționare în gol) rezultă:

$$x_{\sigma} = 0,356577 \text{ și } 0,3599167 \text{ u.r.}$$

iar reactanța sincronă $x_d = x_{\sigma} + x_{ad} = 1,1058177$ și $1,0424167 \text{ u.r.}$ Evident, aceste reactanțe caracterizează o mașină fără efecte de capăt.

În continuare, solenația de excitație se determină de pe diagrama Potier (fig.5.5) . La construirea acesteia s-a considerat o singură valoare a lui x_{σ} pentru cele două variante (ele fiind aproape egale), dar pentru solenația F_1 ambele variante distincte cu valorile raportate F_1/F de $0,5279$ și $0,4803 \text{ u.r.}$ Din citirea graficului rezultă solenația de excitație nominală $F_2 = 1,67$ și $1,62 \text{ u.r.}$, adică $F_2 = 5426,31$ și $5521,44 \text{ A.sp.}$

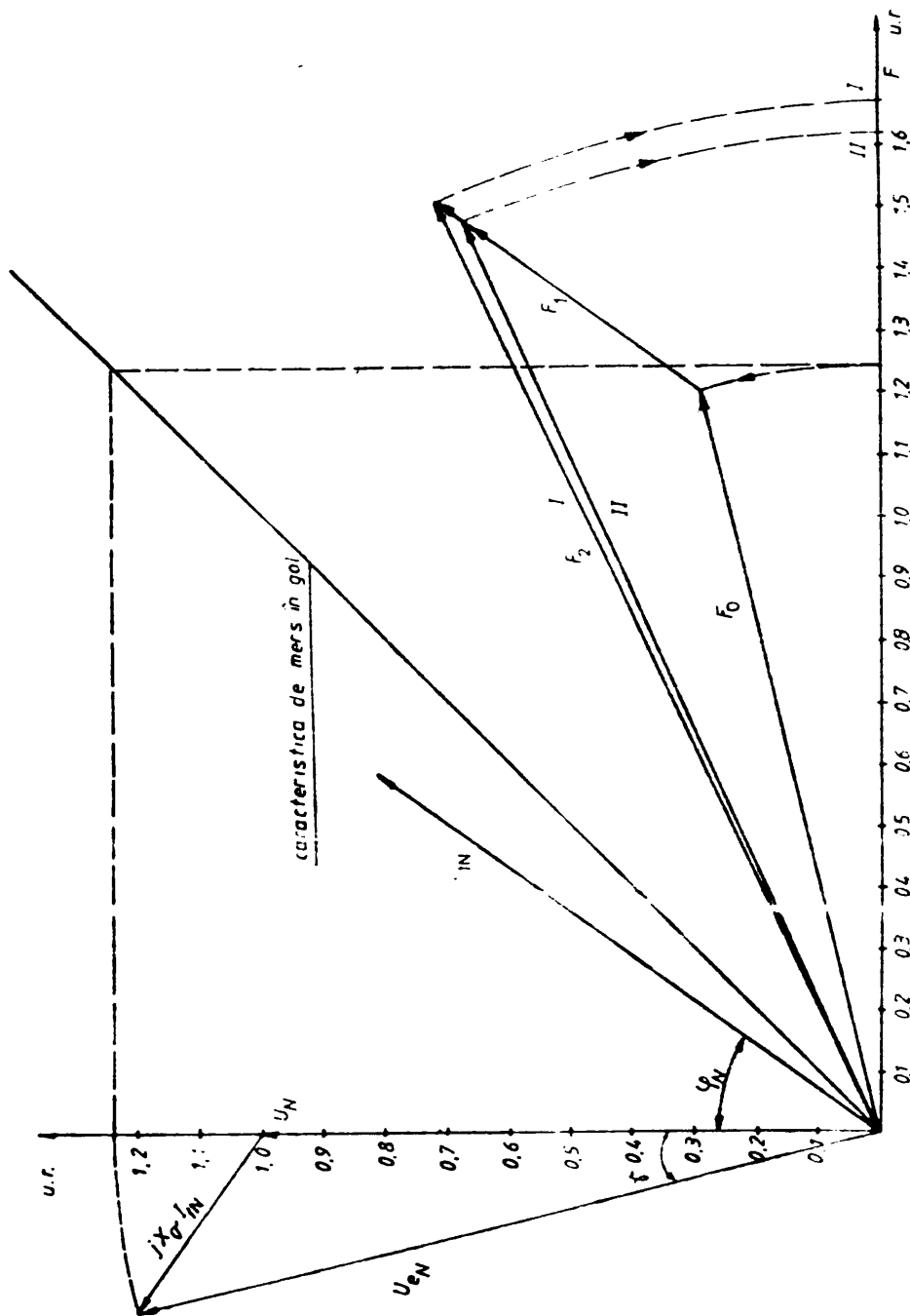


Fig.5.5. Diagrama Potier a mașinii proiectate

Avînd în vedere linearitatea caracteristicii de mers în gol se poate efectua și un calcul geometric pentru determinarea solenației de excitație, care exclude impreciziile citirii grafice :

$$U_{oN} = \sqrt{U_N^2 + x_{\sigma}^2 I_{1N}^2 + 2U_N x_{\sigma} I_{1N} \cos \varphi_N}$$

$$F_o = U_{oN}/a$$

unde a este panta caracteristicii de mers în gol,

$$F_2 = \sqrt{F_o^2 + F_1^2 + 2F_o F_1 \cos(\varphi_N + \gamma)}$$

iar

$$\operatorname{tg} \gamma = x_{\sigma} I_{1N} \cos \varphi_N / (U_N + x_{\sigma} I_{1N} \sin \varphi_N)$$

Rezultatele efectuate pentru cele două variante, sînt trecute în tabelul 5.3. Eroarea relativă în ceea ce privește citirea

Tabelul 5.3. Valorile calculate pentru stabilirea solenației de excitație

U_{oN} /u.r./	1/a	F_o /u.r./	γ	F_2 /u.r./	F_2 /A.sp./	ϵ_p /%/
1,302946	1,00136	1,304718	13°13'25,85"	1,692541	5499,55	1,33
1,305912	1,00122	1,307505	13°19'19,51"	1,656612	5646,36	2,21

grafică a solenațiilor față de calcul, ϵ_p nu este prea mare.

Se menționează existența unei diferențe neesențiale între cele două variante.

Observație. Un calcul foarte simplu al acestor solenații se putea face neglijînd căderile de tensiune magnetică în fier și dispersiile. Impunînd același $B_0 = 0,3T$, deoarece $NI = 20H_0$, rezultă o solenație $NI = 4775$ A.sp. Eroarea relativă făcută pentru cele două variante, este : $\epsilon_1 = 14,17\%$, $\epsilon_{11} = 15,43\%$.

Pentru înmagazinarea rotorului se adoptă un conductor cu diametrul $d_2 = 1,25$ mm, $d_{ciz2} = 1,325$ mm. Rezultă $S_{cu2} = 1,2272846$ mm². Modul de dispunere a conductoarelor se poate urmări pe figura 5.6 și în tabelul 5.4. Și aici, ca și la stator, se caută utilizarea întregului spațiu al creștăturii și din acest motiv s-au făcut calcule în ceea ce privește umplerea arcelor de cerc la fiecare rînd, care țin seama de unghiul φ' în care se închid pereții creștăturii cu centrul în O' și de unghiurile la centrul O (φ_{min} , φ_{max}) ale limitelor inferioare și superioare ale creștăturii.

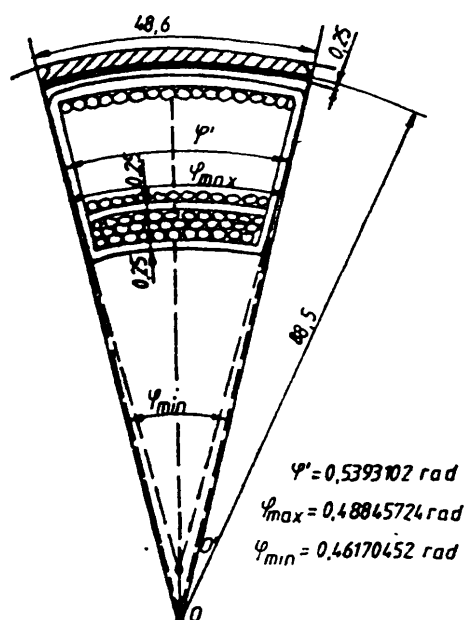


Fig.5.6. Așezarea conductoarelor la rotor

Astfel, unghiul la centru pentru primele 16 rînduri s-a luat φ_{\min} iar pentru următoarele φ_{\max} . Fundul creștăturii se prelucreează după un arc de cerc cu centrul în O pentru a evita bombarea straturilor superioare peste circumferința exterioară a rotorului.

Marginile creștăturii se căptușesc cu foaie izolantă (PHP), care se pune și între fiecare trei rînduri de conductoare, precum și un strat suplimentar sub pană. Pentru grosimea umărului penei rămîn 2,66 mm, iar rîndul superior de conductoare se întinde pînă la $R = 85,089$ mm. În total se pot așeza $w_2 = 512$ conductoare.

Tab.5.4. Numărul de conductoare în creștătura rotorului

Rîndul nr.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
N_c	20	20	20	21	21	22	22	23	23	24	24	24	25	25	26	26	28	29

19	20	21
29	30	30

Curentul de excitație necesar solenației stabilite este :

$$I_{2N} = 10,74 \text{ și } 11,02 \text{ A,}$$

ceea ce presupune o densitate de curent ridicată : $j_2 = 8,75$ și $8,98 \text{ A/mm}^2$. Această densitate de curent se poate admite doar în condițiile unui stand de laborator, care funcționează cu multe pauze.

Coeficientul de umplere a creștăturii rotorului, rezultă:

$$f_{u_2} = w_2 S_{cu_2} / S_{cr_2} = 0,609$$

Pe baza acestor date se pot calcula câteva mărimi constructive preliminare ale mașinii (tab.5.5).

Tabelul 5.5. Mărimi constructive preconizate

	Stator	Rotor
Lungime conductor /m/	1300	1850
Rezistența pe o fază , la 20°C, /Ω/	1	13
Pierderi în Cu, la 20°C, /w/	49	1578
Masa Cu, /kg/	30	20
Masa Fe, /kg/	38	35
Masa totală, /kg/	68	55
Puterea absorbită, /w/	3360	
Cuplul electromagnetic, /Nm/	53,47	

5.2. Calea de levitație și ecranul rotativ

O cerință de proiectare este faptul că materialul suport al acestora nu trebuie să fie nici magnetic, nici conductor electric, pentru a exclude influența suporturilor în procesele care au loc atât prin intermediul ecranului rotativ, cât și în calea de levitație.

Din acest motiv, pentru calea de levitație s-a conceput o structură suport din lemn, care să susțină 7 rînduri a câte 3 bobine realizate pe miez de lemn de formă dreptunghiulară. Bobinele s-au executat din conductor de cupru cu diametrul \varnothing 1,2 mm², punînd în paralel pentru fiecare bobină 2x32 de spire. La alegerea dimensiunilor și a numărului de spire, a formei de realizare, s-a urmărit compactizarea volumului ocupat de laturile bobinelor, pentru a asigura filiformitatea lor.

Structura principială a căii de levitație corespunde cu cea prezentată în fig.3.3, cu bobine laterale pentru levitație și propulsie și cu cea centrală pentru ghidaj.

În ceea ce privește ecranul /19/ s-a conceput un ecran cu înfășurare bifazată, care avînd axele la 90° permite comanda cuplajului magnetic distinct după axa longitudinală respectiv transversală a mașinii. Înfășurarea este realizată pe un suport în formă de tambur, din material plastic, în al cărui pereți s-au frezat creștături. Dimensiunile constructive ale tamburului (fig.5.7) au rezultat din următoarele considerații :

- a) să intre în întrefierul stator-rotor (14 mm) ;
- b) să fie suficient de rigid;
- c) să suporte curenți cît mai mari în înfășurări.

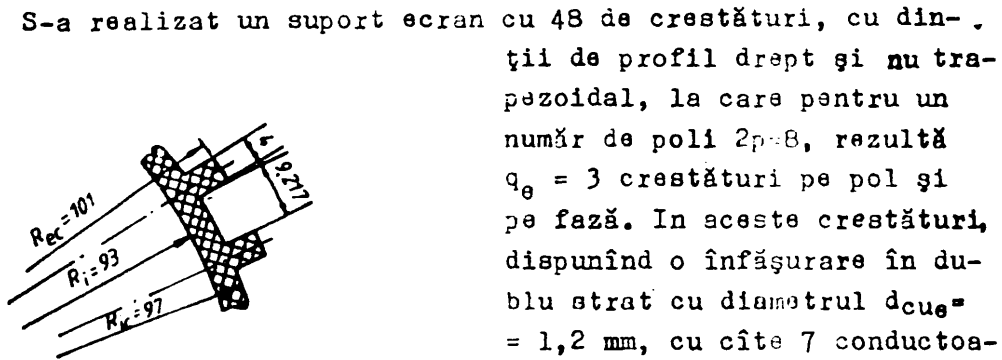


Fig.5.7. Suportul ecran, dimensiuni de curent de $j_e = 5 \text{ A/mm}^2$, rezultă tensiunea pe o fază:

$$U = 2pq_e N_e I_e R_e = 2pq_e N_e j_e \rho_{cu} \ell_e = 20,55 \text{ V},$$

cu $N_e = 2.7 = 14$ spire, $\ell_e = 0,7$ m lungimea medie a unei spire,
 $\rho_{cu} = 1,748 \cdot 10^{-2} \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$.

Curentul corespunzător este $I_e = j_e S_{cu_e} = 5,655 \text{ A}$. Schema de conexiuni adoptată este prezentată în fig.5.8.

5.3. Calculul cîmpului magnetic cu considerarea condițiilor de frontieră

La mașina supraconductoare, care este soluția cu performanțe corespunzătoare a transmisiei electrodinamice, mediile feromagnetice active sînt total eliminate. Modelul practic, conform celor prezentate la începutul capitolului 5, este realizabil cu înfășurări statorice și rotorice purtate de miezuri feromagnetice. Calculul cîmpului magnetic în acest caz se poate efectua luînd în considerare determinarea locală a mărimilor electromagnetice (\vec{H} , \vec{B} , \vec{E} , \vec{J}) aplicînd ecuațiile lui Maxwell sistemului fizic considerat (fig.5.9).

Acceptînd o variație sinusoidală a pătorei de curent statorice, în sistemul de referință fix față de stator se poate scrie pentru aceasta :

$$\underline{J}_1 = J_{sm} e^{-j\pi(\varphi+\theta)R_{s1}/\tau_1} \quad (5.1)$$

unde :

$$J_{sm} = 2\sqrt{2} \frac{3wk_1 I_1}{\tau_1} \quad (5.2)$$

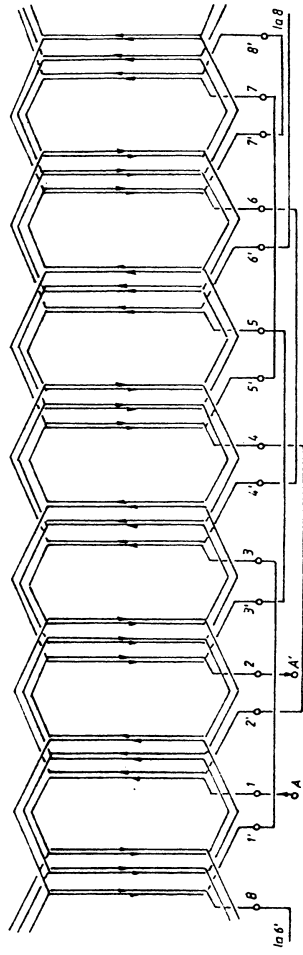
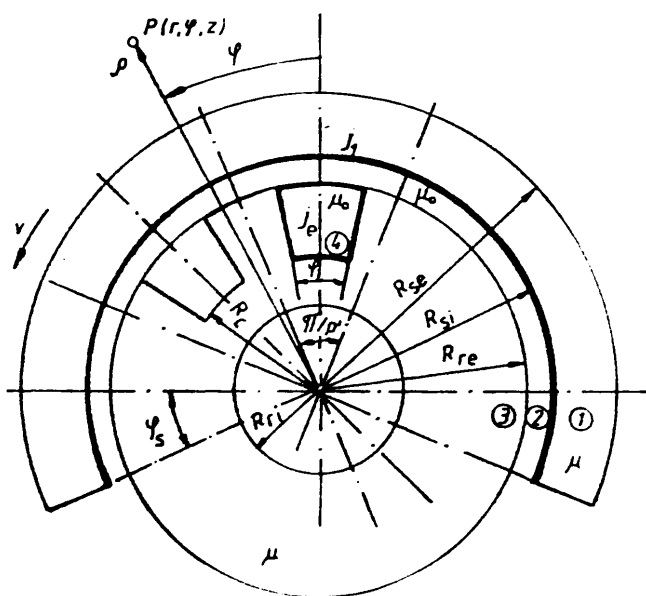


Fig. 5.8. Schema infăguririi ecranului, faza A

θ fiind unghiul intern dintre rotor și stator.



Legătura dintre densitatea de curent și pătura de curent este :

$$\begin{aligned} \underline{J}'_1 &= \underline{J}_1 p z_1 / (3\sqrt{2} w_1 k_w S_{c1}) = \\ &= \underline{J}_1 K \quad (5.3) \end{aligned}$$

unde S_{c1} este secțiunea unui conductor statoric.

a) În mediul 1 (stator) sînt valabile următoarele relații:

$$\begin{aligned} \text{rot } \bar{H}_1 &= \bar{J}'_1, \bar{J}'_1 = \sigma \bar{E}_1, \\ \bar{E}_1 &= \mu \text{rot}(\bar{H}_1 \times \bar{v}) \quad (5.4) \end{aligned}$$

Fig.5.9. Configurația de calcul considerată și deci :

$$\nabla^2 \bar{H}_1 = \sigma \mu \text{rot}(\bar{H}_1 \times \bar{v})$$

Avînd în vedere componentele după rază și după tangentă ale cîmpului magnetic și ale vitezei :

$$\bar{H}_1 = H_{\varphi 1} \cdot \bar{u}_\varphi + H_{r1} \bar{u}_r, \quad \bar{v} = v \bar{u}_\varphi \quad (5.5)$$

precum și scrierea în forma complexă a lui $H_{\varphi 1}$ și H_{r1} (care sînt funcții armonice, în baza formei lui J_1), rezultă ecuațiile diferențiale ale căror soluții dau cîmpul magnetic din stator :

$$\frac{\partial^2 H_{\varphi 1}}{\partial \varphi^2} + \frac{1}{\varphi} \frac{\partial H_{\varphi 1}}{\partial \varphi} + \frac{1}{\varphi^2} \frac{\partial^2 H_{\varphi 1}}{\partial \varphi^2} = \sigma \mu v \frac{1}{\varphi} \frac{\partial H_{\varphi 1}}{\partial \varphi} \quad (5.6)$$

$$\frac{\partial^2 H_{r1}}{\partial \varphi^2} + \frac{1}{\varphi} \frac{\partial H_{r1}}{\partial \varphi} + \frac{1}{\varphi^2} \frac{\partial^2 H_{r1}}{\partial \varphi^2} = -\sigma \mu v \frac{\partial H_{\varphi 1}}{\partial \varphi} \quad (5.7)$$

Ecuația (5.6) se rezolvă prin separarea variabilelor :

$$\frac{H_{\varphi 1}}{\varphi} = \underline{R}_{\varphi 1}(\varphi) e^{-j\pi(\varphi+\theta)R_{s1}/z_1}, \quad \underline{H}_{r1} = \underline{R}_{r1}(\varphi) e^{-j\pi(\varphi+\theta)R_{s1}/z_1} \quad (5.8)$$

$$\varphi^2 \frac{\partial^2 \underline{R}_{\varphi 1}}{\partial \varphi^2} + \varphi \frac{\partial \underline{R}_{\varphi 1}}{\partial \varphi} + (\alpha R_{s1}^2 \varphi^2 - \alpha^2 R_{s1}^2) \underline{R}_{\varphi 1} = 0 \quad (5.9)$$

unde $\alpha = \pi/\tau_1$, $\underline{y}^2 = j\omega\sigma\mu = jv\sigma\mu/R_{s1}$

Punind $\underline{b} = \alpha R_{s1}^2 \underline{y}^2$, $c = -\alpha^2 R_{s1}^2$, ecuația (5.9) devine :

$$\rho^2 \frac{R''}{\rho_1} + \rho \frac{R'}{\rho_1} + (b\rho + c) \frac{R}{\rho_1} = 0 \quad (5.10)$$

din care prin schimbări succesive de variabile :

$$\rho = t^2, \quad v = 2\alpha R_{s1}, \quad \underline{k}^2 = 4\alpha R_{s1}^2 \underline{y}^2$$

$$t^2 \frac{R''}{\rho_1} + t \frac{R'}{\rho_1} + (\underline{k}^2 t^2 - v^2) \frac{R}{\rho_1} = 0, \text{ respectiv}$$

$$\underline{\xi} = \underline{k}t = 2R_{s1} \underline{y} \sqrt{\alpha \rho} \quad \text{se obține}$$

$$\underline{\xi}^2 \frac{\partial^2 R_{\rho_1}}{\partial \xi^2} + \underline{\xi} \frac{\partial R_{\rho_1}}{\partial \xi} + (\underline{\xi}^2 - v^2) \frac{R_{\rho_1}}{\rho_1} = 0 \quad (5.11)$$

Ecuația (5.11) este o ecuație Bessel, avînd ca soluție :

$$\frac{R}{\rho_1} = A_1 \underline{J}_v(\underline{\xi}) + B_1 \underline{N}_v(\underline{\xi}) \quad (5.12)$$

cu $v = 2\alpha R_{s1} = 2\pi R_{s1}/\tau_1 = 2p'R_{s1}/R_{s1} = 2p'$ întreg, deoarece $\alpha = \pi/\tau_1$ și $2p'$ este numărul de poli la mașina circulară.

Atunci

$$\begin{aligned} \underline{J}_v(\underline{\xi}) &= \sum_{\lambda=0}^{\infty} \frac{(-1)^\lambda}{\Gamma(\lambda)\Gamma(v+\lambda)} \left(\frac{\underline{\xi}}{2}\right)^{v+2\lambda}, \quad \Gamma(\lambda) = \lambda! \\ \underline{N}_v(\underline{\xi}) &= \frac{1}{\pi} \left[\frac{\partial \underline{J}_v(\underline{\xi})}{\partial v} - (-1)^v \frac{\partial \underline{J}_{-v}(\underline{\xi})}{\partial v} \right] \end{aligned} \quad (5.13)$$

cu

$$\underline{J}_{-v}(\underline{\xi}) = \sum_{\lambda=0}^{\infty} \frac{(-1)^\lambda}{\Gamma(\lambda)\Gamma(\lambda-v)} \left(\frac{\underline{\xi}}{2}\right)^{2\lambda-v}$$

Calculul componentei \underline{H}_{r1} pornește de la

$$\text{rot} \underline{\bar{H}}_1 = \underline{\bar{J}}_1' = \underline{\bar{J}}_1 K = -\frac{1}{\rho} \left[\frac{\partial(\rho \underline{H}_{r1})}{\partial \rho} - \frac{\partial(\underline{H}_{\phi 1})}{\partial \varphi} \right] \underline{\bar{k}} = K \underline{J}_1 \underline{\bar{k}} \quad (5.14)$$

unde $\underline{\bar{k}}$ este versorul unitar după axa z.

Considerînd $\underline{H}_{\phi 1}$ și \underline{H}_{r1} de forma dată de relația (5.8), rezultă :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \underline{H}_{\phi 1}}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho} \underline{H}_{r1} &= K \underline{J}_1 - j \frac{\pi}{\tau_1} R_{s1} \frac{1}{\rho} \underline{R}_{\phi 1} \quad \text{sau} \\ \underline{R}_{r1} + \frac{1}{\rho} \underline{H}_{r1} + j \frac{\pi}{\tau_1} R_{s1} \frac{1}{\rho} \underline{R}_{\phi 1} - K \underline{J}_1 &= 0 \end{aligned}$$

Notînd $\underline{F}(\varphi) = j \frac{\pi}{2} R_{s1} \frac{1}{\varphi} \frac{R_{r1}}{\varphi} - KJ_1$, se obține o ecuație liniară de ordinul I: $\underline{R}'_{\varphi 1} + \frac{1}{\varphi} \underline{R}_{\varphi 1} + \underline{F}(\varphi) = 0$ cu soluția :

$$\underline{R}_{\varphi 1} = \frac{1}{\varphi} \left(C_1 - j \frac{\pi}{2} R_{s1} \int \frac{R_{r1}}{\varphi^2} d\varphi + K \frac{\varphi^2}{2} J_1 \right) \quad (5.15)$$

b) mediul 4 (înfășurarea rotorică). Din $\text{rot } \underline{H}_4 = J_e \bar{k}$ rezultă

$$\nabla^2 \underline{H}_4 = 0 \text{ și deci :}$$

$$\frac{\partial^2 \underline{H}_{\varphi 4}}{\partial \varphi^2} + \frac{1}{\varphi} \frac{\partial \underline{H}_{\varphi 4}}{\partial \varphi} + \frac{1}{\varphi^2} \frac{\partial^2 \underline{H}_{\varphi 4}}{\partial r^2} = 0 \quad (5.16)$$

$$\frac{1}{\varphi} \left[\frac{\partial(\varphi \underline{H}_{\varphi 4})}{\partial \varphi} - \frac{\partial \underline{H}_{\varphi 4}}{\partial r} \right] = J_e \quad (5.17)$$

unde J_e este densitatea curentului de excitație. Separînd variabilele :

$$\underline{H}_{\varphi 4} = \underline{R}_{\varphi 4}(\varphi) \underline{\varrho}_{\varphi 4}(r) \text{ rezultă}$$

$$\frac{\varrho^2}{\underline{R}_{\varphi 4}} \frac{\partial^2 \underline{R}_{\varphi 4}}{\partial \varphi^2} + \frac{\varphi}{\underline{R}_{\varphi 4}} \frac{\partial \underline{R}_{\varphi 4}}{\partial \varphi} + \frac{1}{\underline{\varrho}_{\varphi 4}} \frac{\partial^2 \underline{\varrho}_{\varphi 4}}{\partial r^2} = 0 \quad (5.18)$$

$$\text{Punînd } \frac{1}{\underline{\varrho}_{\varphi 4}} \frac{\partial^2 \underline{\varrho}_{\varphi 4}}{\partial r^2} = \pm n_4^2 \quad (5.19)$$

din relațiile (5.18), (5.19) rezultă :

$$\underline{\varrho}_{\varphi 4} = \underline{B}_{n_4} \sin n_4 r + \underline{B}'_{n_4} \cos n_4 r \quad (5.20)$$

$$\underline{R}_{\varphi 4} = \underline{A}_{n_4} \varphi^{n_4} + \underline{A}'_{n_4} \varphi^{-n_4} \quad (5.21)$$

adică

$$\underline{H}_{\varphi 4} = \sum_{n_4} (\underline{A}_{n_4} \varphi^{n_4} + \underline{A}'_{n_4} \varphi^{-n_4}) (\underline{B}_{n_4} \sin n_4 r + \underline{B}'_{n_4} \cos n_4 r) \quad (5.22)$$

Pentru calculul lui $\underline{H}_{\varphi 4}$ se utilizează ecuația (5.17) :

$$\frac{\partial \underline{H}_{\varphi 4}}{\partial \varphi} + \frac{1}{\varphi} \underline{H}_{\varphi 4} - J_e \varphi - \frac{R_{\varphi 4}}{\varphi} \frac{\partial \underline{\varrho}_{\varphi 4}}{\partial r} = 0, \text{ de unde}$$

$$\underline{H}_{\varphi 4} = e^{-\int \frac{d\varphi}{\varphi}} \left[C_{n_4} + \int \left(\frac{R_{\varphi 4}}{\varphi} \frac{\partial \underline{\varrho}_{\varphi 4}}{\partial r} + J_e \varphi \right) e^{-\int \frac{d\varphi}{\varphi}} d\varphi \right] \text{ în care}$$

dacă se înlocuiește R_{ρ_4} din relația (5.21), rezultă :

$$\underline{H}_{\rho_4} = \sum_{n_4} \left[\frac{C_{n_4}}{\rho} + n_4 \left(\frac{A_{n_4}}{2+n_4} \rho^{1+n_4} + \frac{A'_{n_4}}{2-n_4} \rho^{1-n_4} \right) \cdot (B_{n_4} \cos n_4 \varphi + B'_{n_4} \sin n_4 \varphi) \right] + J_0 \rho^2 / 3 \quad (5.23)$$

c) mediul 2, nemagnetic și fără purtători de curenți. Din ecuația lui Maxwell rezultă :

$$\frac{\partial^2 \underline{H}_{\rho_2}}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial \underline{H}_{\rho_2}}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 \underline{H}_{\rho_2}}{\partial \varphi^2} = 0 \quad (5.24)$$

Punând $\underline{H}_{\rho_2} = R_{\rho_2}(\rho) \underline{\rho}_{\rho_2}(\varphi)$, rezultă :

$$\frac{\rho^2}{R_{\rho_2}} \frac{\partial^2 R_{\rho_2}}{\partial \rho^2} + \frac{\rho}{R_{\rho_2}} \frac{\partial R_{\rho_2}}{\partial \rho} = - \frac{1}{\underline{\rho}_{\rho_2}} \frac{\partial^2 \underline{\rho}_{\rho_2}}{\partial \varphi^2} \quad \text{cu soluții ca și la}$$

mediul 4 :

$$\underline{H}_{\rho_2} = \sum_{n_2} (A_{n_2} \rho^{n_2} + A'_{n_2} \rho^{-n_2}) (B_{n_2} \sin n_2 \varphi + B'_{n_2} \cos n_2 \varphi) \quad (5.25)$$

Pentru calculul lui \underline{H}_{ρ_2} , din $\text{rot } \underline{H}_2 = 0$:

$$\frac{1}{\rho} \left(\frac{\partial(\rho \underline{H}_{\rho_2})}{\partial \rho} - \frac{\partial \underline{H}_{\rho_2}}{\partial \varphi} \right) = 0$$

$$\underline{H}_{\rho_2} = e^{-\int \frac{d\rho}{\rho} \left[C_{n_2} + R_{\rho_2} \frac{\partial \underline{\rho}_{\rho_2}}{\partial \rho} \right]} e^{-\int \frac{d\rho}{\rho} d\varphi}, \quad \text{adică :}$$

$$\underline{H}_{\rho_2} = \sum_{n_2} \left[\frac{C_{n_2}}{\rho} + n_2 (B_{n_2} \cos n_2 \varphi + B'_{n_2} \sin n_2 \varphi) \left(\frac{A_{n_2}}{2+n_2} \rho^{1+n_2} + \frac{A'_{n_2}}{2-n_2} \rho^{1-n_2} \right) \right] \quad (5.26)$$

d) mediul 3 este identic ca și proprietăți cu mediul 2 și deci are soluții similare \underline{H}_{ρ_3} și $\underline{H}_{\varphi_3}$:

$$\underline{H}_{\rho_3} = \sum_{n_3} (A_{n_3} \rho^{n_3} + A'_{n_3} \rho^{-n_3}) (B_{n_3} \sin n_3 \varphi + B'_{n_3} \cos n_3 \varphi) \quad (5.27)$$

$$\underline{H}_{\varphi_3} = \sum_{n_3} \left[\frac{C_{n_3}}{\rho} + n_3 (B_{n_3} \cos n_3 \varphi + B'_{n_3} \sin n_3 \varphi) \left(\frac{A_{n_3}}{2+n_3} \rho^{1+n_3} + \frac{A'_{n_3}}{2-n_3} \rho^{1-n_3} \right) \right] \quad (5.28)$$

e) condițiile de frontieră. Cele 21 de constante cuprinse în soluțiile câmpului magnetic pentru cele patru medii se obțin rezolvând sistemul de ecuații ce rezultă punând condițiile de frontieră dintre aceste medii. Constantele ce urmează a fi calculate sînt : $\underline{A}_1, \underline{B}_1, \underline{A}_{n_2}, \underline{A}'_{n_2}, \underline{B}_{n_2}, \underline{B}'_{n_2}, \underline{C}_{n_2}, n_2, \underline{A}_{n_3}, \underline{A}'_{n_3}, \underline{B}_{n_3}, \underline{B}'_{n_3}, \underline{C}_{n_3}, n_3, \underline{A}_{n_4}, \underline{A}'_{n_4}, \underline{B}_{n_4}, \underline{B}'_{n_4}, \underline{C}_{n_4}, n_4, \underline{C}_1$.

$$- \varphi = R_{r_1}, \quad -\pi/2p' < \varphi < 0 : \quad \underline{H}_{\varphi_3} = 0, \quad \underline{H}_{\varphi_3} = 0$$

$$\sum_{n_3} (\underline{A}_{n_3} R_{r_1}^{n_3} + \underline{A}'_{n_3} R_{r_1}^{-n_3}) (\underline{B}_{n_3} \sin n_3 \varphi + \underline{B}'_{n_3} \cos n_3 \varphi) = 0 \quad (5.29)$$

$$\sum_{n_3} \left\{ \frac{\underline{C}_{n_3}}{R_{r_1}} + n_3 (\underline{B}_{n_3} \cos n_3 \varphi + \underline{B}'_{n_3} \sin n_3 \varphi) \left(\frac{\underline{A}_{n_3}}{2+n_3} R_{r_1}^{1+n_3} + \frac{\underline{A}'_{n_3}}{2-n_3} R_{r_1}^{1-n_3} \right) \right\} = 0 \quad (5.30)$$

$$- \varphi = R_c, \quad -\varphi_1/2 < \varphi < 0 : \quad \mu \underline{H}_{\varphi_3} = \mu_0 \underline{H}_{\varphi_4}, \quad \underline{H}_{\varphi_3} = \underline{H}_{\varphi_4}$$

$$\mu \sum_{n_3} (\underline{A}_{n_3} R_c^{n_3} + \underline{A}'_{n_3} R_c^{-n_3}) (\underline{B}_{n_3} \sin n_3 \varphi + \underline{B}'_{n_3} \cos n_3 \varphi) = \mu_0 \sum_{n_4} (\underline{A}_{n_4} R_c^{n_4} + \underline{A}'_{n_4} R_c^{-n_4}) (\underline{B}_{n_4} \sin n_4 \varphi + \underline{B}'_{n_4} \cos n_4 \varphi) \quad (5.31)$$

$$\sum_{n_3} \left[\frac{\underline{C}_{n_3}}{R_c} + n_3 (\underline{B}_{n_3} \cos n_3 \varphi + \underline{B}'_{n_3} \sin n_3 \varphi) \cdot \left(\frac{\underline{A}_{n_3}}{2+n_3} R_c^{1+n_3} + \frac{\underline{A}'_{n_3}}{2-n_3} R_c^{1-n_3} \right) \right] = \sum_{n_4} \left[\frac{\underline{C}_{n_4}}{R_c} + n_4 (\underline{B}_{n_4} \cos n_4 \varphi + \underline{B}'_{n_4} \sin n_4 \varphi) \cdot \left(\frac{\underline{A}_{n_4}}{2+n_4} R_c^{1+n_4} + \frac{\underline{A}'_{n_4}}{2-n_4} R_c^{1-n_4} \right) \right] + \frac{1}{3} J_0 R_c^2 \quad (5.32)$$

$$- R_c < \varphi < R_{r_0}, \quad \varphi = -\varphi_1/2 : \quad \mu \underline{H}_{\varphi_3} = \mu_0 \underline{H}_{\varphi_4}, \quad \underline{H}_{\varphi_3} = \underline{H}_{\varphi_4}$$

$$\mu \sum_{n_3} \left\{ \frac{\underline{C}_{n_3}}{\varphi} + n_3 \left[\underline{B}_{n_3} \cos n_3 \left(-\frac{\varphi_1}{2} \right) + \underline{B}'_{n_3} \sin n_3 \left(-\frac{\varphi_1}{2} \right) \right] \cdot \left(\frac{\underline{A}_{n_3}}{2+n_3} \varphi^{1+n_3} + \frac{\underline{A}'_{n_3}}{2-n_3} \varphi^{1-n_3} \right) \right\} =$$

$$= \mu_0 \sum_{n_4} \left\{ \frac{C_{n_4}}{\rho} + n_4 \left[\underline{B}_{n_4} \cos n_4 \left(-\frac{\varphi_1}{2} \right) + \underline{B}'_{n_4} \sin n_4 \left(-\frac{\varphi_1}{2} \right) \right] \right. \\ \left. \left(\frac{A_{n_4}}{2+n_4} \rho^{1+n_4} + \frac{A'_{n_4}}{2-n_4} \rho^{1-n_4} \right) \right\} + \frac{\mu_0}{3} J_e \rho^2 \quad (5.33)$$

$$\sum_{n_3} \left(\underline{A}_{n_3} \rho^{n_3} + \underline{A}'_{n_3} \rho^{-n_3} \right) \left[\underline{B}_{n_3} \sin n_3 \left(-\frac{\varphi_1}{2} \right) + \underline{B}'_{n_3} \cos n_3 \left(-\frac{\varphi_1}{2} \right) \right] = \\ = \sum_{n_4} \left(\underline{A}_{n_4} \rho^{n_4} + \underline{A}'_{n_4} \rho^{-n_4} \right) \left[\underline{B}_{n_4} \sin n_4 \left(-\frac{\varphi_1}{2} \right) + \underline{B}'_{n_4} \cos n_4 \left(-\frac{\varphi_1}{2} \right) \right] \quad (5.34)$$

$$- \varphi = R_{re}, \quad -\varphi_1/2 < \varphi < 0 : \quad \underline{H}_{\rho_2} = \underline{H}_{\rho_4}, \quad \underline{H}_{\varphi_2} = \underline{H}_{\varphi_4}$$

$$\sum_{n_2} \left(\underline{A}_{n_2} R_{re}^{n_2} + \underline{A}'_{n_2} R_{re}^{-n_2} \right) \left(\underline{B}_{n_2} \sin n_2 \varphi + \underline{B}'_{n_2} \cos n_2 \varphi \right) = \\ = \sum_{n_4} \left(\underline{A}_{n_4} R_{re}^{n_4} + \underline{A}'_{n_4} R_{re}^{-n_4} \right) \left(\underline{B}_{n_4} \sin n_4 \varphi + \underline{B}'_{n_4} \cos n_4 \varphi \right) \quad (5.35)$$

$$\sum_{n_2} \left[\frac{C_{n_2}}{R_{re}} + n_2 \left(\underline{B}_{n_2} \cos n_2 \varphi + \underline{B}'_{n_2} \sin n_2 \varphi \right) \left(\frac{A_{n_2}}{2+n_2} R_{re}^{1+n_2} + \frac{A'_{n_2}}{2-n_2} R_{re}^{1-n_2} \right) \right] = \\ = \sum_{n_4} \left[\frac{C_{n_4}}{R_{re}} + n_4 \left(\underline{B}_{n_4} \cos n_4 \varphi + \underline{B}'_{n_4} \sin n_4 \varphi \right) \left(\frac{A_{n_4}}{2+n_4} R_{re}^{1+n_4} + \frac{A'_{n_4}}{2-n_4} R_{re}^{1-n_4} \right) \right] + \\ + \frac{1}{3} J_e R_{re}^2 \quad (5.36)$$

$$- \varphi = R_{re}, \quad -\pi/(2p') < \varphi < -\varphi_1/2 : \quad \mu_0 \underline{H}_{\rho_2} = \mu \underline{H}_{\rho_3}, \quad \underline{H}_{\varphi_2} = \underline{H}_{\varphi_3}$$

$$\mu_0 \sum_{n_2} \left(\underline{A}_{n_2} R_{re}^{n_2} + \underline{A}'_{n_2} R_{re}^{-n_2} \right) \left(\underline{B}_{n_2} \sin n_2 \varphi + \underline{B}'_{n_2} \cos n_2 \varphi \right) = \\ = \mu \sum_{n_3} \left(\underline{A}_{n_3} R_{re}^{n_3} + \underline{A}'_{n_3} R_{re}^{-n_3} \right) \left(\underline{B}_{n_3} \sin n_3 \varphi + \underline{B}'_{n_3} \cos n_3 \varphi \right) \quad (5.37)$$

$$\sum_{n_2} \left[\frac{C_{n_2}}{R_{re}} + n_2 \left(\underline{B}_{n_2} \cos n_2 \varphi + \underline{B}'_{n_2} \sin n_2 \varphi \right) \left(\frac{A_{n_2}}{2+n_2} R_{re}^{1+n_2} + \frac{A'_{n_2}}{2-n_2} R_{re}^{1-n_2} \right) \right] = \\ = \sum_{n_3} \left[\frac{C_{n_3}}{R_{re}} + n_3 \left(\underline{B}_{n_3} \cos n_3 \varphi + \underline{B}'_{n_3} \sin n_3 \varphi \right) \left(\frac{A_{n_3}}{2+n_3} R_{re}^{1+n_3} + \frac{A'_{n_3}}{2-n_3} R_{re}^{1-n_3} \right) \right] \quad (5.38)$$

$$- \varphi = R_{si} \quad , \quad -\pi/(2p') < \varphi < 0 \quad ; \quad \mu_{\varphi_1} H_{\varphi_1} = \mu_0 H_{\varphi_2} \quad , \quad \underline{H}_{\varphi_1} - \underline{H}_{\varphi_2} = \underline{J}_1$$

$$\mu \left[\underline{A}_1 \underline{J}_v(\underline{x}) + \underline{B}_1 \underline{N}_v(\underline{x}) \right] = \mu_0 \sum_{n_2} (\underline{A}_{n_2} R_{si}^{n_2} + \underline{A}'_{n_2} R_{si}^{-n_2}) (\underline{B}_{n_2} \sin n_2 \varphi + \underline{B}'_{n_2} \cos n_2 \varphi) \cdot e^{j\alpha R_{si}(\theta + \varphi)} \quad (5.39)$$

$$\left\{ \frac{\underline{C}_1}{R_{si}} - j\alpha \left[\underline{A}_1 \underline{J}_v(\underline{x}) + \underline{B}_1 \underline{N}_v(\underline{x}) \right] d\varphi + K \frac{R_{si}}{2} \underline{J}_1 \right\} e^{-j\alpha R_{si}(\theta + \varphi)} - \sum_{n_2} \left[\frac{\underline{C}_{n_2}}{R_{si}} + n_2 (\underline{B}_{n_2} \cos n_2 \varphi + \underline{B}'_{n_2} \sin n_2 \varphi) \left(\frac{\underline{A}_{n_2}}{2+n_2} R_{si}^{1+n_2} + \frac{\underline{A}'_{n_2}}{2-n_2} R_{si}^{1-n_2} \right) \right] = \underline{J}_{sm} e^{-j\alpha R_{si}(\theta + \varphi)} \quad (5.40)$$

$$- \varphi = R_{se} \quad , \quad -\pi/(2p') < \varphi < 0 \quad : \quad \underline{H}_{\varphi_1} = 0 \quad , \quad \underline{H}_{\varphi_1} = 0 \quad (5.41)$$

$$\underline{A}_1 \underline{J}_v(\underline{x}) + \underline{B}_1 \underline{N}_v(\underline{x}) = 0$$

$$\frac{\underline{C}_1}{R_{se}} - j\alpha \left[\underline{A}_1 \underline{J}_v(\underline{x}) + \underline{B}_1 \underline{N}_v(\underline{x}) \right] d\varphi + K \frac{R_{se}}{2} \underline{J}_1 = 0 \quad (5.42)$$

Condiții aproximative, valabile pentru polii situați la mijlocul statorului :

$$- R_{r1} < \varphi < R_{re} \quad , \quad \varphi = -\pi/(2p') \quad : \quad \underline{H}_{\varphi_3} = 0$$

$$\sum_{n_3} \left\{ \frac{\underline{C}_{n_3}}{\varphi} + n_3 \left[\underline{B}_{n_3} \cos n_3 \left(-\frac{\pi}{2p'} \right) + \underline{B}'_{n_3} \sin n_3 \left(-\frac{\pi}{2p'} \right) \right] \left(\frac{\underline{A}_{n_3}}{2+n_3} \varphi^{1+n_3} + \frac{\underline{A}'_{n_3}}{2-n_3} \varphi^{1-n_3} \right) \right\} = 0 \quad (5.43)$$

$$- R_{re} < \varphi < R_{s1} \quad , \quad \varphi = -\pi/(2p') \quad : \quad \underline{H}_{\varphi_2} = 0$$

$$\sum_{n_2} \left\{ \frac{\underline{C}_{n_2}}{\varphi} + n_2 \left[\underline{B}_{n_2} \cos n_2 \left(-\frac{\pi}{2p'} \right) + \underline{B}'_{n_2} \sin n_2 \left(-\frac{\pi}{2p'} \right) \right] \left(\frac{\underline{A}_{n_2}}{2+n_2} \varphi^{1+n_2} + \frac{\underline{A}'_{n_2}}{2-n_2} \varphi^{1-n_2} \right) \right\} = 0 \quad (5.44)$$

$$- R_{se} < \varphi < R_{s1} \quad , \quad \varphi = -\pi/(2p') \quad : \quad \underline{H}_{\varphi_1} = 0$$

$$\frac{\underline{C}_1}{\varphi} - j\alpha \left[\underline{A}_1 \underline{J}_v(\underline{x}) + \underline{B}_1 \underline{N}_v(\underline{x}) \right] d\varphi + K \frac{\varphi}{2} \underline{J}_1 = 0 \quad (5.45)$$

$$- R_{r1} < \varphi < R_c \quad , \quad \varphi = 0 \quad : \quad \underline{H}_{\varphi_3} = 0$$

$$\sum_{n_3} (\underline{A}_{n_3} \varphi^{n_3} + \underline{A}'_{n_3} \varphi^{-n_3}) \underline{B}'_{n_3} = 0 \quad (5.46)$$

$$\begin{aligned}
 & - R_c < \rho < R_{re} , \varphi = 0 : \underline{H}_{\rho_4} = 0 \\
 & \sum_{n_4} (\underline{A}_{n_4} \rho^{n_4} + \underline{A}'_{n_4} \rho^{-n_4}) \underline{B}'_{n_4} = 0 \quad (5.47)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & - R_{re} < \rho < R_{si} , \varphi = 0 : \underline{H}_{\rho_2} = 0 \\
 & \sum_{n_2} (\underline{A}_{n_2} \rho^{n_2} + \underline{A}'_{n_2} \rho^{-n_2}) \underline{B}'_{n_2} = 0 \quad (5.48)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & - R_{si} < \rho < R_{se} , \varphi = 0 : \underline{H}_{\rho_1} = 0 \\
 & \underline{A}_1 \underline{J}_\nu \left(\frac{\rho}{r_0} \right) + \underline{B}_1 \underline{N}_\nu \left(\frac{\rho}{r_0} \right) = 0 \quad (5.49)
 \end{aligned}$$

Rezolvarea sistemului de ecuații (5.29)...(5.49), pentru calculul constantelor este o problemă dificilă și se poate realiza doar cu calculator. Soluțiile, nici cu acest efort deosebit nu sînt cele exacte, deoarece permeabilitatea materialelor feromagnetice variază după rază funcție de cîmp, metoda trebuind completată cu alte considerații de aproximare ale lui μ .

5.4. Standul experimental

Standul experimental realizat pe baza celor expuse la proiectarea șatorului, rotorului, ecranului și căii de levitație (§5.1, 5.2, 5.3) cuprinde piesele mecanice de susținere: stativul, arborele, rulmenții, diferite piese auxiliare care permit modificarea poziției celor două rotoare, statoare și ecrane în care a fost divizată mașina, în lungul arborelui, modificarea după trei direcții a poziției bobinelor căii de levitație, subansamblurile elastice care permit oscilografiera mișcării statoarelor în vederea determinării cuplurilor motoare, sistemele de alimentare prin perii și inele colectoare ale părților rotative, panoul general de borne etc. toate concepute și realizate de către autor. În continuare sînt prezentate cîteva elemente constructive cu sublinierea posibilităților de utilizare practică ale acestora.

a) subansamblul stator , prevăzut cu 8 urechi de fixare (fig.5.10) care permite mișcarea longitudinală prin alunecare pe 4 țevi suport.

b) subansamblul rotor conține o bușă fixată cu pană în orificiul axial rotoric (fig.5.11), care alunecă pe o altă bușă elastică trasă pe arbore. Suprafețele în atingere ale celor două bușe sînt executate conic pentru ca la îmbinarea lor strînsă,

bucșa elastică interioară să se preseze pe arbore, formînd corp solidar cu acesta, dar la o destrîngere a acestor suprafețe conice, să se permită alunecarea liberă pe arbore. Strîngerea și destrîngerea se realizează prin piulițe cu sensurile de rotație adecvate.

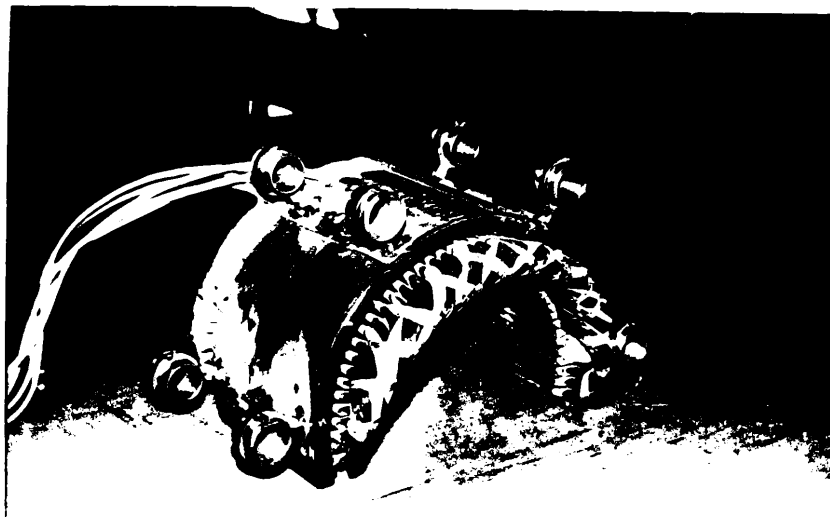


Fig.5.10. Subansamblul stator

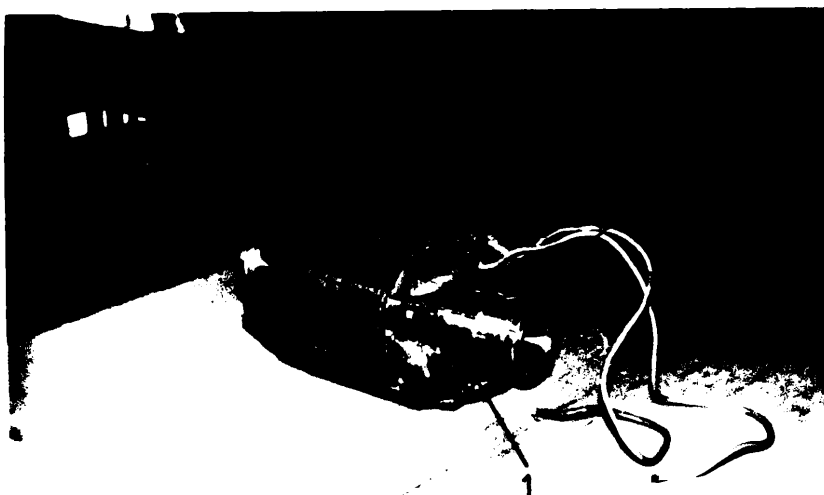


Fig.5.11. Subansamblul rotor: 1-bucșa exterioră; 2-locay rulment; 3-piuliță de stringere

INSTITUTUL CENTRAL
DE RESEARCH
AND DEVELOPMENT

Pe bucașa exterioră este prevăzut și locul de montare al rulmenților care susțin subansamblul ecran. Conductoarele de legătură cu inelele colectoare pentru alimentarea rotorului sînt trecute prin aceste bucașe, piulițe etc. cu ajutorul unor piese speciale de contact (fig.5.12), care sînt parțial îngropate în arbore, blocînd și mișcarea de rotație relativă dintre rotor și arbore.

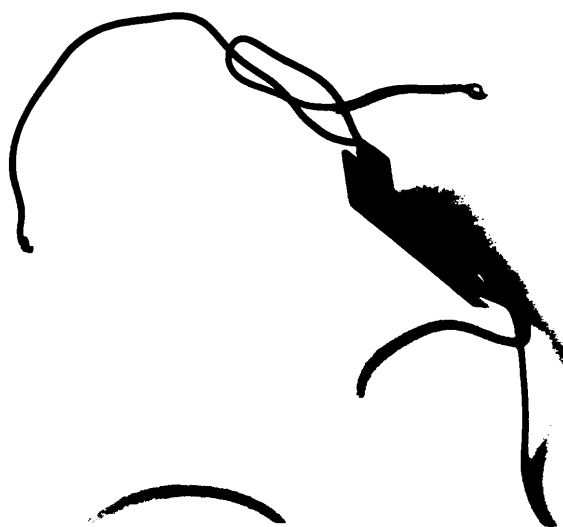


Fig.5.12. Piesă de contact și blocare

c) subansamblul ecran constă dintr-o înfășurare în straturi

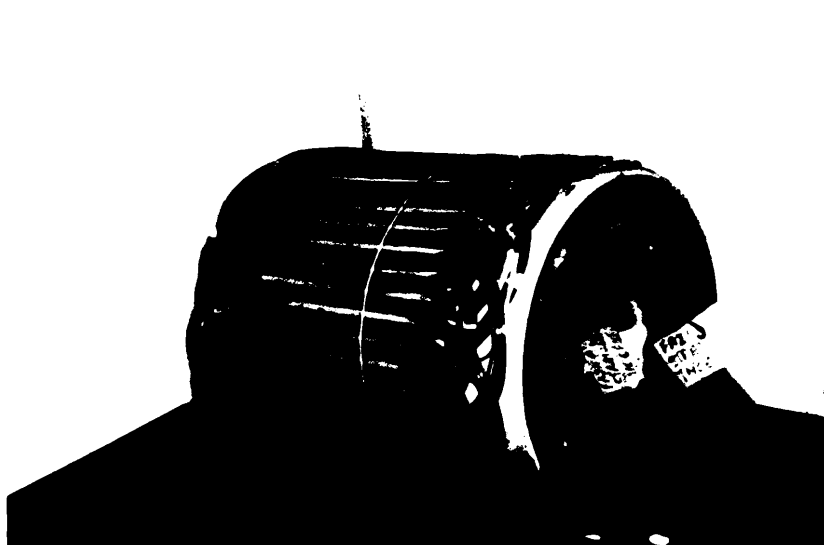


Fig.5.13. Înfășurarea și suportul ecranului rotativ

foarte plate, montate în creștăturile frezate ale unui tambur turnat sub presiune din material plastic (fig.5.13), închise apoi prin înfășurarea unei panglici izolante peste întregul subansamblu. Alimentarea înfășurării bifazate se realizează prin

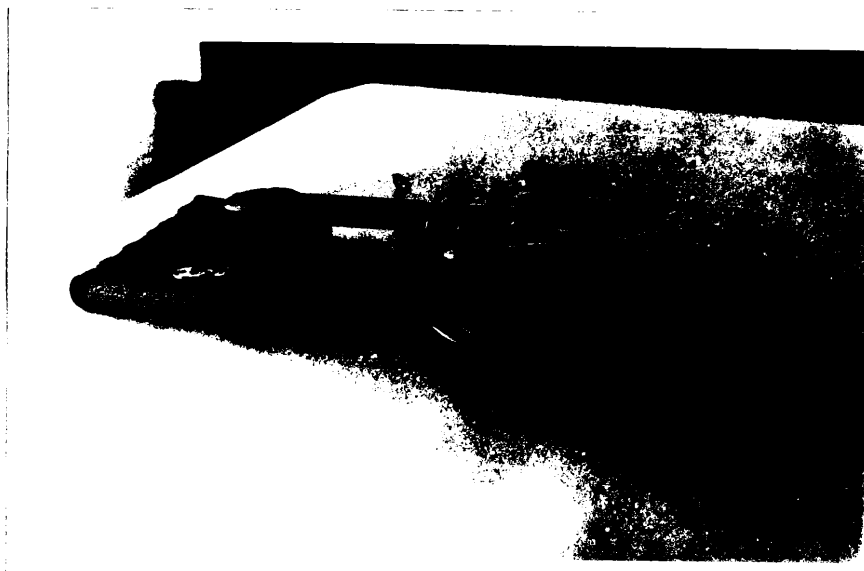


Fig.5.14. Sistemul inele colectoare-perii pentru ecran
partea frontală cu un sistem original de 3 perii-inele colectoare (fig.5.14), un capăt al fiecărei faze fiind comun.

d) bobinele căii de levitație (fig.5.15) sînt înfășurate pe miezuri dreptunghiulare de lemn, fiind dispuse 7 rînduri a cîte 3 bobine pe un suport de asemenea realizat din lemn. Bobinele laterale constituie ochiurile de levitație și propulsie ale căii, conform figurii 3.3 iar bobina centrală constituie ochiul de ghidare. Aceste bobine se pot mișca și bloca în lungul și latul suportului, iar suportul se poate mișca și bloca pe verticală, permițînd experimentarea unui număr mare de poziții.

Tensiunile induse în bobine se oscilografiază. Pentru a permite comutarea rapidă la intrarea osciloscopului a unei bobine oarecare, s-a conceput și s-a realizat un dispozitiv special prevăzut cu disc telefonic de comandă, selector, și becuri indicatoare de poziție (fig.5.16), cu revenire rapidă 100%.

e) subansamblu pentru măsurarea cuplului motor. În acest scop statoarele s-au fixat pe un sistem de susținere balculent (fig.5.17) prin intermediul unor sectoare semicirculare fixate

prin rulment pe arbore, prin aceste sectoare trecînd țevile de sus-

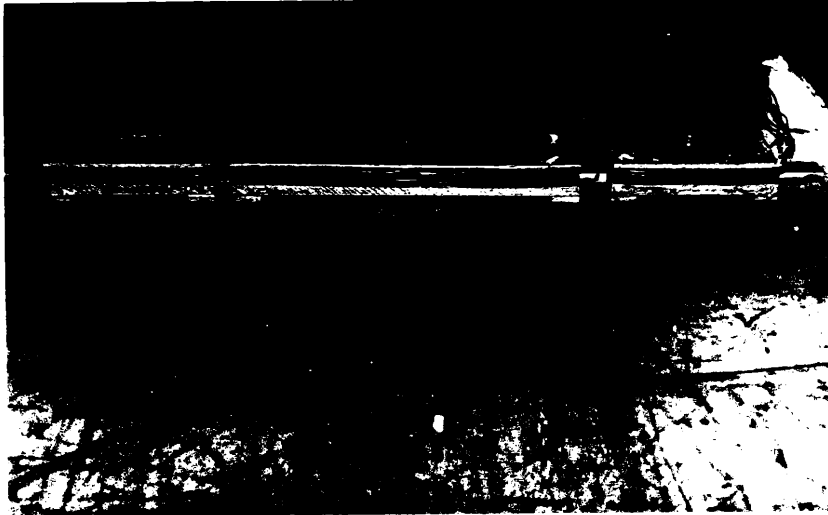


Fig. 5.15. Bobinele căii de levitație

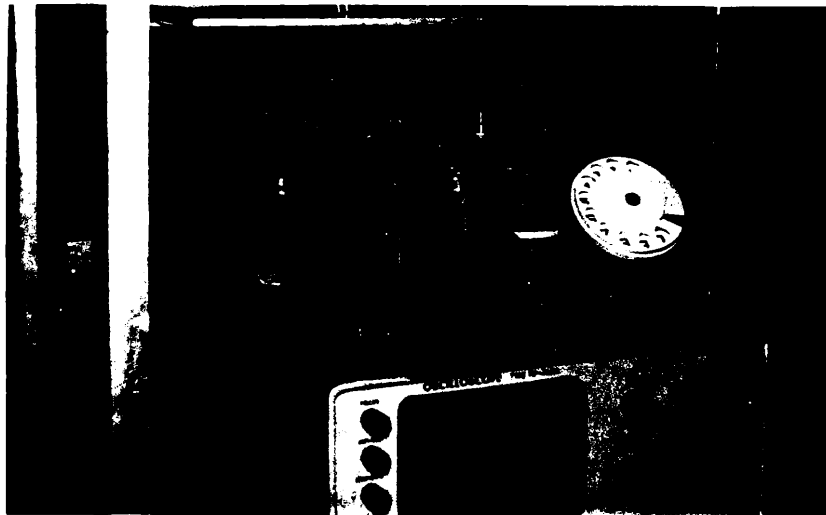


Fig. 5.16. Dispozitiv de comutare la intrarea osciloscopului

ținere ale statoarelor. Statoarele sînt în echilibru nestabil și deci sistemul este deosebit de sensibil. În vederea stabilizării sistemului de măsurare a cuplului ce se exercită asupra statoare-

lor, s-a ales calea măsurării deplasării din poziția de echilibru a sistemului basculant respectiv. În acest sens, au fost studiate câteva soluții tehnice, integrabile standului. Astfel, în figura

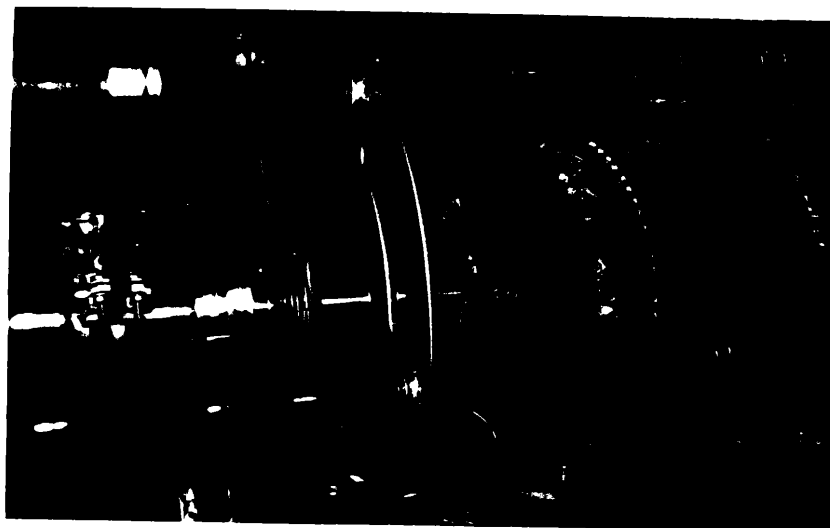


Fig.5.17. Sistemul basculant pentru statoare

5.18 sînt prezentate șase variante analizate.

Sistemele a), b), c) și d) necesită echilibrarea inițială, cînd mașina nu funcționează, în așa fel încît la orice perturbație să revină în starea de echilibru. Acest lucru micșorează foarte mult sensibilitatea în regim de funcționare. Astfel, pentru sistemul b) se poate deduce formula de calcul a greutateii inițiale de echilibrare:

$$G = \frac{(r_e^2 - r_i^2)r \lambda \gamma g \Delta\delta}{2(L-R \sin \delta) \sin \Delta\delta/2} \quad (5.50)$$

unde r_e este raza exterioară a arcului statoric,

r_i - raza interioară a arcului statoric,

r - raza centrului de greutate al arcului statoric,

l - lungimea statorului,

λ - densitatea de masă a statorului,

R - raza punctului de fixare a contragreutății,

δ - unghiul inițial al razei R cu orizontala,

g - accelerația gravitațională,

$\Delta\delta$ - perturbația unghiulară ce trebuie anihilată.

În tabelul 5.6 sînt prezentate cîteva valori numerice care rezultă pentru G din relația (5.50) pentru diverși $\Delta\delta$ și L , calculate cu datele practice: $R = 0,192$ m, $r_1 = 0,104$ m, $r_e = 0,1525$ m, $r = 0,133$ m, $l = 0,150$ m, $\delta = 2^\circ 4' 37,83''$, $\gamma = 7,8 \cdot 10^3$ kg/m³. La acest sistem, în vederea echilibrării unui cuplu motor $M_m = 53,47$ Nm

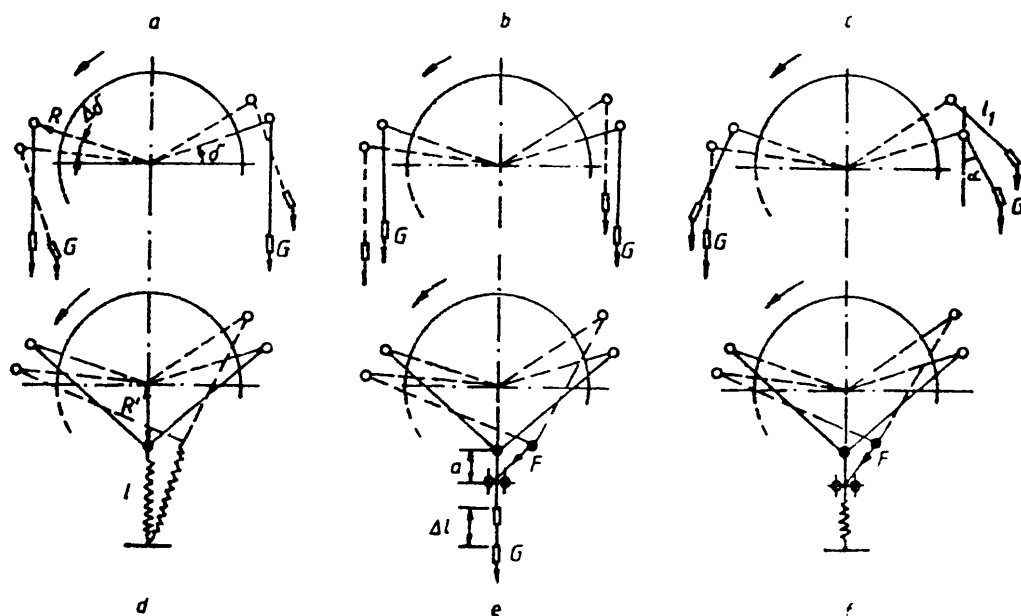


Fig.5.18. Variante de contrabalansare ale statoarelor: a, c - brațul greutății G formează un unghi nevariabil; b - brațul greutății G se situează în permanență pe verticală; d - resortul antagonist se înclină; e, f - greutatea G , respectiv resortul antagonist rămîn pe verticală

Tabelul 5.6. Valorile lui G /kgf/ la sistemul b) fig.6.18

$L/m/$		0,3	0,4	0,5	0,6	0,7
$\Delta\delta$	30°	6,682	4,982	3,971	3,301	2,825
	45°	6,779	5,054	4,029	3,349	2,866

(tab.5.5) rezultă o greutate suplimentară de atașat foarte mare:

$$G' = 26,06 \text{ kgf.}$$

Pentru sistemul c) - brațele

contragreutăților înclinate cu unghiul suplimentar α - echilibrul în regim de funcționare se poate atinge prin mutarea poziției contragreutății cu un Δl , care pentru aceleași date numerice de mai înainte și $G = 5$ kgf poate avea valori conform tabelului 5.7. Și aceste valori sînt prea mari pentru scopuri practice.

Tabelul 5.7. Valorile $\Delta l(\alpha)$, sistemul c), fig.5.18

α	30°	45°	60°	90°
$\Delta l/m$	2	1,41	1,15	1

La sistemul d), dependența dintre forța antagonistă care trebuie asigurată de către resort și perturbația unghiulară $\Delta \delta$ sub efectul cuplului mo-

tor M_m , se poate exprima cu relația :

$$F_m = \frac{\sqrt{(R'+l)^2 + R'^2 - 2(R'+l)R' \cos \Delta \delta}}{R'(R'+l) \sin \Delta \delta} M_m \quad (5.51)$$

Alungirea resortului la acest sistem este însă mică, datorită posibilității lui de a se înclina la dezechilibru.

Legătura între valoarea mișcării pe verticală Δl a greutății sub acțiunea cuplului motor M_m la sistemul e) se deduce a fi:

$$M_m = \frac{G \sqrt{[(R'+a)^2 + R'^2] (a+\Delta l)^2 - [(R'+a)^2 - R'^2]^2 - (a+\Delta l)^4}}{2(a+\Delta l)} \quad (5.52)$$

iar pentru sistemul f), unde greutatea este înlocuită printr-un resort de constantă c și săgeată inițială f_1 :

$$M_m = c(f_1 + \Delta l)(R'+a)R' \sin \Delta \delta / (\Delta l + a) \quad (5.53)$$

În figura 5.19 sînt prezentate valorile cuplului motor funcție de deplasarea greutății pentru sistemul e) respectiv valorile cuplului motor raportat la constanta c , pentru sistemul f). Și aceste soluții sînt dezavantajoase din punct de vedere practic, deoarece necesită deplasări mari.

Soluția aplicată la stand a fost realizată cu un resort de presiune (fig.5.20) montat pe un rulment pentru a permite păstrarea unghiului inițial dintre axul resortului și brațul momentului. Expresia cuplului măsurat funcție de comprimarea Δl a resortului, cu considerarea momentului de dezechilibru introdus de masa înclinată a statorului, cînd acesta este rotit cu unghiul $\Delta \delta$, rezultă:

$$M_m = c R \cos \delta \Delta l - 2g(r_0^2 - r_1^2) l \gamma r \Delta \delta \cos \Delta \delta / 2 \quad (5.54)$$

cu

$$\Delta \delta(\Delta l) = \arctg \frac{R \cos \delta - \sqrt{R^2 \cos^2 \delta - \Delta l(2b - \Delta l)}}{2b - \Delta l}$$

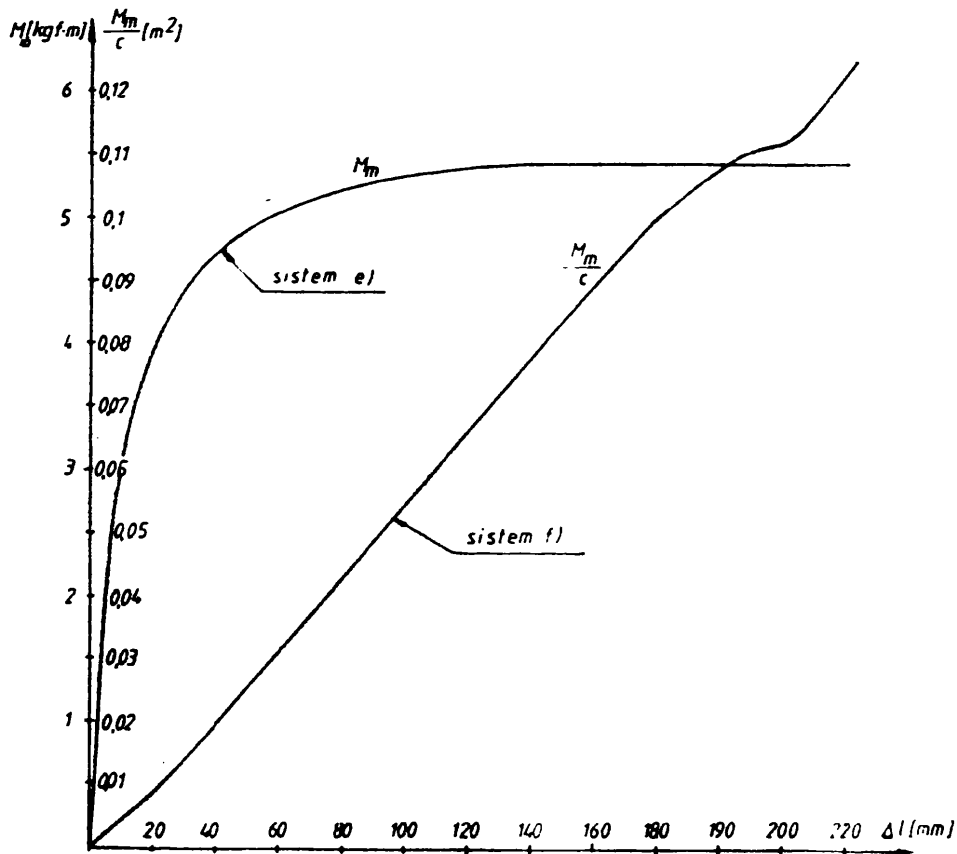


Fig.5.19. Dependența cuplului funcție de deplasare la sistemele e), f)

Se observă că termenul al doilea, care ține seama de momentul de rotație suplimentar datorat sectorului de stator rotit cu $\Delta\delta$ din poziția de echilibru, are valori mici. Astfel, pentru comprimări uzuale de săgeată $\Delta l = 0,005 \dots 0,01$ m, $\Delta\delta \approx 1,5^\circ \dots 3^\circ$ iar acel termen are valori cuprinse între 0,9936...1,9991 Nm, neglijabile față de cuplul motor, deci :

$$M = (c R \cos \delta) \Delta l \quad (5.55)$$

este o relație în care M depinde liniar de Δl .

Măsurarea comprimării Δl se face pe două căi: cu un transductor inductiv de deplasare și cu un potențiomtru liniar (fig. 5.21). Aceste traductoare permit prin intermediul punții tensometrice la care se cuplează atât afișarea analogică a deplasării Δl cât și vizualizarea lui pe ecranul unui osciloscop, funcție de timp.

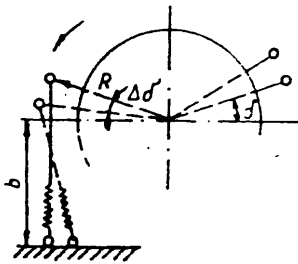


Fig.5.20. Sistemul ales pentru măsurarea cuplului

f) subansamblul arbore susține cele două rotări împreună cu ecranele liber rotative, prin intermediul unor bușe descrise la punctul b) ce permit mișcarea acestora față de arbore. De asemenea, susține prin intermediul a două sectoare semicirculare basculante montate pe rulmenți, cele două statoare, sistemul de inele colectoare pentru alimentarea rotoarelor și se sprijină prin intermediul a doi rulmenți pe

stativul standului (fig.5.22). La cele două capete ale arborelui

sînt prevăzute locașuri cu pană pentru fixarea unor flanșe (tip CFO 4-28, STAS 769-73) în vederea antrenării sau frînării cu un motor electric exterior, al ansamblului. Arborele are prevăzute cîte trei rînduri de canale la aceste capete pentru penele de fixare a conductoarele de alimentare, decalate cu 120° în vederea realizării unei solicițări repartizate simetric.

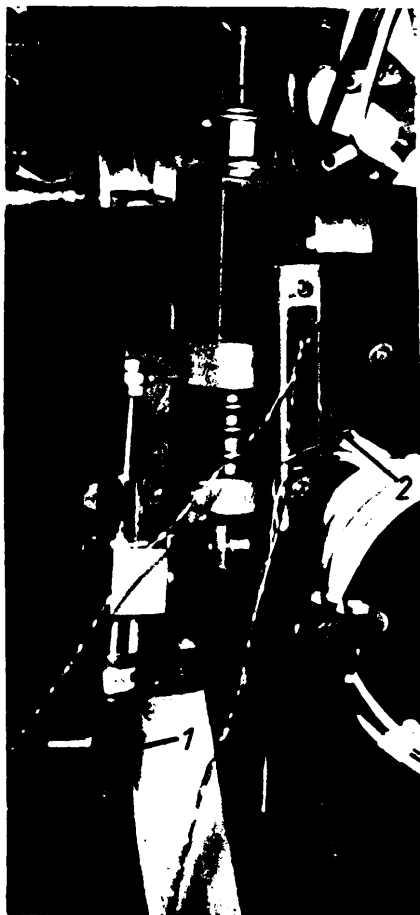


Fig.5.21. Realizarea sistemului pentru măsurarea cuplului: 1-traductor inductiv; 2-traductor rezistiv

Săgeata arborelui trebuie să fie $f < 0,1 \delta / 43$. Din acest motiv s-a efectuat calculul săgeții maxime la solicițările statice datorate elementelor montate conform figurii 5.20, utilizînd relația /29/ :

$$f.E.I = \frac{Pb}{6l}(l^2 - b^2)x - \frac{Pb}{6l} \frac{x^3}{6} \Big|_{13} + \frac{P(x-a)^3}{6} \Big|_{32} \quad (5.56)$$

rezultind $f(l/2) =$
 $= 0,755 \text{ mm.}$

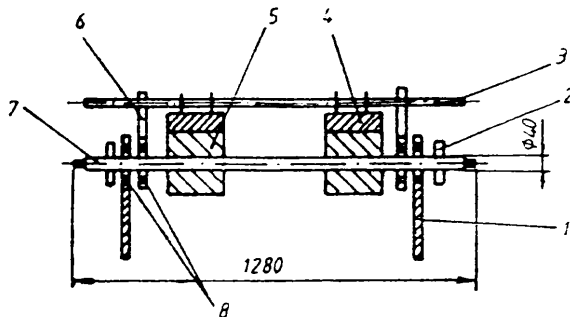


Fig.5.22. Elementele componente montate pe arbore: 1-stativ stand; 2-inele colectoare; 3-țeavi susținere statoare; 4-stator arc; 5-rotor și ecran; 6-sector semicircular basculant; 7-arbore; 8-rulmenți

Pentru țevile de susținere ale statoarelor, săgeata calculată este $f=0,242 \text{ mm.}$

În planșa 3 se dă desenul de ansamblu de execuție al părților rotative ale standului, iar în figura 5.23 vederea generală a standului. Se observă toate părțile descrise mai înainte, stativul general de susținere și panoul de borne. Față de această fotografie, stativul a fost completat cu un suport din fier cornier destinat susținerii unui motor electric de c.c. de antrenare.

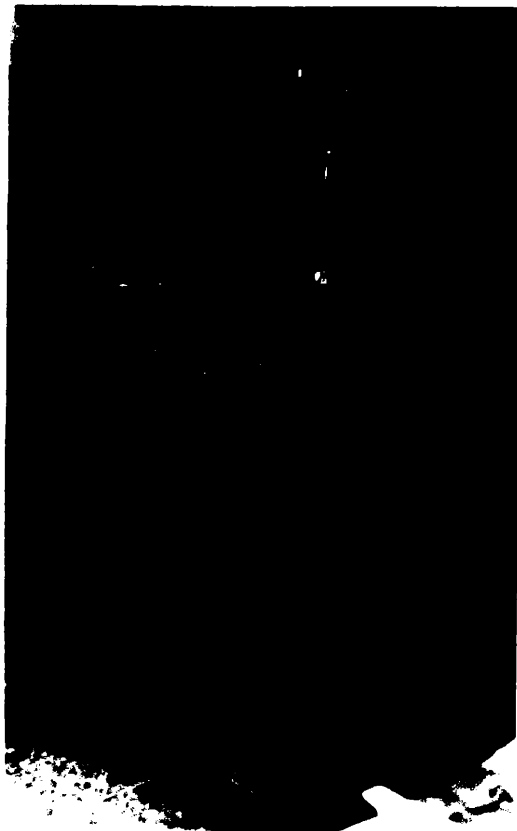


Fig.5.23. Stendul experimental de laborator

Cap.6. INCERCARI EXPERIMENTALE

Incercările pe modelul experimental realizat de autor au confirmat aspectele funcționale de principiu ale sistemului numit transmisie electrodinamică, oferind demonstrarea posibilității practice de realizare și permițând ridicarea unor caracteristici de funcționare /40/. Având în vedere că în perioada actuală a cercetării nu s-a putut construi un model care să se încadreze în condițiile corespunzătoare mașinilor supraconductoare, confirmarea în totalitate a unor aspecte teoretice prin măsurătorile experimentale, nu este posibilă. Această situație este urmarea deosebirii care există între soluția ce poate asigura performanțe tehnice industriale, criotransmisia electrodinamică pentru care au fost efectuate calculele din teză și modelul experimental care pentru a putea funcționa, conține medii feromagnetice absente din construcția criotransmisiei electrodinamice, acesta fiind un sistem prevăzut cu înfășurări supraconductoare. Construirea unui model experimental care să modeleze și din punctul de vedere al proprietăților magnetice ale materialelor utilizate criotransmisia electrodinamică ar fi implicat fie realizarea la scară redusă a unei astfel de instalații (pentru care s-a și elaborat proiectul prezentat în §3.2), cu dotarea corespunzătoare de supraconductoare și de instalații criogenice aferente, ceea ce în perspectiva imediată nu este posibil fie realizarea unui model nesupraconductor dar și neferomagnetic, care însă din cauza câmpurilor magnetice aferente foarte slabe nu ar fi funcționat (așa cum s-a expus în cap.5). Scopul principal al prezentei cercetări este demonstrarea valabilității ideilor care stau la baza unui sistem de tipul criotransmisiei electrodinamice, prin realizarea unui model practic, care să funcționeze autonom.

În vederea aducerii la turația de sincronism a modelului experimental, acesta s-a cuplat mecanic cu o mașină de c.c. de 2,7 kW, care a permis și efectuarea unor încercări diferite de turația corespunzătoare frecvenței rețelei. De asemenea, aceeași mașină de c.c. s-a utilizat ca sarcină în vederea stabilirii caracteristicilor corespunzătoare. În acest scop, la această mașină s-a ridicat dependența pierderilor la mers în gol, la excitație constantă, funcție de turație (fig.6.1).

Frecvența tensiunii rețelei pe tot parcursul încercărilor s-a situat în limitele 46,9÷47,2 Hz și deci turația de sincronism

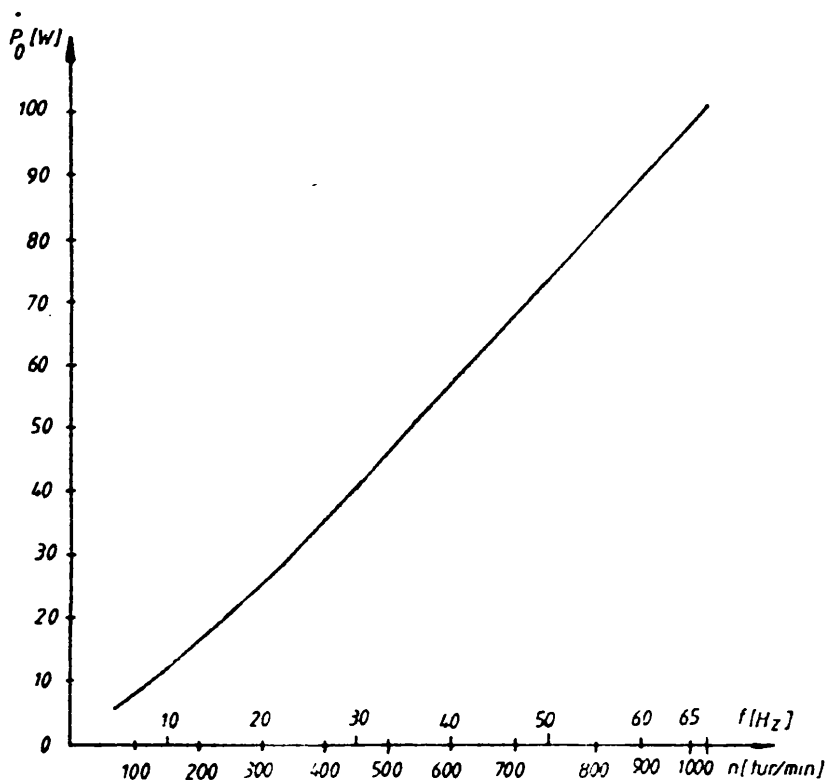


Fig.6.1. Caracteristica pierderilor de mers în gol la mașina de c.c.

considerată ..
este în medie
de 705 tur/min.
Recalcularea,
pentru o frec-
vență industria-
lă de 50 Hz a
mărimilor măsurate,
luînd în
considerare pro-
porționalitățile
cu frecvența
de genul U~f,
 $P_{Fe} \sim f^{3/2}$,
 $P_{mec} \sim f^2$ nu este
permisă decît
pentru abateri
de $\pm 2\% f_n$, adică
 $f=49\pm 51$ Hz,
un domeniu situat
prea departe
de valorile
amintite. De
altfel, pentru

criotransmisia electrodinamică nu prezintă importanță majoră valoarea frecvenței de sincronism, funcționarea caracterizîndu-se prin diverse turații și deci efectuarea unor încercări la mai multe valori ale frecvenței fiind chiar oportună. Încercările corespunzătoare în cadrul lucrării s-au efectuat în regim de generator sincron izolat de rețea.

6.1. Repartiția inducției magnetice al statorului arc

În vederea cunoașterii cîmpului magnetic al unui astfel de stator s-au efectuat măsurători alimentînd în curent continuu cîte o fază al acestuia. Deoarece cercetarea vizează problemele legate de criotransmisia electrodinamică, pentru apropierea condițiilor de distribuție a inducției statorice cu ale acestuia, măsurătorile au fost efectuate cu rotorul feromagnetic scos, excluzînd astfel deformarea distribuției datorată polilor feromagnetici proeminenți din rotor. Cu ajutorul unei sonde Hall s-a urmărit

valoarea componentei radiale a inducției magnetice pe suprafața fiecărui dinte statoric, la marginile acestuia. Se remarcă (fig. 6.2) o distribuție cuaziperiodică, defazată în spațiu pentru diversele faze, foarte diferită de o distribuție sinusoidală. Pe zona centrală a polilor se poate evidenția mai net prezența unui flux magnetic, iar în zona de trecere dintre poli se observă doar vîrfuri locale pronunțate ale inducției.

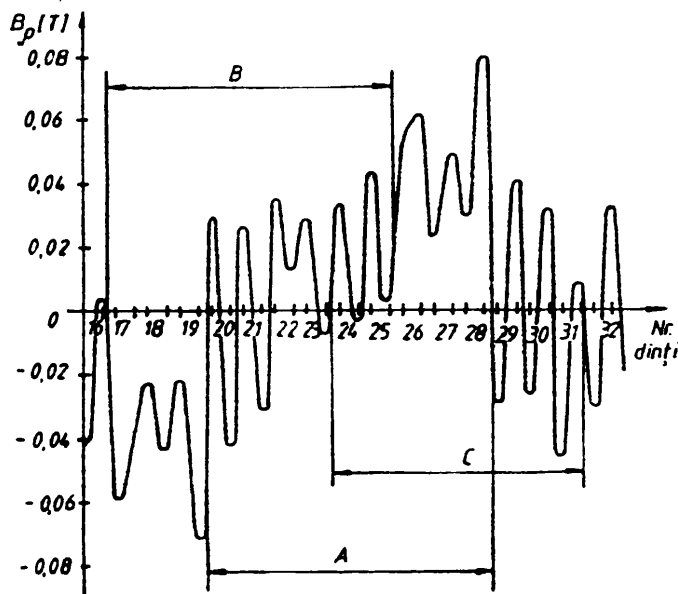


Fig.6.3. Repartiția inducției totale B_p , la $I_A = I_{max}$, $I_B = I_C = 0,5 I_{max}$

Compunind repartiția dată de cele trei faze ca $B_p = B_A - 0,5(B_B + B_C)$, echivalentă la alimentare trifazată, cu repartiția când curentul prin faza A este maxim, rezultă pentru o porțiune din stator ce cuprinde câte un pol a fiecărei faze, curba din figura 6.3.

Desigur, această repartiție se modifică atunci când există și rotorul feromagnetic montat, din câmp de dispersie devenind câmp de reacție iar

vîrfurile lui B_p pot să conducă la saturații locale funcție de poziția polilor feromagnetici proeminenți rotorului, care la unghi de sarcină mare ajung în zona acestor vîrfuri mai mari în zona neutră. Rezultă că încărcarea cu cuplu activ poate conduce la saturații locale mai mari decît cele considerate în mod obișnuit.

6.2. Caracteristicile motorului sincron cu stator arc

Stabilirea acestor caracteristici conduce la concluzii legate de saturația mașinii, de utilitatea unui ecran electrodinamic în regimul permanent de funcționare, de considerații energetice atât sub aspectul pierderilor, cît și a posibilităților de funcționare în regim capacitiv.

În decursul experiențelor, curentul de excitație maxim s-a

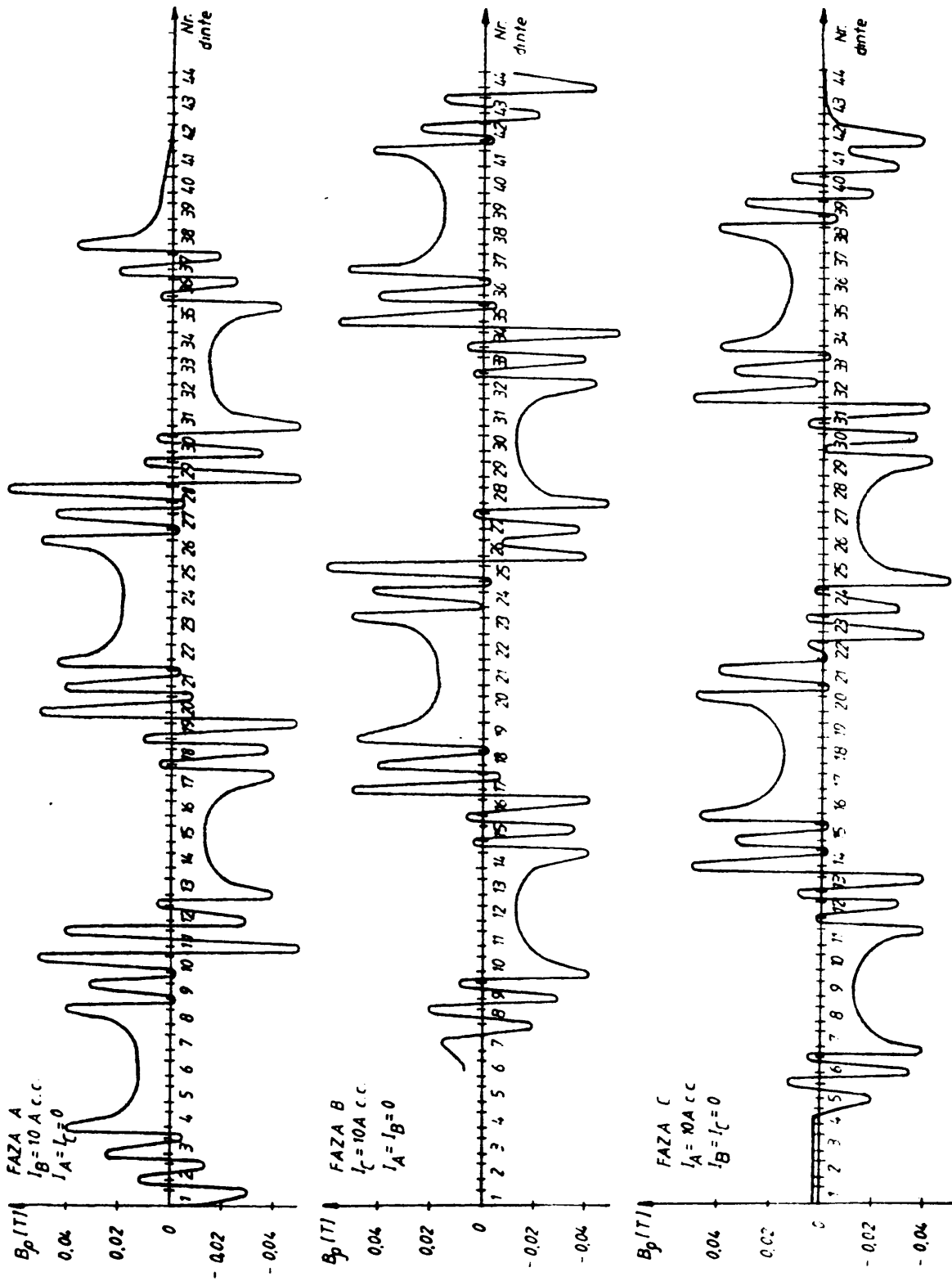


Fig.6.2. Repartiția inducției radiale pe circumferința statorului

limitat la $I_2 = 0,89 I_{2N}$ din considerente legate de utilajele avute la dispoziție. Măsurătorile s-au efectuat pornind de la acest curent maxim, modificat apoi corespunzător numai în sens descrescător. Oricum, nu s-a sesizat prezența histerezei, caracteristicile trecînd totdeauna prin zero.

Căutînd evidențierea influenței ecranului electrodinamic, s-au efectuat experiențe conectînd înfășurările acestuia la sarcină modificabilă inductivă, rezistivă, combinație inductiv-rezistivă pe faze sau între faze. Influența concludente s-au sesizat doar pentru situațiile extreme ale acestor înfășurări : lăsate în gol, respectiv conectate în scurtcircuit. Diferențele dintre caracteristicile corespunzătoare acestor două situații sînt însă așa de mici, cu excepția celor referitoare la pierderi, încît caracteristicile aferente nu s-au reprezentat distinct.

Astfel, în figura 6.4 sînt reprezentate caracteristicile de mers în gol ridicate la diverse turații și deci frecvențe ale tensiunii induse. Aceste caracteristici se dovedesc a fi perfect liniare pentru domeniul curenților de excitație și respectiv a frecvențelor abordate, mașina cercetată nefiind deci saturată, adică din punctul de vedere al utilizării materialelor feromagnetice are rezerve importante. Aceste rezerve nici nu pot fi epuizate deoarece ar necesita un flux magnetic de excitație mult prea mare, în condițiile statorului arc, flux realizabil cu înfășurări supraconductoare. Desigur, aceste înfășurări fac inoportună utilizarea mediilor feromagnetice.

Dependența de frecvență a caracteristicilor de scurtcircuit trifazat simetric (fig.6.5) relevă faptul că reactanțele echivalente x_d , x_q și x_{dm} sînt mult mai mici decît la o mașină obișnuită, unde fenomenul respectiv se observă doar la frecvențe foarte mici. Rezultă deci concluzii identice în ceea ce privește utilizarea materialului feromagnetic, ca și la caracteristicile de mers în gol.

Variația pierderilor la mers în gol funcție de tensiunea indusă se poate urmări pe diagramele din figura 6.6, unde sînt trasate cu linie plină pierderile măsurate cu înfășurările ecranului electrodinamic în scurtcircuit iar cu linie întreruptă respectivele înfășurări lăsate în gol. Se observă mărirea acestor pierderi odată cu creșterea frecvenței. Pierderile suplimentare apărute datorită prezenței ecranului reprezintă un factor nedorit pentru mașinile cu înfășurări supraconductoare, ducînd la încăl-

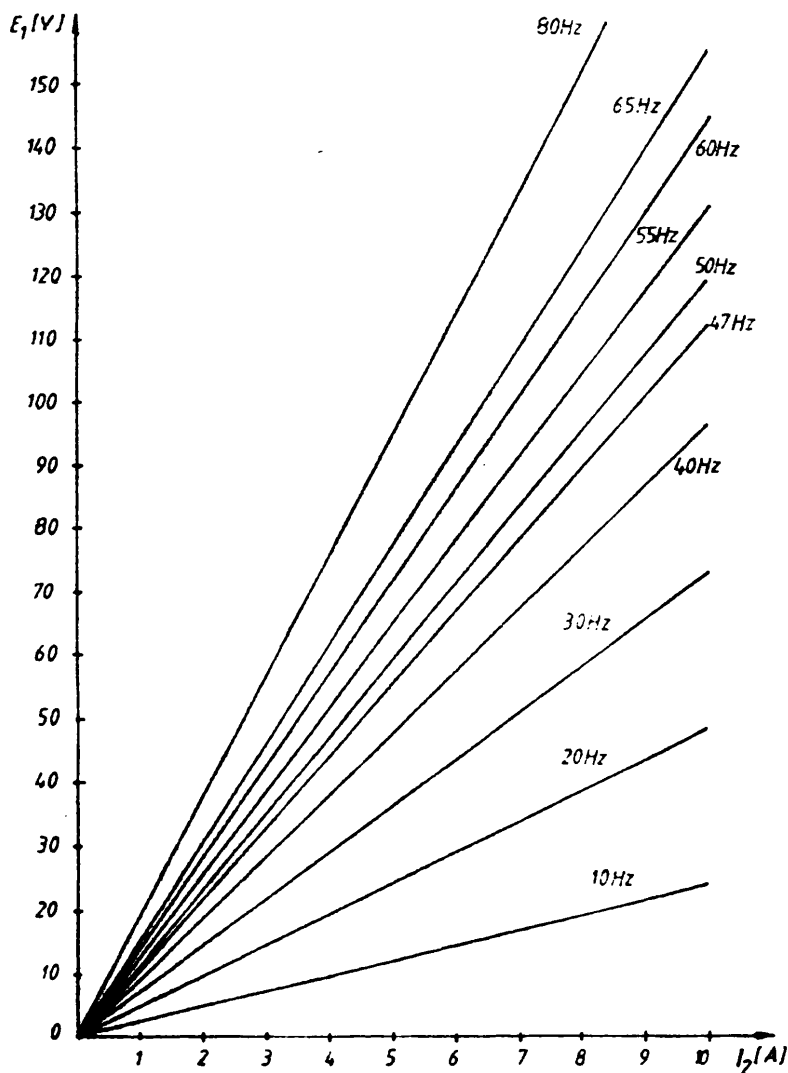


Fig.6.4. Caracteristicile de mers în gol

Familia curbelor în V ridicate pentru funcționarea cu motor (fig.6.7) indică faptul că atingerea regimului capacitiv necesită curenți mari de excitație, mai mici însă pentru puterile încercate, decât cel nominal. Având în vedere că realizarea funcției de levitație și tracțiune al unui asemenea sistem reclamă de asemenea curenți de excitație mari, pentru a avea cîmpuri magnetice puternice și întrucît la varianta supraconductoare lipsa mediilor feromagnetice reduce mult valoarea inductivităților, se poate trage concluzia că o astfel de mașină aplicată la vehicule cu levitație magnetică va debita putere reactivă în rețeaua de alimentare.

zirea acestui ecran și, deci implicit la transmiterea unui flux termic către înfășurările supraconductoare. Întrucît la un ecran liber rotativ aceste pierderi există în permanență, nu numai pe durata regimurilor tranzitorii, rezultă că un astfel de ecran necesită o izolare termică adecvată sau o răcire permanentă dacă se dorește funcționarea lui la temperatura criogenică.

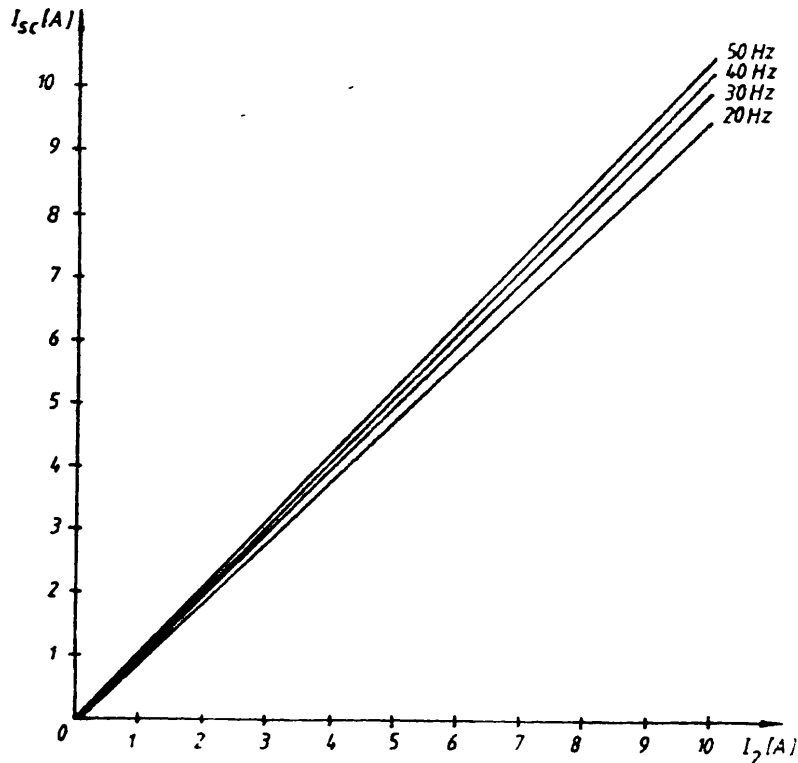


Fig.6.5. Caracteristicile de scurtcircuit

Această concluzie este cu atât mai mult valabilă cu cât curbele de funcționare vor corespunde curbilor de la puteri mici de încărcare, întrucât puterea la criotransmisia electrodinamică este cedată spre calea de levitație și nu la arbore, mașina funcționând în aceste condiții aproape de regimul de mers în gol. Puterile trecute pe diagramele din figura 6.7 sînt însă puterile transmise prin arbore, încărcarea mașinii dinspre calea de levitație fiind nesemnificativ de mică.

Caracteristicile în sarcină pentru sarcini pur inductive, respectiv pur capacitive se pot urmări pe figura 6.8. Se observă coincidența punctului inițial al acestor caracteristici cu cel rezultat din construcția grafică ce utilizează caracteristica de scurtcircuit la $I_1 = I_{1H}$.

Din cauza formei liniare a caracteristicii de mers în gol pentru domeniul curenților de excitație parcurși, determinarea reactanței de dispersie x_r nu este posibilă prin metoda triunghi-

lui reactiv.

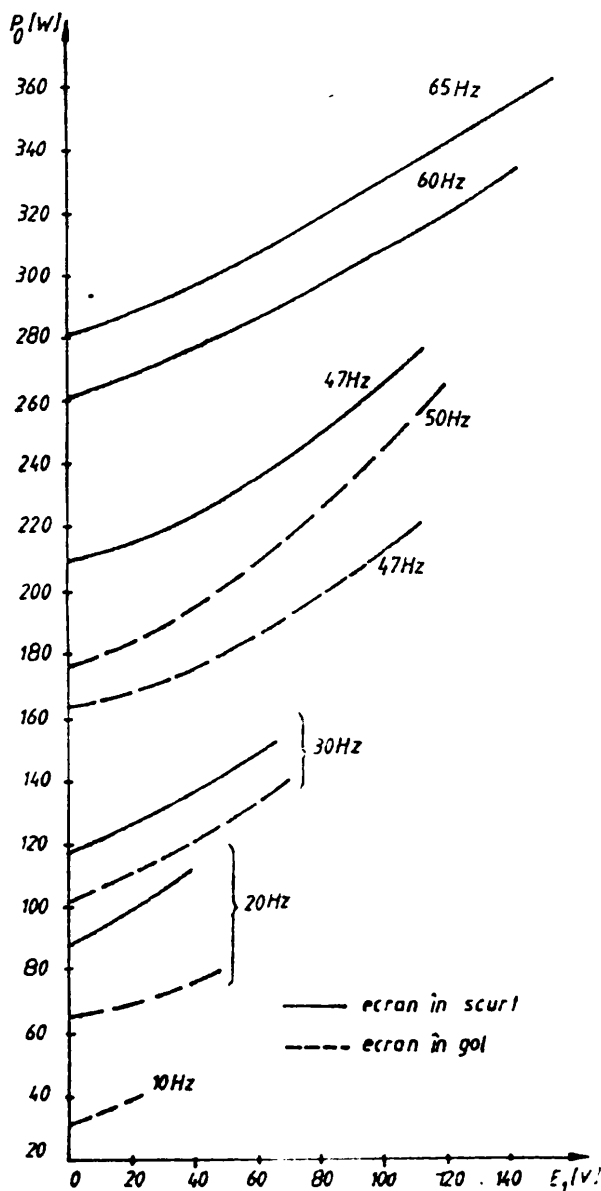


Fig.6.6. Curbile pierderilor la mers în gol

R_0, X_0 - rezistența și reactanța homopolară, măsurate prin alimentarea independentă, monofazată, serie a fazelor statorice;

În tabelul 6.1 sînt prezentate valorile parametrilor ce caracterizează transmisia electrodinamică construită, măsurate cu metodele industriale cunoscute /52/ și avînd următoarele semnificații:

R_r - rezistența înfășurării rotorice;

R_1 - rezistența înfășurării unei faze statorice;

R_e - rezistența înfășurării unei faze a ecranului;

R_L - rezistența unei bobine de levitație;

R_G - rezistența unei bobine de ghidare;

(aceste valori au fost măsurate în curent continuu, prin metoda voltampermetrică, la 25°C).

X_d, X_q - reactanțele sincrone, măsurate prin metoda alunecării mici;

R_2, X_2 - rezistența și reactanța de succesiune inversă, măsurate prin rotirea rotorului în sens opus cîmpului învîrtitor;

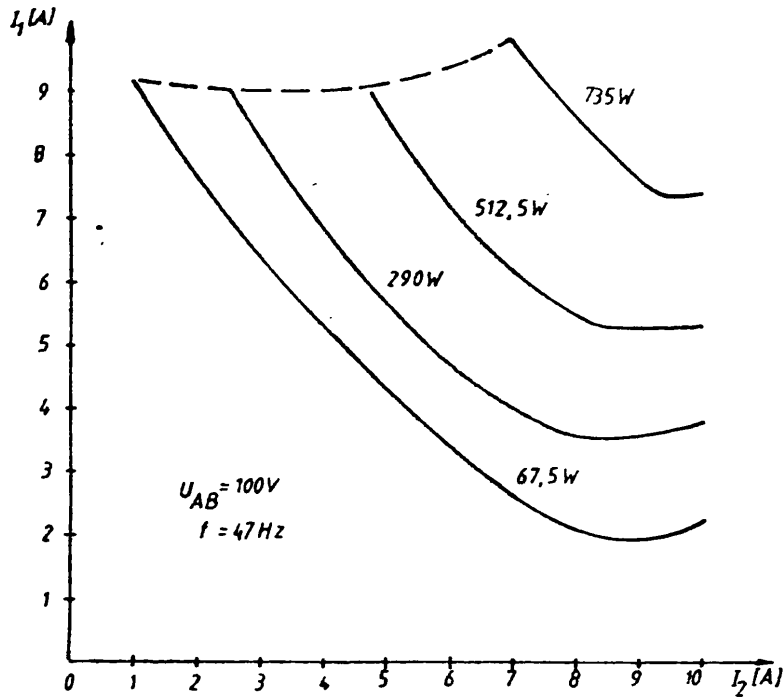


Fig.6.7.
Curbele în
V în regim
de motor

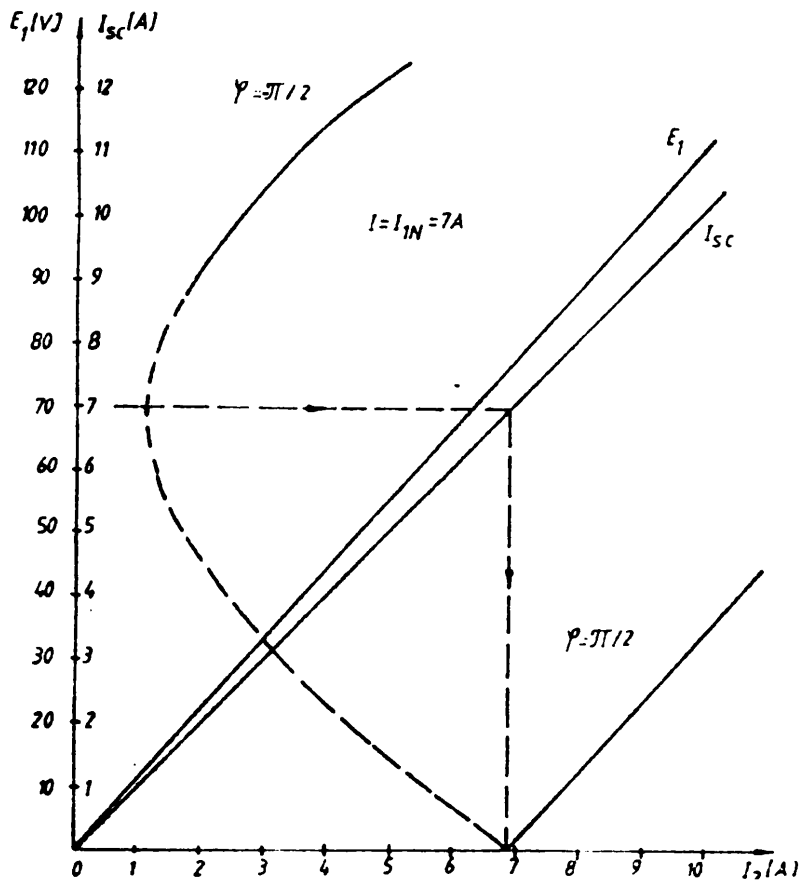


Fig.6.8.
Caracteris-
ticele în
sarcină

X''_d, X''_q - reactanțele supratranzitorii, măsurate cu rotorul imobil.

Tabelul 6.1. Parametrii mașinii experimentale, / Ω /

R_f	R_l	R_e	R_L	R_G	X_d	X_q	R_2	X_2	R_o
16,840	0,980	1,570	0,123	0,209	3,580	3,022	1,027	2,780	1,057

X_o	X''_d	X''_q
1,380	2,462	2,521

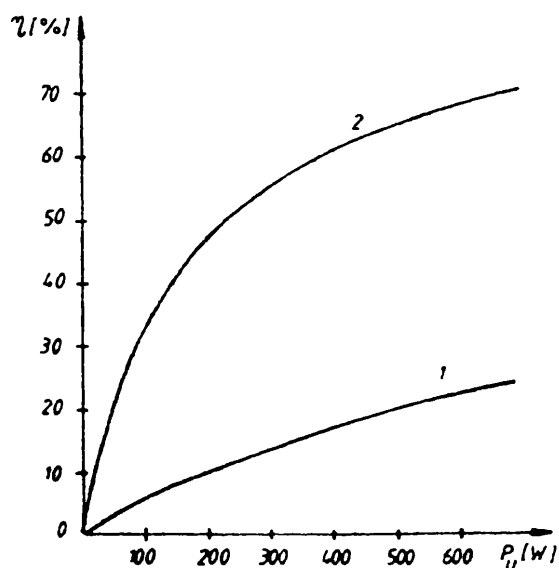
Măsurătorile legate de calculul randamentului arată că pierderile din excitație reprezintă o pondere importantă (0,65 ÷ 0,81) din puterea totală absorbită de mașină.

Variația randamentului funcție de încărcarea mașinii în regim de motor, P_u , se poate urmări pe figura 6.9 (curba 1). Considerînd că randamentul η este :

$$\eta = \eta_t \cdot \eta_e \tag{6.1}$$

unde η_t - eficiența transferului de energie electromagnetică în energie mecanică;

η_e - eficiența corespunzătoare înfășurării de excitație.



Curba 2 (η_t) corespunde la o excitație fără pierderi, cum ar fi excitația supraconductoare. La valoarea maximă a lui η_t , rezultă $\eta_e = 0,347\%$, o valoare extrem de coborâtă, care impune deci construcția supraconductoare! De asemenea, valoarea relativ mică a lui η_t este în concordanță cu valorile mici ale rapoartelor X/R (tab.6.1) și cu observațiile anterioare relativ la utilizarea ineficientă a miezurilor feromagnetice.

Fig.6.9. Curbele randamentului (1) și a eficienței transferului de energie (2)

În concluzie, necesitatea realizării transmisiei electrodinamice cu înfășurări supraconductoare rezultă nu

numai din cerința de a avea o solenatie inductoare foarte mare spre

calea de levitație, care să asigure forțe de interacțiune corespunzătoare, ci și din considerații energetice privitoare la partea rotativă de mașină sincronă.

Mașina executată deci pe baza proiectării expuse în §5.1 funcționează autonom, dezvoltând cu un stator arc și întrefier de 14 mm o putere activă respectiv un cuplu activ stabil destul de mare pentru aceste condiții (încărcarea maximă încercată, limitată de utilajele și aparatura avută la dispoziție, fiind de 885 W respectiv 11,8 N.m).

6.3. Tensiunea indusă în calea de levitație

Interacțiunea dintre rotoarele transmisiei electrodinamice, în calitate de inductori și bobinele căii de levitație se poate urmări prin măsurarea tensiunilor induse în aceste bobine. Intrucît aceste tensiuni sînt destul de mici, pentru a asigura o precizie cît mai ridicată măsurărilor, s-a procedat la vizualizarea lor pe osciloscop. În același scop s-a impus filtrarea tensiunii continue redresate cu care se alimentează cele două rotoare. Astfel, construind un filtru LC de putere adecvată, s-a reușit micșorarea de 10 ori a vîrfurilor tensiunii induse în bobinele căii de levitație de către pulsațiile curentului redresat din rotoarele imobile.

Urmărirea tensiunii induse în bobinele de levitație ale căii situate sub rotoare, furnizează informații legate de participarea acestor bobine la interacțiunea de levitație-tracțiune pentru diverse poziții ale inductorului după direcția deplasării vehicolului echipat cu acestea.

În urma vizualizării la osciloscop s-a constatat caracterul sinusoidal al acestor tensiuni, cu amplitudinea direct proporțională cu turația rotoarelor. În figura 6.10 s-a reprezentat dependența acestor amplitudini U raportate la cea mai mare dintre ele $U_m = 1,2$ V funcție de deplasarea Δy pe direcția perpendiculară axului longitudinal a inductoarelor, direcție presupusă de înaintare a vehicolului față de calea de levitație, pentru trei dintre bobinele de levitație adiacente, la o distanță minimă, constructiv posibilă, dintre bobine și inductor de 17 mm. Se observă că micșorarea tensiunii induse în bobina 2 care se află inițial simetric sub inductor, nu apare decît după ce acesta s-a deplasat cu $\Delta y = 0,4 \div 0,5$ din lățimea l a bobinelor, iar la $\Delta y = 0,66l$, ten-

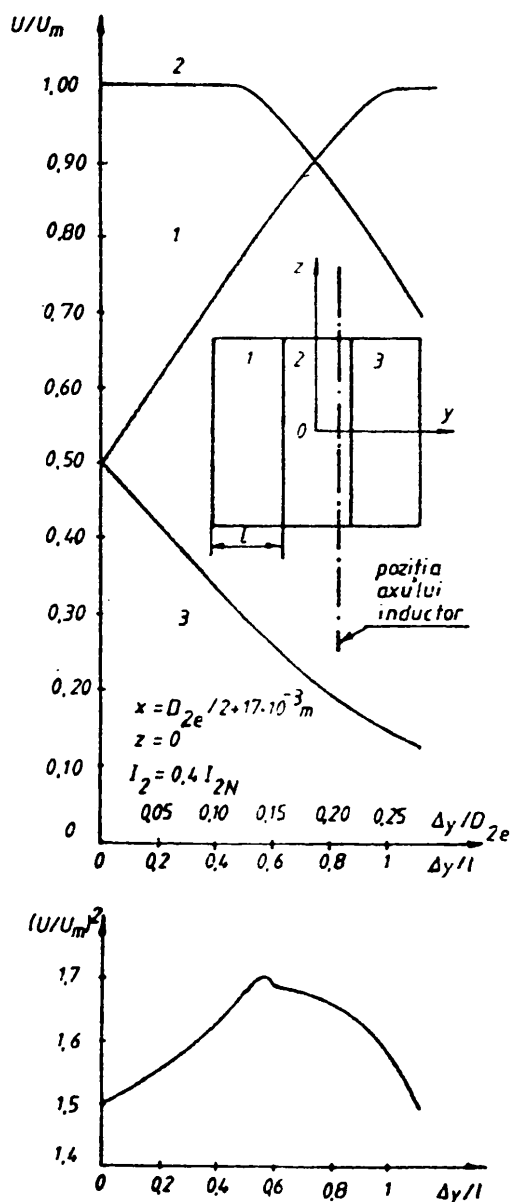


Fig.6.10. Tensiunile induse în bobinele de levitație: U_m - valoarea maximă măsurată (1,2 V); D_{2e} - diametrul exterior al rotorului; l - lățimea bobinei

siunile induse în această bobină și cea care intră sub inductor (1), sînt egale, și deci contribuția acestuia din urmă la levitație-tracțiune numai din această poziție devine preponderentă.

Considerînd că forțele de levitație și tracțiune se datoresc interacțiunii însumate ale bobinelor cu inductorul, interacțiune proporțională cu suma pătratelor tensiunilor induse în bobinele căii, din figura 6.11 rezultă că aceste forțe nu sînt nicidecum constante în decursul deplasării de la o bobină la alta și deci sînt de așteptat oscilații iminente după cele două direcții (levitație și tracțiune).

Această variație se micșorează față de ceea ce se vede în figura 6.11 avînd în vedere contribuția mai multor bobine din calea de levitație.

Realizarea autoghidajului, adică apariția unei interacțiuni pe ansamblul celor două rotoare la deplasarea lor în afara poziției de simetrie față de bobinele de

Fig.6.11. Variația sumei pătratelor tensiunilor induse în sistemul cu trei bobine

ghidaj ale căii de levitație, se poate urmări pe figura 6.12. Aici, s-au reprezentat amplitudinile tensiunilor induse raportate la aceeași valoare maximă $U_m = 1,2 \text{ V}$ ca și în cazul bobinelor de levitație.

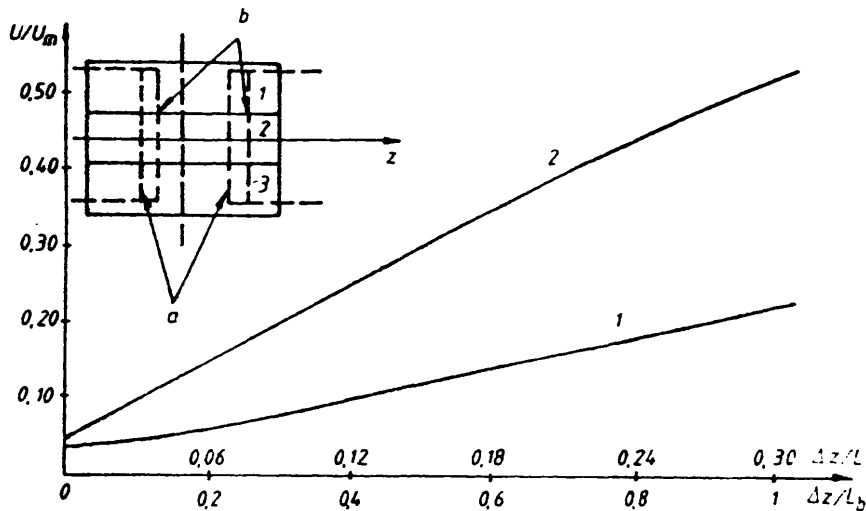


Fig.6.12. Tensiunile în bobinele de ghidaj:
 a - poziția inițială a inductoarelor;
 b - poziția deplasată a lor; Δz -deplasarea; L - lungimea inductoarelor;
 L_b - lățimea după direcția z ale capetelor de înfășurare a inductoarelor

Curba 1 se referă la o bobină de ghidare aflată în afara axei longitudinale a sistemului, iar curba 2 la o bobină aflată pe axa longitudinală. Mărimea $\Delta z/L_b = 1$ corespunde la o deplasare din centrul de simetrie egală cu lățimea capetelor de înfășurare a inductoarelor, adică intrarea bobinelor de ghidare în totalitate sub un singur inductor, sau același lucru privit prin raportul $\Delta z/L = 0,3$ înseamnă o deplasare egală cu 30% din lungimea inductoarelor, deci o asimetrie nepermisă. De altfel asimetriile laterale necesită o limitare nu numai din punctul de vedere al bunului simț tehnic, dar și principial, efectul de readucere (a se vedea §3.1) peste o anumită asimetrie putând deveni efect de respingere.

Se observă că contribuția la interacțiunea de ghidare a bobinelor din afara axei de simetrie (curba 1, fig.6.12) este aproximativ de două ori mai mică decât cea a bobinelor din această axă (curba 2, fig.6.12):

Această interacțiune este mai slabă dar totuși comparabilă cu cea care contribuie la levitație-tracțiune.

Sistemul prezentat bazându-se pe principiul fluxului nul, se impune o atenție deosebită în egalarea fluxurilor create de cele două capete de înfășurări, în poziția de simetrie. Acest lucru presupune o execuție perfect identică a acestor capete pentru

toate perechile de poli pentru ambele inductoare, o eventuală compensare a diferențelor dintre inductoare fiind posibilă prin reglarea curenților care circulă prin înfășurările lor. Faptul că în figura 6.12 curbele 1 și 2 nu pornesc din origine, se datorează tot execuției inegale a capetelor de înfășurare pentru cele două rotoare.

În concluzie, s-a verificat practic existența interacțiunii dintre inductorul transmisiei electrodinamice și bobinele de levitație și ghidaj ale căii de levitație. Măsurătorile fiind efectuate pentru o asimetrie laterală limitată, rezultă că ele sînt variabile pentru un domeniu larg din practică. Necesitatea execuției perfect identice a celor două rotoare inductoare rămîne însă un deziderat important de realizat.

6.4. Efectul înfășurării ecran

Așa cum s-a expus în §2.2 ecranarea electrodinamică al rotorului supraconductor servește la protecția înfășurărilor acestuia de acțiunea unor cîmpuri magnetice variabile în timp față de rotor, cîmpuri care pot să determine tranziția supraconductorului la conducția normală. În §6.1 s-a arătat că nu este posibilă utilizarea unui astfel de ecran și ca protecție împotriva radiațiilor termice, deoarece însuși acest ecran constituie sursă de căldură.

În vederea urmării efectului ecranului electrodinamic montat în modelul experimental, au fost efectuate încercări constînd din înregistrarea pe un osciloscop cu remanență a variației tensiunilor induse la bornele înfășurării de excitație, precum și a variației curentului din această înfășurare, la conectarea ($I = I_{1N} = 7 \text{ A}$) și respectiv deconectarea înfășurării statorice, realizînd astfel cîmpuri magnetice rapid variabile, de la zero la cel nominal și invers, în spațiul din jurul înfășurării de excitație. În ideea modificării constantei de timp al ecranului, aceste manevre s-au efectuat în diverse situații pentru înfășurările ecranului: lăsate în gol, scurtcircuitate cu inductivități și/sau rezistențe înseriate. Pentru înfășurarea de excitație s-au experimentat situațiile în care era nealimentată, în scurtcircuit și alimentată cu un curent constant.

Un factor care influențează hotărîtor rezultatele experimentării este circuitul sursei de alimentare în curent continuu

a excitației rotorice. După cum s-a arătat în §6.2, în circuitul respectiv s-a introdus un filtru LC, care a micșorat de zece ori amplitudinea pulsațiilor. Acest circuit trebuia completat cu un montaj de protecție a diodelor redresoare împotriva supratensiunilor de comutație, constând dintr-o diodă înseriată cu o rezistență în antiparalel pe puntea redresoare. Astfel, circuitul complet de alimentare în curent continuu al excitației, arată ca în figura 6.13.

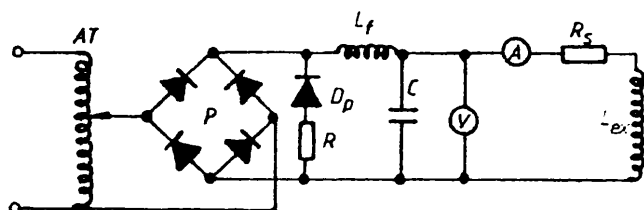


Fig.6.13. Alimentarea circuitului de excitație în c.c.: AT-auto-transformator de forță; P-puntea redresoare; D_p, R -protecția la supratensiuni de comutație a punții; L_f, C -filtru; R_s -sunt pentru măsurarea curentului; L_{exc} -înfășurarea de excitație

Un astfel de circuit nu permite evidențierea netă a vîrfurilor de supratensiune. Apare aici o deosebire față de mașina supraconductoare, care are rotorul în scurtcircuit, nera-cordat la vreun circuit exterior de alimentare.

Forma tensiunii induse în înfășurarea rotorică, atunci cînd primarul AT (fig.6.13)

nu este alimentat și deci circuitul de excitație nu este parcurs de curent permanent, este cea prezentată în figura 6.14. Deoarece

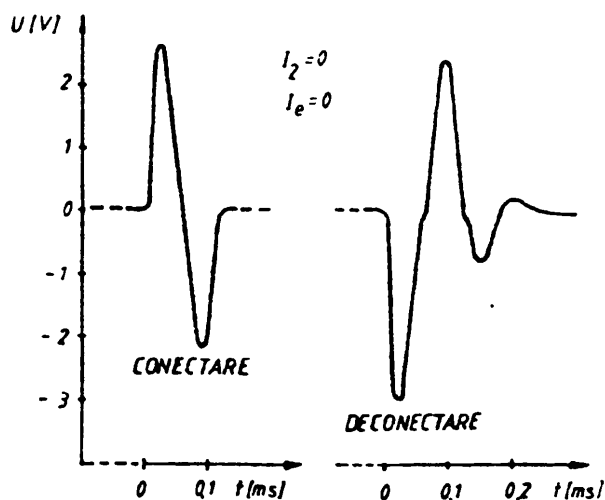


Fig.6.14. Tensiunea indusă în circuitul de excitație, la $I_2=0, I_e=0$

în situația $I_2=0$ ecranul nu se rotește, circuitul acestuia a fost lăsat în gol și deci $I_e=0$. În cazul cînd $I_2 \neq 0$ (fig. 6.15, 6.16) peste fenomenele de comutație datorate conectării și deconectării statorului, se suprapune o oscilație parazită cu amplitudinea de aproximativ 3% U_2 (U_2 -tensiunea continuă de alimentare a circuitului de excitație) care nu s-a mai putut filtra.

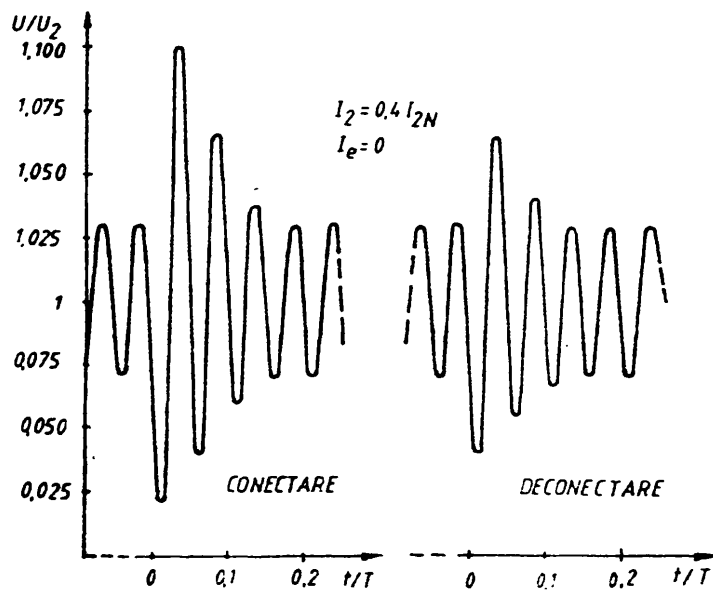


Fig.6.15. Tensiunea indusă în circuitul de excitație alimentat la tensiunea U_2 , înfășurările ecranului fiind neconectate. T - perioada tensiunii alternative de la rețea

Din analiza diagramelor amintite se constată pe de o parte valoarea mică (atât absolută cât și relativă) a vîrfurilor tensiunii induse în înfășurarea de excitație la conectarea respectiv deconectarea curentului nominal statoric, iar pe de altă parte micșorarea acestor vîrfuri de aproximativ 1,5 ori la conectare (la apariția cîmpului magnetic statoric) în situația cînd înfășurările ecranului sînt legate în

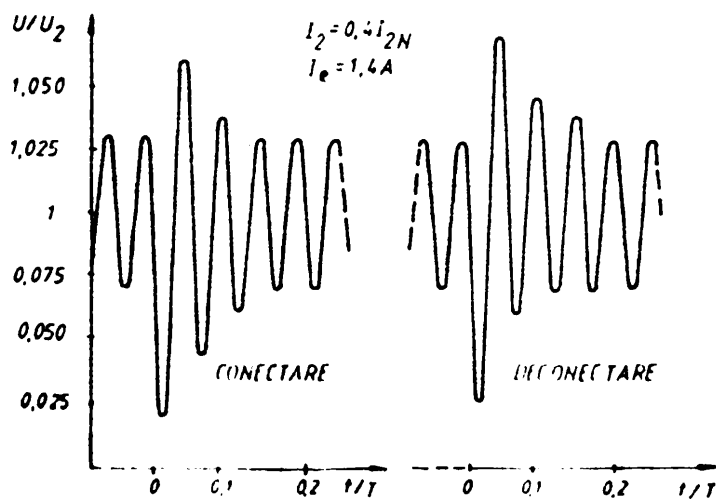


Fig.6.16. Tensiunea indusă în circuitul de excitație alimentat la tensiunea U_2 , înfășurările ecranului fiind în scurtcircuit. T -perioada tensiunii alternative de la rețea

scurtcircuit față de situația cînd ele nu sînt conectate (situație echi-

valentă cu lipsa înfășurării ecran) :

Pentru înfășurarea de excitație legată în scurtcircuit, s-a oscilografiat variația curentului ce apare în această înfășurare

(fig.6.17). Valorile maxime ale acestui curent sînt de asemenea mici. Cînd înfășurările ecranului sînt în scurtcircuit, aceste maxime se reduc. Nu s-au constatat diferențe concludente între această situație și situația cînd în circuitul acestor înfășurări s-au inseriat inductivități sau rezistențe sau combinațiile acestora.

După cum s-a prezentat în cap.3, forțele de levitație și tracțiune se reglează modificînd viteza de rotație a rotorului transmisiei electrodinamice. O posibilitate mai comodă, care ar

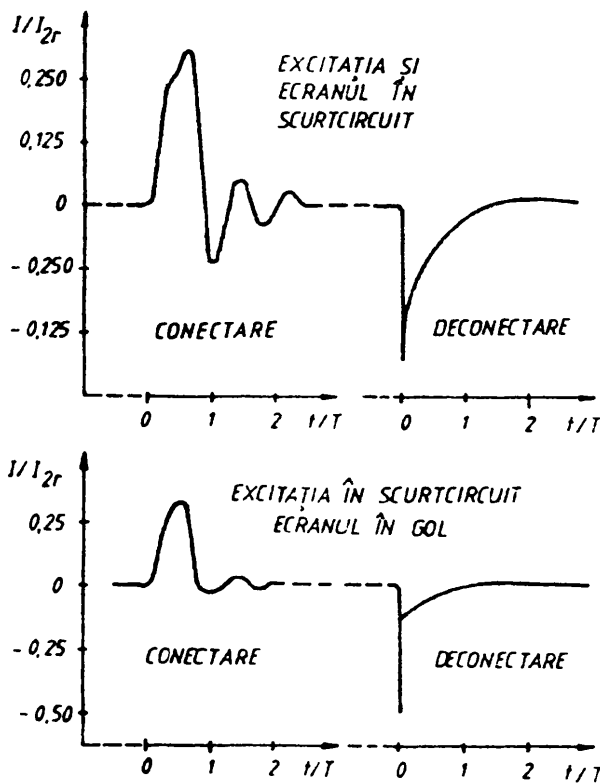


Fig.6.17. Variația curentului din înfășurarea de excitație: $I_{2r}=10A$, curentul de excitație de referință

evita sursa trifazată de frecvență reglabilă, ar fi frînarea convenabilă a ecranului electrodinamic, care prin cîmpul său de reacție oferă posibilitatea modificării interacțiunii dintre rotor și calea de levitație. Problemele care trebuie însă rezolvate în acest caz, sînt legate de: disiparea energiei din circuitul ecranului, cu atît mai mare cu cît ecranul se rotește mai încet și asigurarea unui caracter cît mai reactiv înfășurărilor ecranului. În cadrul lucrării experiența care a scos în evidență această posibilitate a constat din măsurarea amplitudinii tensiunii

induse în bobinele de levitație, în situația cînd ecranul se rotea liber și respectiv cînd era blocat (alunecarea $s=1$). Astfel, pentru un curent de excitație de $I_1 = 0,54 I_{1N}$, s-a obținut $U_{\text{blocat}}/U_{\text{liber}} = 1,28$, corespunzător lui $I_{e \text{ blocat}}/I_{e \text{ liber}} = 4,64$.

Fiecare din experiențele anterioare conține unele aspecte diferite de condițiile reale de funcționare ale mașinii supracon-

ductoare. Astfel, cînd înfășurarea de excitație nu este alimentată, sau cînd este în scurtcircuit, ecranul nu se rotește sau se rotește cu alunecare foarte diferită de cea cînd există cîmp magnetic de excitație, iar în situația cînd acest cîmp magnetic există și deci excitația este alimentată, intervine circuitul de alimentare care la o mașină supraconductoare nu este prezentă. Existența mediilor feromagnetice constituie de asemenea o deosebire pentru toate fenomenele studiate.

În concluzie s-a verificat micșorarea efectului cîmpurilor magnetice exterioare asupra excitației în condițiile prezentei ecranului electrodinamic, utilitatea acestuia fiind însă condiționată și de aspectele legate de încălzirea pe care o introduce în regim permanent de funcționare. S-a verificat de asemenea posibilitatea reglării interacțiunii dintre inductorul transmisiei electrodinamice (rotorul) și bobinele din calea de levitație prin intermediul modificării alunecării ecranului electrodinamic, modalitate utilizabilă pentru reglarea forțelor de levitație și tracțiune ce acționează asupra vehicolului echipat cu acest sistem.

Cap.7. CONCLUZII GENERALE

Aspectele teoretice și practice abordate în lucrarea de față se pot rezuma la următoarele :

a) Conținutul lucrării :

- problematica studiată în teza de doctorat se referă la o mașină de concepție nouă din domeniul levitației și tracțiunii magnetice, numită convențional criotransmisie electrodinamică. Varianta industrială, deci cea care oferă posibilitatea de aplicare la vehicule de transport de mare viteză, este realizabilă prin utilizarea unor înfășurări supraconductoare, care să permită crearea unor cîmpuri magnetice foarte intense la pierderi și gabarit cît mai redus. Studiarea în totalitate a unei astfel de mașini cuprinde o arie foarte largă de cercetări, fiecare parte componentă prezentînd o comportare specială atît din punct de vedere electromagnetic cît și din punct de vedere mecanic, criotransmisia electrodinamică fiind o îmbinare dintre o mașină sincronă supraconductoare rotativă cu stator semicircular și o mașină de inducție cu indus liniar și cu inductor rotativ. În acest context, studiul întreprins în teză și care se referă la calculul cîmpului magnetic creat de rotorul prevăzut cu înfășurări supraconductoare, deschide perspectiva cunoașterii acestei mașini, prezentînd un interes teoretic și practic, oferind posibilitatea proiectării unui astfel de rotor;

- realizarea practică a criotransmisiei electrodinamice nu a fost posibilă în etapa actuală de cercetare. Din acest motiv s-a convenit realizarea unui model experimental care să funcționeze conform principiilor criotransmisiei electrodinamice, dar care să fie prevăzut cu înfășurări normale, nesupraconductoare. O astfel de înfășurare nefiind însă potrivită pentru crearea unor interacțiuni suficient de puternice în condițiile circuitului magnetic neferomagnetic care caracterizează criotransmisia electrodinamică, a fost necesară utilizarea unor miezuri feromagnetice, implicînd astfel existența unei deosebiri între comportarea din punct de vedere electromagnetic al criotransmisiei electrodinamice și cel al modelului-transmisia electrodinamică;

- teza de doctorat poate fi delimitată în două părți distincte legate și interdependente datorită principiului urmărit. În prima parte (cap.1-4) se dezvoltă aspectele legate de criotransmisia elec-

trodinamică, prezentînd noțiunile de bază referitoare la sistemele de levitație magnetică, mașini sincrone supraconductoare (atît din punct de vedere teoretic cît și practic), apoi proiectul tehnic al unui rotor model prevăzut cu înfășurări supraconductoare și calculul cîmpului magnetic creat de acest rotor , precum și de rotoare cu dimensiuni apropiate de o variantă industrială. Partea a doua (cap.5-6) se referă la un model experimental realizat, care funcționează pe baza principiilor criotransmisiei electrodinamice, dar din motivele menționate anterior, are deosebiri față de acesta. Este prezentată proiectarea acestui model și al întregului stand experimental , precum și măsurătorile efectuate cu acesta, pe baza cărora se poate declara că principiul criotransmisiei electrodinamice este un principiu funcțional, practic realizabil.

b) Concluzii în urma analizei rezultatelor teoretice și practice

- calculul componentelor inducției magnetice pentru înfășurări nefiliiforme și de lungime finită nu se poate efectua decît numeric, calculul analitic conducînd la integrale eliptice pentru forma de secțiune considerată;
- timpul de calcul este mai scurt dacă aceste componente se calculează prin permutarea polilor și nu prin permutarea locului din spațiu unde se calculează;
- influența considerării lungimii finite a înfășurărilor este mai mare decît influența considerării caracterului nefiliiform;
- maximele distribuției componentelor cîmpului magnetic se atenuază rapid cu distanța de la rotor, distribuția pe circumferință apropiindu-se de cea sinusoidală;
- valorile maxime ale acestor distribuții sînt cu atît mai mari cu cît secțiunea înfășurărilor raportată la pasul polar este mai mică;
- aceste valori maxime depind foarte puțin de numărul perechilor de poli, acesta avînd influență hotărîtoare asupra valorilor minime ale componentei radiale a inducției ;
- construcția rotorică cu un număr mai mare de perechi de poli este mai avantajoasă, întrucît la fluxul rotoric radial contribuția majoră o au valorile minime și intermediare;
- valorile maxime ale componentei tangențiale a inducției, creată de porțiunile rectilinii ale înfășurării rotorice sînt mult

mai mari decât cele ale componentei radiale, aceste maxime tangențiale fiind unicele componente ale inducției în punctele respective. Se impune lițarea și transpunerea înfășurărilor statorice;

- nu se poate neglija contribuția capetelor de înfășurare la crearea componentei radiale a inducției rotorului, nici la distanțe relativ mari de aceste capete;

- dintre componentele inducției create de capetele de înfășurare valori semnificative au doar componenta radială și longitudinală, care prezintă o distribuție aproape constantă în zona de deasupra arcului capătului de înfășurare. Componenta tangențială se poate neglija;

- armonicile de ordin superior din distribuția componentelor inducției rotorice au pondere ridicată. Se impune construirea unor rotoare care să micșoreze distribuția mult diferită de o sinusoidă;

- utilizarea miezurilor feromagnetice pentru construirea unui model experimental fără înfășurări supraconductoare este absolut necesară;

- numărul spirelor statorice respectiv rotorice nu a fost influențat la proiectarea acestui model de diferența dintre cele două pașuri de creștături cu care s-au efectuat calculele ;

- alegerea solenației de excitație se poate face prin citirea grafică directă a diagramei Potier, eroarea față de valoarea calculată fiind sub 3%. La neglijarea căderilor de tensiune magnetică în fier, această eroare depășește 15%;

- distribuția componentei radiale a inducției creată de statorul arc cu înfășurări repartizate este foarte diferită, în lipsa rotorului, de o sinusoidă, maximele cele mai mari situându-se în zona axei neutre:

- linearitatea caracteristicilor de mers în gol, dependența pronunțată de frecvență a caracteristicilor de scurtcircuit, precum și valorile măsurate mici ale reactanțelor în raport cu rezistențele corespunzătoare indică utilizarea inefficientă al materialului feromagnetic, dintr-o construcție de forma celei abordate;

- definind eficiența transferului de energie ca o parte a randamentului total se constată valoarea scăzută a acesteia, datorită aceluiași motiv de mai sus. Pierderile foarte mari din înfășurarea de excitație, micșorează și mai mult randamentul total;

- regimul de funcționare față de rețeaua de alimentare a unei mașini de tip transmisie electrodinamică, va fi neapărat capacitiv, datorită necesității cîmpurilor magnetice rotorice inten-

se;

- mișcarea vehicolului echipat cu mașini de tipul studiat, va prezenta oscilații atât pe verticală cât și pe orizontală, interacțiunea dintre rotorul inductor și bobinele căii de levitație nefiind constantă la parcurgerea căii;

- interacțiunea de ghidare este mai slabă decât cea de levitație-tracțiune, crescând aproape liniar cu asimetria laterală:

- realizarea practic-constructivă a rotoarelor perechi necesită o atenție deosebită pentru asigurarea identității lor perfecte;

- influența ecranului electrodinamic liber rotativ este nesemnificativă asupra caracteristicilor ridicate pentru modelul experimental, cu excepția pierderilor la mersul în gol;

- în regim tranzitoriu se evidențiază efectul de protecție al acestui ecran, la acțiunea câmpurilor magnetice variabile asupra rotorului, precum și efectul de reglare a interacțiunii rotorului inductiv cu bobinele căii de levitație funcție de alunecarea ecranului ;

- utilizarea ecranului de tipul celui cercetat este condiționată de rezolvarea a două probleme: 1) disiparea energiei datorată curenților din circuitul ecranului în regim staționar; 2) asigurarea unui caracter destul de reactiv înfășurărilor acestuia.

c) Contribuții teoretice, metodice și experimentale:

- sistematizarea noțiunilor și principiilor care stau la baza sistemelor de levitație magnetică , cu evidențierea caracteristicilor specifice sistemelor de levitație de repulsie, a avantajelor față de cele de atracție și prezentarea unor soluții constructive propuse;

- prezentarea unei imagini ce ansamblu asupra mașinilor sincrone supraconductoare și a unor metode de calcul specifice acestor mașini ;

- sinteza problemelor legate de ecranarea rotorului supraconductor evidențiind aspectele principale: protecția la câmpuri magnetice variabile, protecția la acțiunea forțelor și cuplurilor mari, micșorarea cerințelor de răcire. Sînt prezentate construcții ca ecranul flexibil, ecranul bobinat și ecranul hipersincron. Aceasta a ajutat la formularea unei propuneri de invenție;

- prezentarea fenomenelor și aspectelor constructive legate de statorul mașinii supraconductoare, de înfășurarea stato-

rică și de răcirea ei;

- efectuarea unei analize comparative de realizare a unor modele de rotor cu înfășurări convenționale pentru transmisia electrodinamică, relevând mărimea importantă a pierderilor din aceste înfășurări chiar în condiții criogenice ;

- proiectarea unui rotor supraconductor - model original - cu precizarea formei potrivite, așezarea conductoarelor, a benzilor de fixare și spațiere, a canalelor de răcire, sistemul de introducere și evacuare a heliului, sistemul de asigurare a vidului, cu evidențierea problemelor legate de răcirea cu heliu și protecția împotriva supraîncălzirii. Acest proiect a fost predat și la I.C.P.I.A.P. - Cluj în vederea realizării lui practice;

- stabilirea unor formule originale de calcul pentru componentele radiale și tangențiale ale cîmpului magnetic creat de porțiunile rectilinii ale înfășurărilor supraconductoare ale unui astfel de rotor în diverse ipoteze: filiforme de lungime infinită, filiforme de lungime finită, nefiliforme de lungime infinită și nefiliforme de lungime finită;

- stabilirea unor formule originale de calcul pentru componentele radiale, tangențiale și longitudinale ale cîmpului magnetic creat de capetele de înfășurări supraconductoare; avînd dimensiuni finite;

- rezolvarea transpunerii pe calculatoare numerice în limbaj FORTRAN și BASIC a acestor formule, prin elaborarea unor algoritmi cu timpi de calcul și erori reduse;

- efectuarea a numeroase calcule pentru modelul proiectat și pentru alte variante industriale bi-și tetrapolare, cu diverse densități de curent admise, variante legate între ele prin formule de compatibilitate deduse în acest scop;

- efectuarea unei analize armonice pe calculator a distribuției acestor componente și elaborarea unei metode de proiectare a soluțiilor constructive de rotoare cu ponderea redusă a armonicilor superioare;

- analiza posibilității de realizare practică al unui model experimental nesupraconductor ;

- proiectarea modelului experimental original, nesupraconductor cu măsuri feromagnetice;

- elaborarea unui sistem de ecuații în vederea calculului cîmpului magnetic dintr-o mașină de tipul modelului experimental cu considerarea dimensiunilor finite și a existenței unui circuit

magnetic neomogen ;

- elaborarea unor soluții originale constructive speciale care vizează: suportul nemagnetic al ecranului rotativ , al bobinelor căii de levitație, asigurarea posibilității de modificarea poziției longitudinale a statoarelor, rotoarelor și ecranelor și după trei direcții ale bobinelor căii de levitație, sistemul de alimentare frontal al ecranelor ;

- studiul mai multor variante de sisteme mecanice imaginate în vederea măsurării cuplului prin stator basculant - resoarte antagoniste și realizarea uneia din ele ;

- realizarea unui dispozitiv original (valorificat ca inovație) pentru transmiterea succesivă a semnalelor provenite de la ieșiri multiple, în vederea efectuării măsurărilor cu un singur instrument ;

- realizarea , punerea în funcțiune și conceperea circuitelor de alimentare, măsură și protecție a standului cu modelul experimental ;

- ridicarea caracteristicilor experimentale ale modelului realizat, privit ca o mașină sincronă : caracteristicile de mers în gol, de scurtcircuit și pierderile la mers în gol pentru diverse frecvențe, curbele în V, în sarcină și caracteristica randamentului cu separarea curbei eficienței de transfer al energiei :

- măsurarea distribuției inducției magnetice create de statorul arc trifazat ;

- măsurarea rezistențelor și reactanțelor sincrone, de succesiune inversă și homopolară și supratranzitorii după axele longitudinală și transversală ;

- urmărirea interacțiunii rotorului cu bobinele de levitație și de ghidare ale căii de levitație, prin măsurarea tensiunilor induse în acestea la diverse poziții relative ;

- urmărirea efectului prezenței înfășurării ecranului electrodinamic, liber rotativ atât în regim staționar cât și în regim tranzitoriu , evidențiind efectul de protecție a înfășurării rotorice la variații ale cîmpului magnetic față de acesta, oscilografînd curenții și tensiunile induse în înfășurarea rotorului ;

- urmărirea interacțiunii rotor-cale de levitație la diverse alunecări ale ecranului rotativ.

Contribuția considerată de autor ca fiind cea mai importantă este realizarea practică a modelului experimental care func-

ționează autonom și care permite printr-o dotare suplimentară, realizarea încă a multor experiențe.

d) Perspectivă de cercetare în viitor :

- continuarea cercetărilor teoretice în celelalte domenii neabordate de această lucrare de inițiere;

- realizarea practică a unei criotransmisii electrodinamice dotată cu înfășurări supraconductoare ;

- aplicarea utilizării ecranului liber rotativ pentru influențarea controlată a interacțiunii stator-rotor la mașini sincrone obișnuite, ajungând eventual la mașini cu dublă excitație /6/, /7/ ;

- aplicarea principiului criotransmisiei electrodinamice la pompele de metal lichid.

B I B L I O G R A F I E

- /1/ Ashkim, M. A. Theoretical Analysis of Finite-Length Electromagnetic Shields of Superconducting Turbine Generators, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-100, Nr.3,1981,p.1049-1057.
- /2/ Atanasiu, Gh. Maşini electrice cu înfăşurări supraconductoare, Lucrările colocviului de supraconductibilitate şi crio electrotehnică, 14-16 dec.1977, Craiova, p.12-22.
- /3/ Atherton,D.L., Eastham,A.R., Ooi,B.T.,Jain,D.P. Forces and Moments for Electrodynanic Levitation Systems-Large-Scale Test Results and Theory, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.MAG-14,nr.2, 1978, p.59-68.
- /4/ Asukizawa,T. Optimum Linear Synchronous Motor Design for High Speed Ground Transportation, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-102, Nr.10, 1983, p.3306-3313.
- /5/ Badea,M., Georgescu,E., Isar,I., Stefănescu,F.,Nicolae,P.M. Particularităţi constructive ale unui generator sincron cu excitaţie supraconductoare, Conferinţa naţională de electrotehnică şi electroenergetică, 17-18 sept.1982,Timişoara,Vol.3,p.11-24.
- /6/ Badr,M.A., Serafi,El,A.M. Suppresion of Subsynchronous Oscillations by Dual-Excitation Control of Synchronous Generators, International Conference on Electric Machines, sept.1984, Lausanne,p.923-926.
- /7/ Badr,M.A., Morsey,M.S. Dynamic Stability of Synchronous Generators with Slip Frequency Excitation, International Conference on Electric Machines,sept. 1984, Lausanne,p.927-930.
- /8/ Bădescu,R., Maican,C. Integrale utilizate în mecanică,fizică, tehnică şi calculul lor, Editura tehnică,Bucureşti, 1968.
- /9/ Bejan,A. Refrigeration for Rotating Superconducting Windings of Large Scale AC Electric Machines, Cryogenics,Vol.16,nr.3, 1976,p.153-159.
- /10/ Berthet,M. Quelques aspects de la cryogénie d'un alternateur supraconducteur, Revue Générale de l'Electricité, Vol.85, Nr.12, 1976, p.987-997.
- /11/ Binns,K.J., Lawrenson,P.J. Analysis and Computation of Electric and Magnetic Field Problems, Pergamon Press, Oxford, 1963.
- /12/ Bogner,G. Research at Siemens Laboratories on Large Scale Applications of Superconductivity,Cryogenics, Vol.16,Nr.5,1976,p.259-266.
- /13/ Boldea,I. Vehicule cu pernă magnetică,ICP-Electroputere 00028, Craiova, 1978.
- /14/ Boldea,I. Vehicul electric terestru de mare viteză,Brevet RSR,nr.9-33, 1979.

- /15/ Boldea, I., Nasar, S.A. Linear Synchronous Homopolar Motor (LSHM) - A Design Procedure for Propulsion and Levitation System; Electric Machines and Electromechanics, Vol.4, Nr.2-3, 1979, p.125-135.
- /16/ Boldea, I. Vehicule pe pernă magnetică, Editura Academiei RSR, 1981.
- /17/ Boldea, I. Static and Dynamic Performance of Electrodynamic Repulsion Levitation Systems (EDS), Electric Machines and Electromechanics, Vol.6, Nr.1, 1981, p.45-55.
- /18/ Boldea, I. Optimal Design of Attraction Levitation Magnets Including the End Effects, Electric Machines and Electromechanics, Vol.6, Nr.1, 1981, p.57-66.
- /19/ Boldea, I., Delesaga, I. Procedeu și dispozitiv pentru protecția înfășurării rotorice supraconductoare la un crioalternator, propunere invenție dat la I.P.T. nr.0050/22.VI.85.
- /20/ Borcherts, R.H., Wilkie, D.F., Davis, L.C., Reitz, J.R. Preliminary Design Studies for High Speed Ground Transportation, Final Report (Task III), Ford Motor Co., PB, 224893, iunie, 1973.
- /21/ Borcherts, R.H., Davis, L.C. The Superconducting Paddlewheel as an Integrated Propulsion Levitation Machine for High Speed Ground Transportation, Electric Machines and Electromechanics, Vol.4, Nr.3, 1979, p.341-356.
- /22/ Boyer, L., Chabrerie, J.P., Mailfert, A., Renard, M. Superconducting Three Element Synchronous a.c. Machine, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.MAG-11, Nr.2, 1975, p.646-649.
- /23/ Boyer, L., Fournet, G. Study of Screens for Superconducting A.C. Machines. Part A: Simplified Determination of Time Constants for Screens of Superconducting Machines, Electric Machines and Electromechanics, Vol.4, Nr.4, 1979, p.359-370.
- /24/ Boyer, L. Small Perturbation and Transient Behavior of a Superconducting Three Element Synchronous A.C. Machine, Electric Machines and Electromechanics, Vol.6, Nr.2, 1981, p.143-152.
- /25/ Bratoljic, T., Fürsich, H., Lorenzen, H.W. Transient and Small Perturbation Behaviour of Superconducting Turbogenerators, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-96, Nr.4, 1977, p.1418-1427.
- /26/ Bratoljic, T., Huttenloher, D., Lorenzen, H.W., Zerbes, H.P. Tests on a 320 kVA Superconducting Generator, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-103, Nr.4, 1984, p.771-781.

- /27/ Brunet, Y. Les écran électromagnétiques dans les cryoalternateurs, Revue Générale de l'Electricité, Vol.85, - Nr.2, 1979, p.134-140.
- /28/ Buchhold, T.A. Superconducting Machinery, Applied Superconductivity, Vol.II, Academic Press, New York, 1975, p.530-539.
- /29/ Buzdugan, Gh. Rezistența materialelor, Editura tehnică, București, 1980.
- /30/ Cioc, I., Cristea, N., Bichir, N. Mașini electrice . Indrumar de proiectare, Vol.III Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1985.
- /31/ Cîmpeanu, A. Unele probleme constructive și funcționale specifice mașinilor sincrone supraconductoare, Lucrările colocviului de supraconductoare și crio-electrotehnică, 14-16 dec.1977, Craiova, p.23-26.
- /32/ Constantin, E., Radu, D. Contribuții la calculul cîmpului magnetic și al reactanțelor la mașinile sincrone cu excitație supraconductoare, E.É.A., Electrotehnica, 27(1979), Nr.1, p.25-32.
- /33/ Cristea, V., Creța, G., Ivan, D., Ardeleanu, V. Etanșări, Editura tehnică, București, 1973.
- /34/ Dagalakis, N.G., Kirtley, J.L., Jr. Protection of Superconducting Field Windings for Electrical Machines by Use of an Inertial Free Electromechanical Shield, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.MAG-11, Nr.2, 1975, p.650-653.
- /35/ Dagalakis, N.G., Kirtley, J.L., Jr. Stability Study for a Superconducting Generator with Two Rotating Components; Electric Machines and Electromechanics, Vol.2, Nr.2, 1978, p.107-123.
- /36/ Delesega, I., Boldea, I. Finite-Length Rotor Field in Superconducting A.C. Generators, Buletinul Stiințific și tehnic al I.P."Traian Vuia", Timișoara, Electrotehnica, Tom 26(40), Fascicola 1-1981, p.75-82.
- /37/ Delesega, I. The Magnetic Field of a Superconducting Rotor End Connections, Buletinul Stiințific și tehnic al I.P."Traian Vuia" Timișoara, Electrotehnica, Tom 27(41), Fascicola 1-1982, p.25-30.
- /38/ Delesega, I. Dispozitiv pentru transmiterea succesivă a semnalelor provenite de la ieșiri multiple, inovație , nr. 239/2 .VII.85.
- /39/ Delesega, I. Model experimental propus pentru rotorul crio-transmisiei electrodinamice, trimis spre publicare la Energetica, 1986.

- /40/ Delesoga, I. Incercări pe model experimental pentru criotransmisia electrodinamică, trimis spre publicare la KEA-Electrotehnica, 1986
- /41/ Dew-Hughes, D. Practical Superconducting Materials, Superconducting Machines and Devices, Large Scale Applications, Plenum Press, New York, 1974.
- /42/ Dordea, T. Mașini electrice, Editura didactică și pedagogică, București, 1977.
- /43/ Dordea, T. Proiectarea și construcția mașinilor electrice, Vol. I, partea I, II Proiectarea mașinilor electrice, Vol. II Construcția mașinilor electrice, litografia I.P. "Traian Vuia", Timișoara, 1982.
- /44/ Duchateau, J.L., Denis, P. Caractéristiques d'un cryoalternateur en régime perturbé. Conséquences sur les conducteurs supraconducteurs en rotor, Revue Générale de l'Electricité, Vol.88, Nr.2, 1979, p.141-148.
- /45/ Faure-Brac, G., Ferrari, M., Gianese, P., Pinet, C., Renard, M. Quelques aspects de la réalisation d'un alternateur cryogénique de 500 kW, Revue Générale de l'Electricité, Vol.86, Nr.1, 1977, p.69-72.
- /46/ Flick, C. New Armature Winding Concepts for EHW and High CPCT Applications of Superconducting Turbine Generators, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-98, Nr.6, 1979, p.2190-2198.
- /47/ Hasler, L.E., Scurlock, R.G., Thornton, G.K. Thermodynamic Considerations for the Refrigeration of Rotating Superconducting Machinery, Cryogenics, Vol.16, Nr.6, 1976, p.331-336.
- /48/ Heuillard, J.F. Structure du stator d'un cryoalternateur. Enroulement et protection de l'environnement, Revue Générale de l'Electricité, Vol.86, Nr.1, p.51-56.
- /49/ Iwahana, T., Fujimoto, T., Maki, N., Takahashi, H. A Harmonic Flux Induction Type On-Board Auxiliary Power Source System for Levitated Trains, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-100, Nr.6, 1981, p.2898-2906.
- /50/ Iwasa, V. High Speed Magnetically Levitated and Propelled Mass Ground Transportation, Superconducting Machines and Devices. Large Scale Applications, Plenum Press, New York, 1974, p.347-399.
- /51/ Iwasa Y., Montgomery, D.B. High-Field Superconducting Magnets, Applied Superconductivity, Vol.II, Academic Press, New York, 1975, p.400-483.

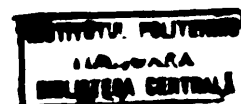
- /52/ Jerve, Gh.K. Incercările maşinilor electrice rotative (trad. din l.rusă), Editura tehnică, Bucureşti, 1972.
- /53/ Juncu, M. Sisteme electrice de transport acţionate cu motoare liniare. Oportunitatea introducerii lor în transportul urban, Referate tehnico-ştiinţifice, Craiova, 1981, p.73-87.
- /54/ Kirtley, J.L., Jr. Per-unit Reactances of Superconducting Synchronous Machinery, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-92, Nr.4, 1973, p.1316-1330.
- /55/ Kirtley, J.L., Jr. Armature Motion Damping of Superconducting Generators, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-100, Nr.6, 1981, p.2870-2877.
- /56/ Kolm, H.H., Thornton, R.D., Iwasa, Y., Brown, W.S. The Magneplane System, Cryogenics, vol.15, Nr.6, 1975, p.337-384.
- /57/ Kolm, H.H., Thornton, R.D. The Magneplane: Guided Electromagnetic Flight, publ.M.I.T.
- /58/ Koronides, A.G., Kusic, G., Ashkin, M., Flick, C. Superconducting Generator Transient Analysis Using Three-Dimensional Models, IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-100, Nr.6, 1981, p.2880-2888.
- /59/ Kulig, T.S., Lambrecht, D., Liese, M. Investigation of the Transient Performance of Superconducting Generators with an Advanced Network-Torsion-Machine Program, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-103, Nr.7, 1984, p.1764-1772
- /60/ Kuntz, S., Burke, P.E., Slemon, G.R. Active Damping of Maglev Vehicles Using Superconducting Linear Synchronous Motors, Publ. CIGGT.
- /61/ Lambrecht, D., Kulig, T.S., Liese, M. Investigation of the Torsional Performance of Superconducting Generators with an Advanced Network - Torsion-Machine Program, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-103, Nr.9, 1984, p.2666-2673.
- /62/ Lehuen, Ch. Les matériaux de structure cryogénique, Revue Général de l'Electricité, Vol.86, Nr.1, 1977, p.45-50.
- /63/ Liese, M., Kulig, T.S., Lambrecht, D. Superconducting Generator Modeling by Iterative T-Network Equivalent Circuits for Investigation of Transient Performance, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-103, Nr.7, 1984, p.1756-1763.

- /64/ Lingaya, S., Parsch, C.P. Characteristics of the Force Components of an Air-Cored Linear Synchronous Motor with superconducting Excitation Magnets, *Electric Machines and Electromechanics*, Vol.4, Nr.2-3, 1979, p.113-123.
- /65/ Maki, H., Okuda, H., Tatsumi, T., Fuji, J., Iwahana, T. A Combined System of Propulsion and Guidance by Linear Synchronous Motors, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol.PAS-96, Nr.4, 1977, p.1109-1116.
- /66/ Marquet, A. Quelques aspects du comportement d'un cryoalternateur dans un grand réseau électrique, *Revue Générale de l'Electricité*, Vol.85, Nr.12, 1976, p.971-979.
- /67/ Mathur, R.M., Dash, P.K., Hammad, A.E. Transient and Small Signal Stability of a Superconducting Turbogenerator Operating with Thyristor Controlled Static Compensator, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol.PAS-98, Nr.6, 1979, p.1937-1944.
- /68/ Miericzke, J., Urankar, L. Theory of Electrodynamical Levitation with a Continuous Sheet Track - Part.I., *Journal of Applied Physics*, Nr.2, 1973, p.201-211.
- /69/ Mulhall, B.E., Prothero, D.H. Protection of Superconducting Coils by Means of a Secondary Winding, *Cryogenics*, Vol.16, Nr.12, 1976, p.705-708.
- /70/ Nathenson, R.D., Patel, M.R. Designing an Airgap Armature of a Large Superconducting Generator for Electromagnetic and Thermal Loads, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol.PAS-102, Nr.8, 1983, p.2629-2635.
- /71/ Nicolaiade, A. *Maşini electrice. Teorie, proiectare*, Vol.I, II, Editura "Scrisul Românesc", Craiova, 1975.
- /72/ Novac, I. *Maşini electrice, partea I, II, litografia I.P. "Traian Vuia"*, Timişoara, 1975.
- /73/ Ooi, B.T., Eastham, A.R. Transverse Edge Effects of Sheet Guideways in Magnetic Levitation, *IEEE Publ. T 74 3174*, 1974.
- /74/ Ooi, B.T. Transverse Force in Magnetic Levitation with Finite Width Sheet Guideways, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol.PAS-94, Nr.3, 1975, p.994-1002.
- /75/ Ooi, B.T. A Dynamic Circuit Theory of the Repulsive Magnetic Levitation Systems, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol.PAS-96, Nr.4, 1977, p.1094-1100.

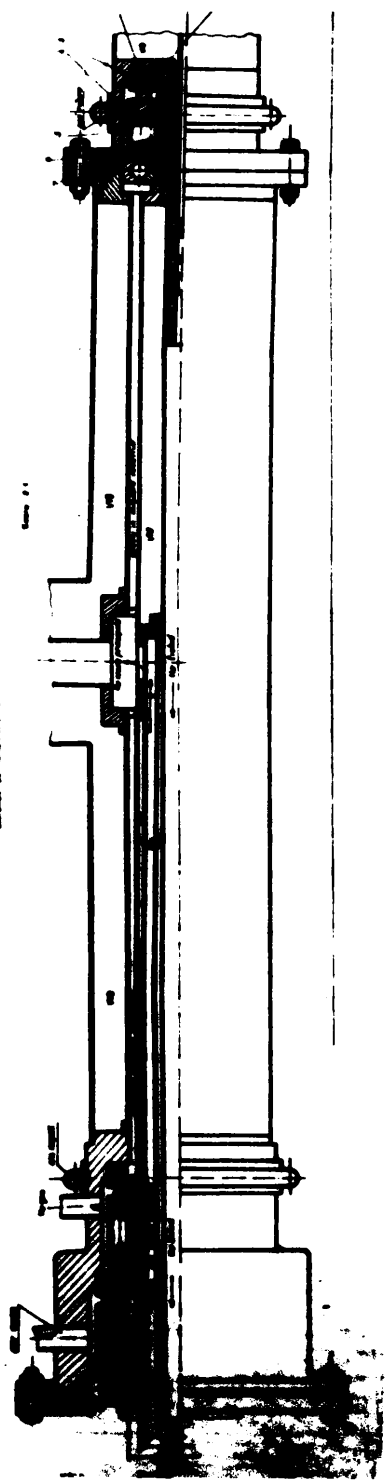
- /76/ Ooi, B.T., Jain, O.P. Force Transients at Guideway Butt Joints in Repulsive Levitation System, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-98, Nr.1, 1979, p.323-330.
- /77/ Ooi, B.T., Banakar, M.H., Hido, T. Rectangular Guideway Interactions in Electrodynamic Repulsive Magnetic Levitation Systems, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, Nr.8, 1983, p.2755-2764.
- /78/ Parker, J.H., Jr., Towne, R.A. Design of Large Superconducting Turbine Generators for Electric Utility Applications, IEEE Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-98, Nr.6, 1979, p.2241-2249.
- /79/ Pinet, C., Brunet, Y. A 500 kW, 3000 rpm Cryoalternator of a New Type, Electric Machines and Electromechanics, Vol.3, Nr.2, 1972, p.171-175.
- /80/ Polgreen, G.R. Rail-Ways with Magnetic Suspension, The Engineer, oct.1968.
- /81/ Pouillage, J.P. Moteur synchroes supraconducteurs à vitesse lente, Revue Générale de l'Electricité, Vol. 86, Nr.1, 1977, p.73-74.
- /82/ Powel, J. Large Scale Applications of Superconductivity, Superconducting Machines and Devices. Large Scale Applications, Plenum Press, New York, 1974, p.1-85.
- /83/ Pușcașu, S., Badea, M. Conceptele fundamentale ale crio-electrotehnicii, partea I, EEA Electrotehnica, 25 (1977), Nr.1, p.1-9.
- /84/ Pușcașu, S., Badea, M. Conceptele fundamentale ale crio-electrotehnicii, partea II, EEA Electrotehnica, 25(1977) Nr.4, p.149-157.
- /85/ Pușcașu, S. Unele probleme actuale și de perspectivă în crio-electrotehnică aplicată, EEA Electrotehnica, 26(1978), Nr.4, p.113-120.
- /86/ Pușcașu, S., Badea, M. Unele probleme de calcul al circuitelor electrice supraconductoare, EEA Electrotehnica, 28(1980), Nr.3, p.113-115.
- /87/ Rabinowitz, M. Superconducting Generators for Utility Power Systems, IEEE Transactions on Magnetics, vol. MAG-13, Nr.1, 1977, p.255-259.
- /88/ Rabinowitz, M. Cryogenic Power Generation, Cryogenics, Vol.17, Nr.6, 1977, p.313-330.

- /89/ Rahim, Y.H.A., Prior, D.L., Jones, C.V. Air-Cored Alternator: A Numerical- Analytical Transient Field Model, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-103, Nr.7, 1984, p.1773-1780.
- /90/ Reitz, J.R., Borcherts, R.H., Davis, L.C., Hunt, T.K., Wilkie, D.F. Preliminary Studies of Magnetic Suspensions for High Speed Ground Transportation, Ford Motor Co., PB 223 237, mart.1973.
- /91/ Reitz, J.R., Borcherts, R.H., US Department of Transportation Program in Magnetic Suspension (Repulsion Concept), IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-11, Nr.2, 1975, p.615-618.
- /92/ Rentmeister, M. Synchronous Machines with a Superconducting Field-Winding-Efficiency of the Damper Winding, Electric Machines and Electromechanics, Vol.4, Nr.2-3, 1979, p.95-100.
- /93/ Rîjic, I.M., Gradstein, I.S. Tabele de integrale, sume, serii și produse (trad. din l.rusă), Editura tehnică, București, 1955.
- /94/ Rocherolles, R. Principe des machines à compensation de couple. Exemple des machines à trois enroulements. Revue Générale de l'Electricité, Vol.86, Nr.1, 1977, p.57-65.
- /95/ Roșculeț, M.H. Analiză matematică, Vol.I, II, Editura didactică și pedagogică, București, 1964.
- /96/ Sabrić, J.L. Méthode d'étude des cryoalternateurs en régime variable. Environnement physique de l'inducteur en exploitation, Revue Générale de l'Electricité, Vol.85, Nr.12, 1976, p.957-970.
- /97/ Saito, Y., Takano, I., Matsuda, S., Ogiwara, H. Experimental Studies on Superconducting Magnetic Levitation for Ultrahigh-Speed Vehicles, Electrical Engineering in Japan, Vol.94, Nr.2, 1974, p.92-105.
- /98/ Slemon, G.R. The Canadian Maglev Project on High-Speed Interurban Transportation, Publ.CIGGT.
- /99/ Slemon, G.R. An Experimental Study of Homopolar Linear Synchronous Motor, Electric Machines and Electromechanics, Vol.4, Nr.1, 1979, p.59-70.
- /100/ Smith, J.L., Jr., Keim, T.A. Applications of Superconductivity to AC Rotating Machines, Superconducting Machines and Devices. Large Scale Applications, Plenum Press, New York, 1974, p.279-346.

- /101/ Stevens, H.O., Superczynski, M.J., Doyle, T.J., Harrison, J.H., Messinger, H. Superconducting Machinery for Naval Ship Propulsion, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.MAG-13, Nr.1, 1977, p.269-274.
- /102/ Şora, C. Bazele electrotehnicii, Editura didactică și pedagogică, București, 1982.
- /103/ Tang, C.H., Harrold, W.J., Chu, R.S. A Review of the Magnaplane Project, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.MAG-11, Nr.2, 1975, p.623-626.
- /104/ Thullen, P., Keim, T.A., Minervini, J.V. Multiple Superconducting Electric Motors for Ship Propulsion, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.MAG-11, Nr.2, 1975, p.653-656.
- /105/ Truşculescu, M., Mitelea, I., Cartiş, I. Studii asupra comportării la temperatura de exploatare a oțelurilor criogenice aliate cu 3,5 și 9% Ni, Lucrările colocviului de supraconductibilitate și crio-electrotehnică, 14-16 dec., 1977, Craiova, p.243-261.
- /106/ Truşculescu, M., Budău, V., Cartiş, I., Radu, D., Truşculescu, D. Cercetări asupra structurilor sudate din oțeluri criogenice aliate cu 3,5 și 9% Ni, Lucrările colocviului de supraconductibilitate și crio-electrotehnică, 14-16 dec.1977, Craiova, p.262-280.
- /107/ Uczkiewicz, J.M. Influence of Construction of Power Losses in a Superconducting A.C. Generator Screening System, Electric Machines and Electromechanics, Vol.7, Nr.3, 1982, p.171-177.
- /108/ Ula, A.H.M.S., Kirtley, J.L., Jr. Optimal Design of Superconducting A.C. Generators, Electric Machines and Electromechanics, Vol.4, Nr.4, 1979, p.291-298.
- /109/ Umans, S.D., Roemer, P.B., Mallik, J.A., Wilson, G.L. Three Dimensional Transient Analysis of Superconducting Generators, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-98, Nr.6, 1979, p.2055-2063.
- /110/ Umemori, T., Hosoda, Y., Iwasaki, M., Toyoshima, M. Development of a DC Linear Motor (II), IEEE Publ. F 78 756-9, 1978.
- /111/ Umemori, T., Kawashima, M., Oda, M., Ohsawa, S. Development of DC Linear Motor-Fundamental Construction and Feasibility, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-98, Nr.4, 1979, p.1456-1464.



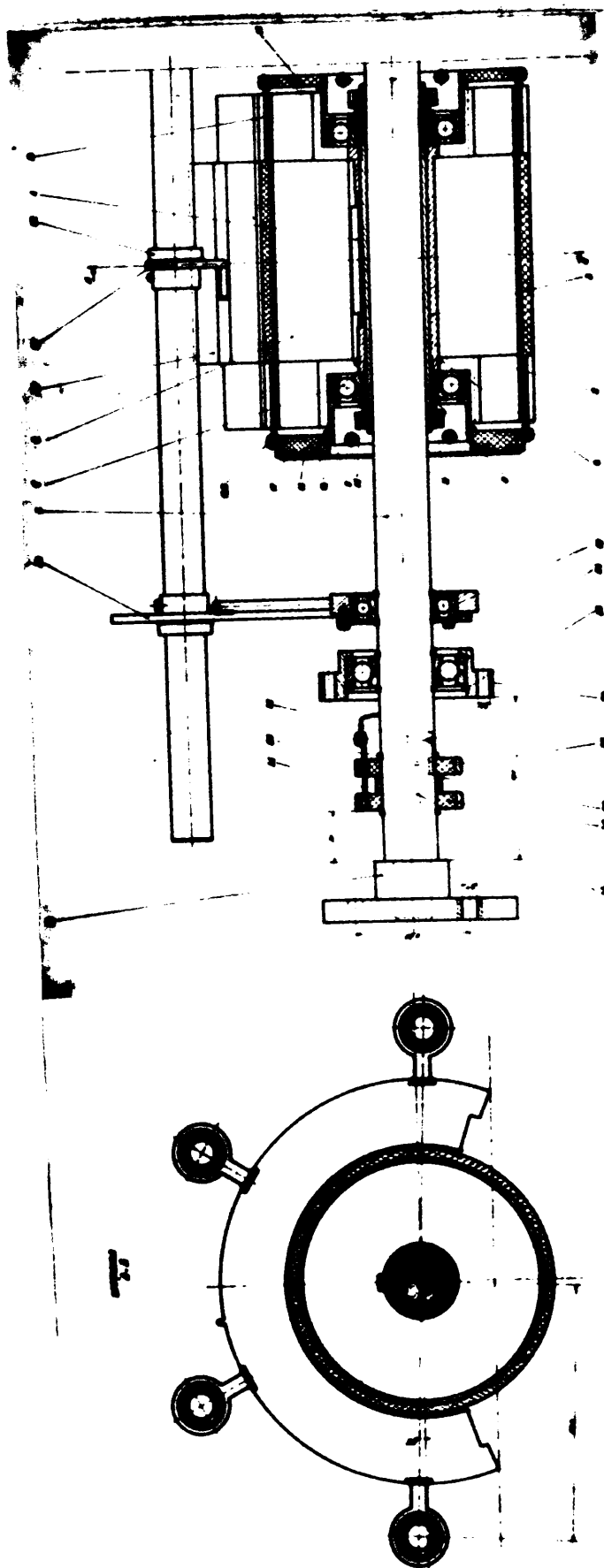
- /112/ Urankar, L., Miericzke, J. Theory of Electrodynamic Levitation with a Continuous Sheet Track-Part II, Journal of Applied Physics, 3, 1974, p.67-76.
- /113/ Urankar, L., Miericzke, J. Forces on Arbitrary Plane Multiple Excitation Current Systems Used in Magnetic Levitation, Siemens Forsch.-u. Entwickl.-Ber. Bd.3, Nr.3, 1974, p.141-148.
- /114/ Wipf, S.L. Propulsion of Magnetically Levitated Trains, Cryogenics, Vol.16, Nr.5, 1976, p.281-288.
- /115/ Yamaguchi, K., Maki, N., Numata, S., Ogata, H., Sanematsu, T. Superconducting Rotor Development for a 50 MVA Generator, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-103, nr.7, 1984, p.1795-1800.
- /116/ Yamamura, S., Itso, T. Analysis of Speed Characteristics of the Attractive Electromagnet for the Magnetic Levitation of Vehicle, Electrical Engineering in Japan, Vol.95, Nr.2, 1975, p.84-89.
- /117/ Yamamura, S. Magnetic Levitation Technology of Tracked Vehicles, Present Status and Prospects, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.MAG-12, Nr.6, 1976.
- /118/ Zawawi, El, A., Bandon, V., Ivanec, M. Dynamic Analysis of an Electromagnetically Levitated Vehicle Using Linear Synchronous Motors, Electric Machines and Electromechanics, Vol.6, Nr.2, 1981, p.129-141.
- /119/ * * * Superconducting Linear Synchronous Motor Propulsion and Magnetic Levitation for High Speed Guided Ground Transportation, Phase III, CIGGT Report No.76-7, Queen's University at Kingston, Ontario, 1976.
- /120/ * * * Superconductors in Large Synchronous Machines, EPRI 92, Final Report, Publ.Electric Power Research Institute, jan. 1975
- /121/ * * * Superconductors in Large Synchronous Machines, EPRI 92-2, Final Report, Publ.Electric Power Research Institute, sept.1975.
- /122/ * * * Demonstration of an Advanced Superconducting Generator, E(49-18) 2295-T.O. 11-IR1, Publ. Electric Power Research Institute, jan.1977.



SKEMA AL ALUMINIUM DI RATA 4.000000

Skema 1.1

PLANS 1



PLAȘA 3

- 1 - arbore; 2 - bucată elastică; 3 - bucată de strângere; 4,34 - pană; 5 - rotor;
- 6,8,25,26 - inel de siguranță; 7,19,24 - rulment; 9 - suport tambur; 10 - șabă
- de strângere; 11 - piulițe de strângere; 12 - șurub; 13 - șabă; 14 - ecran;
- 15,16 - capuc tambur; 17,18,27 - inel colector; 20 - stator; 21 - ureche;
- 22 - bucată de alunecare; 23 - sistem de susținere; 25 - capuc rulment; 29 - din-
- tanțor perii; 30 - port inel; 31,32 - lamă contact; 33 - flanșă