

TEZĂ DE DOCTORAT

BIBLIOTECA CENTRALA
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA
BIBLIOTECA CENTRALĂ
TIMIȘOARA
10.10.2002

Conducător Științific

Prof. dr. ing. IOAN NOVAC

Doctorand:

ing. RAMONA MIHAELA MUȚIU

2002

**CERCETĂRI PRIVIND ELABORAREA UNEI
METODOLOGII DE DIMENSIONARE A MAȘINILOR
ELECTRICE UNIPOLARE AXIALE CRIOGENICE DE
C.C. CU AJUTORUL SPECIILOR ACTUALE DE
SUPRACONDUCTOARE**

**Conducător Științific
Prof. dr. ing. IOAN NOVAC**

**Doctorand:
ing. RAMONA MIHAELA MUȚIU**

2002

CUPRINS

I. MATERIALE, COMPONENTE ȘI SUBANSAMBLE S.C. UTILIZATE LA CONSTRUIREA INSTALAȚIILOR ȘI MAȘINILOR ELECTRICE. MAȘINA CRIOGENICĂ HOMOPOLARĂ DE C.C.....	1
1.1. INTRODUCERE	1
1.2. UNELE SPECII DE MATERIALE S.C. UTILIZATE LA CONSTRUIREA INSTALAȚIILOR ȘI MAȘINILOR ELECTRICE	5
1.2.1. CARACTERISTICILE FIZICE ALE MATERIALELOR S.C.....	5
1.2.4. PROPRIETĂȚILE TERMODINAMICE ALE MATERIALELOR S.C.	7
1.2.5. PROPRIETĂȚILE ELECTRICE ALE MATERIALELOR S.C.	8
1.2.2. CABLURI ȘI BENZI S.C. FOLOSITE LA CONSTRUIREA MAȘINILOR ELECTRICE ȘI TEHNOLOGIA LOR DE FABRICAȚIE.....	9
1.2.3. APLICAȚII ALE ÎNFĂȘURĂRILOR S.C. LA MAȘINILE ELECTRICE.....	17
1.3. MAȘINILE CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE DE C.C. METODOLOGIA DE PROIECTARE A ACESTORA	20
1.3.1. DESCRIEREA ȘI FUNCȚIONAREA MAȘINII HOMOPOLARE CU ÎNFĂȘURĂRI S.C. DE CURENT CONTINUU.....	20
1.3.2. CUNOȘTINȚELE PRIVIND STADIUL ACTUAL ÎN PROIECTAREA ȘI EXPLOATAREA MAȘINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE DE C.C.	24
1.3.3. CONSIDERAȚII PRIVIND METODOLOGIA DE ANALIZĂ ȘI PROIECTARE A MAȘINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE DE C.C.	26
1.3.4. IPOTEZE DE LUCRU ȘI PARTICULARITĂȚI CONSTRUCTIVE AVUTE ÎN VEDERE ÎN CALCULUL MAȘINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE DE C.C.	29
1.3.5. CALCULUL PRELIMINAR DE DETERMINARE A MĂRIMILOR CARACTERISTICE PRINCIPALE DE PROIECTARE A MAȘINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE DE C.C....	32
II. PARTICULARITĂȚI SPECIFICE ALE MODULUI DE PROIECTARE A MAȘINILOR ELECTRICE CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE DE C.C.	37
2.1. CONSIDERAȚII PRIVIND METODELE DE CALCUL AL ÎNFĂȘURĂRILOR SOLENOIDALE S.C.	37
2.2. METODE ANALITICE DE CALCUL AL SOLENOIZILOR S.C. NEECRANAȚI.....	39
2.2.1. CALCULUL ANALITIC AL SOLENOIZILOR S.C. NEECRANAȚI BAZAT PE REZOLVAREA UNOR INTEGRALE ELIPTICE.....	39
2.2.2. CALCULUL ANALITIC AL SOLENOIZILOR S.C. NEECRANAȚI BAZAT PE TEORIA ARMONICELOR SFERICE ȘI PE DEZVOLTAREA ÎN SERIE A POTENȚIALULUI MAGNETIC SCALAR	42

2.3. METODE NUMERICE DE CALCUL AL SOLENOIZILOR S.C. ECRANAȚI	51
2.3.1. CALCULUL UNUI SOLENOID S.C. ECRANAT BAZAT PE REZOLVAREA NUMERICĂ A UNUI SISTEM DE ECUAȚII INTEGRALE ȘI TENSORIALE	51
2.3.2. CALCULUL UNUI SOLENOID S.C. ECRANAT BAZAT PE REZOLVAREA NUMERICĂ A UNUI SISTEM DE ECUAȚII DIFERENȚIALE.	53
2.4. METODA DE CALCUL GRAFO-ANALITICĂ A SOLENOIZILOR S.C. FUNDAMENTATĂ PE TEORIA ÎNFĂȘURĂRILOR TOROIDALE.....	72
2.5. CALCULUL GRAFO-ANALITIC AL FORȚELOR ELECTROMAGNETICE CARE APAR ÎN ÎNFĂȘURĂRILE S.C. CU SIMETRIE AXIALĂ.....	75
2.6. ALEGEREA METODEI DE CALCUL AL CÂMPULUI MAGNETIC AL ÎNFĂȘURĂRII S.C.....	77
III. METODE DE CALCUL UTILIZATE LA PROIECTAREA ANSAMBLULUI ÎNFĂȘURARE S.C. – ROTOR – ECRAN AL UNEI MAȘINI HOMOPOLARE AXIALE	80
3.1. CALCULUL DE DIMENSIONARE A ANSAMBLULUI ÎNFĂȘURARE S.C.-CRIOSTAT-ROTOR AL MAȘINII HOMOPOLARE AXIALE CU AJUTORUL METODEI DEZVOLTĂRII ÎN SERIE A POTENȚIALULUI MAGNETIC SCALAR.....	80
3.1.1. PROGRAMAREA CALCULELOR DE DIMENSIONARE ALE ANSAMBLULUI ÎNFĂȘURARE S.C. SOLENOIDALĂ-ROTOR.....	80
3.1.2. TESTAREA ȘI ANALIZA REZULTATELOR OBTINUTE CU PROGRAMUL MPSI PENTRU INDUCȚIILE MAGNETICE CALCULATE PENTRU ÎNTREGUL CÂMP MAGNETIC AL ÎNFĂȘURĂRII S.C.....	87
3.1.3. CERINȚELE, IPOTEZELE DE LUCRU ȘI CORECȚIILE NECESAR A SE FACE EXPRESIILOR DE CALCUL ALE INDUCȚIEI MAGNETICE OBTINUTE PRIN INTERMEDIUL METODEI POTENȚIALULUI MAGNETIC SCALAR.....	92
3.1.4. EXEMPLU NUMERIC DE DIMENSIONARE AL ANSAMBLULUI ÎNFĂȘURARE S.C.-ROTOR CU AJUTORUL METODEI POTENȚIALULUI MAGNETIC SCALAR CORECTATĂ.....	98
3.2. CALCULUL DE DIMENSIONARE A ANSAMBLULUI ÎNFĂȘURARE S.C.-ROTOR-ECRAN AL MAȘINII HOMOPOLARE AXIALE CU AJUTORUL METODEI POTENȚIALULUI MAGNETIC VECTOR	104
3.2.1. IPOTEZE DE LUCRU ȘI METODOLOGIA AVUTĂ ÎN VEDERE LA DIMENSIONAREA ANSAMBLULUI ÎNFĂȘURARE S.C. – ROTOR – ECRAN PRIN METODA POTENȚIALULUI MAGNETIC VECTOR.....	104
3.2.2. DETERMINAREA SOLUȚIEI INIȚIALE CU MĂRIMILE CARACTERISTICE ALE CÂMPULUI MAGNETIC AL SOLENOIDULUI, UTILIZATĂ ÎN CADRUL PROCESULUI DE RELAXARE. ANALIZA REZULTATELOR OBTINUTE.	109
3.2.3. CALCULUL DE RELAXARE PUNCTIFORMĂ EFECTUAT CU PROGRAMUL MPV4 PENTRU CAZUL CÂMPULUI MAGNETIC AL UNUI SOLENOID FĂRĂ ECRAN ȘI CU MPV5 ȘI MPV6 PENTRU ACELA CU ECRAN. ANALIZA REZULTATELOR OBTINUTE.....	117

IV. CONSIDERAȚII PRIVIND UNELE PARTICULARITĂȚI DE ORDIN TEHNIC ȘI DE CALCUL ECONOMIC CARE SURVIN ÎN PROIECTAREA MAȘINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE	123
4.1. PARTICULARITĂȚI TEHNICE ÎN PROIECTAREA MAȘINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE	123
4.1.1. PROBLEME SPECIFICE ÎN PROIECTAREA ÎNFĂȘURĂRILOR SOLENOIDALE S.C. ȘI A CRIOSTATELOR MAȘINILOR HOMOPOLARE	123
4.1.2. PARTICULARITĂȚI PRIVIND CRITERIILE DE ALEGERE A INSTALAȚIEI DE REFRIGERARE A FLUIDULUI DE RĂCIRE A MAȘINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE	127
4.1.3. UNELE PROBLEME SPECIFICE ÎN PROIECTAREA ROTOARELOR MAȘINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE.....	129
4.2. CONSIDERAȚII ECONOMICE PRIVIND COSTURILE DE CONSTRUIRE ȘI EXPLOATARE A MAȘINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE.....	131
V. CONSIDERAȚII PRIVIND OPTIMIZAREA SOLUȚIEI CONSTRUCTIVE ȘI A METODICII DE PROIECTARE A MAȘINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE.....	140
5.1. ANALIZA SOLUȚIEI CONSTRUCTIVE ȘI DE DIMENSIONARE A ANSAMBLULUI SOLENOID S.C.-TAMBUR ROTOR-ECRAN AL UNEI MAȘINI HOMOPOLARE AXIALE	140
5.1.1. OPTIMIZAREA SOLUȚIEI CONSTRUCTIVE ȘI A DIMENSIONĂRII ANSAMBLULUI SOLENOID S.C.-TAMBUR ROTOR-ECRAN AL UNEI MAȘINI HOMOPOLARE AXIALE.....	140
5.1.2. CALCULUL DE VERIFICARE A SOLUȚIEI DE CONFEȚIONARE A ROTORULUI, STATORULUI ȘI ECRANULUI MAȘINII CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE DIN MATERIALE NEMAGNETICE	152
5.2. CONCLUZII GENERALE PRIVIND OPTIMIZAREA DIMENSIONALĂ A ANSAMBLULUI ÎNFĂȘURARE S.C.-TAMBUR ROTOR – ECRAN AL UNEI MAȘINI HOMOPOLARE AXIALE DE C.C.....	157
5.3. ALEGEREA FORMEI CONSTRUCTIVE OPTIME A MAȘINII CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE DE C.C.	159
VI. VERIFICAREA REZULTATELOR OBȚINUTE CU METODOLOGIA PROPUȘĂ.....	163
VII. CONSIDERENTE PRIVIND PRINCIPIILE ADOPTATE PENTRU ELABORAREA TEZEI. CONCLUZII.....	173
BIBLIOGRAFIE	178

ANEXE

I. MATERIALE, COMPONENTE ȘI SUBANSAMBLE S.C. UTILIZATE LA CONSTRUIREA INSTALAȚIILOR ȘI MAȘINILOR ELECTRICE. MAȘINA CRIOGENICĂ HOMOPOLARĂ DE C.C.

1.1. INTRODUCERE

Proprietățile materialelor la temperaturi foarte scăzute au putut fi cercetate de abia după ce în 1908 Heike Kammerlingh Onnes obține heliu lichid la temperatura de 4.2 °K și presiunea atmosferică normală. Supraconductivitatea - starea în care un curent electric poate să curgă fără disipare de energie rezistivă - a fost descoperită în 1911, pe mercur, la 4 °K, de către același cercetător.

În 1933 Meissner și Ochsenfeld descopere fenomenul expulzării câmpului magnetic extern de către S.C., denumit diamagnetism sau efect Meissner. Se determină totodată dependența intensității câmpului critic (H_c) de temperatură în mod empiric.

Pentru explicarea proprietăților electromagnetice ale unui supraconductor, relațiile termodinamice au trebuit completate cu relații electrodinamice, care descriu distribuția câmpului magnetic în interiorul unui supraconductor. Aceste relații sunt complet diferite de cele din metalele normale.

Interacțiunea electronilor cu vibrațiile elastice ale rețelei cristaline - vibrațiile fononice - au fost analizate, iar rezultatul cercetărilor comunicate (în 1957) de Barden, Cooper și Schrieffer. Teoria BCS a acestora a permis explicarea mecanismelor prin care, la temperaturi scăzute, se poate obține o supraconductivitate la anumite materiale. În acest caz, un cuplu de electroni polarizează rețeaua cristalină și se formează o stare legată a electronilor, iar atunci când, ca efect al forțelor elastice interioare, rețeaua se depolarizează, cei doi electroni se resping. Electronii se comportă ca și cum ar fi legați între ei printr-un resort. Punctul central al teoriei BCS este formarea acestor perechi de electroni, denumiți Cooper. Partenerii fiecărei perechi au viteze opuse și o energie apropiată de energia maximă a electronilor permisă de cristal [85].

Între 1930 și 1986 activitățile de cercetare și dezvoltare s-au axat în principal pe materialele supraconductoare de temperatură critică joasă LTS (Low Temperature Superconductivity) și asupra aplicațiilor lor. Folosirea practică a materialelor S.C. a fost pentru prima oară demonstrată în 1960, când un om de știință de la Laboratoarele AT & Bell a testat unele înfășurări magnetice confecționate din compuși de niobiu-staniu (Nb_3Sn) prin care a trecut un curent electric de valoare ridicată [41]. Astfel s-a deschis drumul industriei magneților S.C. cu câmpuri magnetice mari, precum și a aplicațiilor acestora.

Până în 1973 temperatura critică maximă (T_c) a materialelor S.C. a crescut în medie cu cca 0,3 °K pe an. S-a obținut pentru aliajul de VnSi $T_c = 17$ °K, în anul 1953, pentru Nb_3Sn 18 °K în 1960, pentru NbAlGe

20,8 °K în 1969 și pentru Nb₃Ge 23,2 °K în anul 1973. Temperatura de 25-30 °K constituie plafonul lui McMillan de la Bell Laboratories, S.U.A, limita temperaturii critice maxime a materialelor de tipul LTS [41; 85]. Toate materialele S.C. cunoscute la vremea respectivă trebuiau răcite cu heliu lichid, constituind un impediment serios în folosirea practică a acestora.

Aproape simultan, în cadrul mai multor laboratoare, s-a observat, pentru prima dată, efectul Josephson, aplicat practic la fabricarea dispozitivelor electronice de joncțiune Josephson. Cercetările legate de electronica Josephson s-au dezvoltat după anii 1980. În perioada 1970 - 1980 tehnologia dispozitivelor LTS în stare solidă s-a aplicat, cu rezultate remarcabile, la circuitele din computerele de viteză mare, în receptoarele de zgomote foarte joase, acceleratoarele și senzorii cu imagini cu rezonanță magnetică, etc.

Lucrarea lui Bednorz și Müller de la Laboratorul IBM din Zürich (Elveția), publicată în 1986 în revista de fizică, a stârnit un interes ieșit din comun; în ea se relata despre obținerea supraconductivității la temperaturi mai mari de 30 °K. Un aspect deosebit de surprinzător al acestei descoperiri îl reprezintă faptul că noul material era format dintr-un oxid de amestec a metalelor lantan, bariu și cupru. Supraconductorii cunoscuți până atunci erau aproape în totalitate metale, aliaje sau combinații între metale. De atunci, în lumea întreagă, specialiștii au început căutarea supraconductivității în compușii înrudiți. Aceasta a dus într-un scurt timp la succes. Astfel, Paul Chu, de la Universitatea din Houston, a descoperit (în 1987) compusul S.C. YBa₂Cu₃O₇ cu o temperatură de tranziție de 92 °K, iar în 1988 recordul de aprox. 125 °K îl deținea Te₂Ba₂Ca₂Cu₃O₁₀. Pentru aceste materiale este deja suficientă, pentru atingerea stării de supraconductivitate, răcirea cu azot lichid (la 77 °K) [46].

În mai 1993, cercetători din Elveția au descoperit materiale supraconductoare cu temperaturi critice de 130 până la 133 °K. Aceste materiale supraconductoare sunt HgBaCaCuO (cu trei straturi de CuO pe unitatea de celulă) și HgBaCaCuO (cu două straturi de CuO) [41]. Două echipe de cercetători americani și francezi au reușit, în mod experimental, să obțină S.C. la o temperatură cuprinsă între - 120 °C și - 135 °C (140 °K - 150 °K). În acest scop, s-a utilizat un amestec de bariu, calciu, oxigen și mercur. Eșantioanele au fost supuse la o presiune de aproximativ 150000 bari (cercetătorii americani), și 250000 bari (francezii). S-a obținut astfel o creștere a temperaturii critice prin deformarea cristalelor. Aceasta are ca rezultat modificarea distanțelor interatomice [2]. Michel Langues și colaboratorii săi, în 1994, au reușit creșterea temperaturii critice, la -23 °C (250 °K), într-un experiment realizat la Școala Superioară de Fizică și Chimie Industrială (ESPCI) din Paris. Tot în 1994, Jean-Louis Pholence și colaboratorii de la Centrul de Cercetări asupra temperaturii scăzute din Grenoble [2] au anunțat atingerea supraconductivității la $T_c \cong 280 \text{ °K} (+ 7 \text{ °C})$. Aceste ultime reușite au însă, deocamdată, doar o importanță teoretică și nu practică, deoarece compușii respectivi sunt foarte greu de obținut.

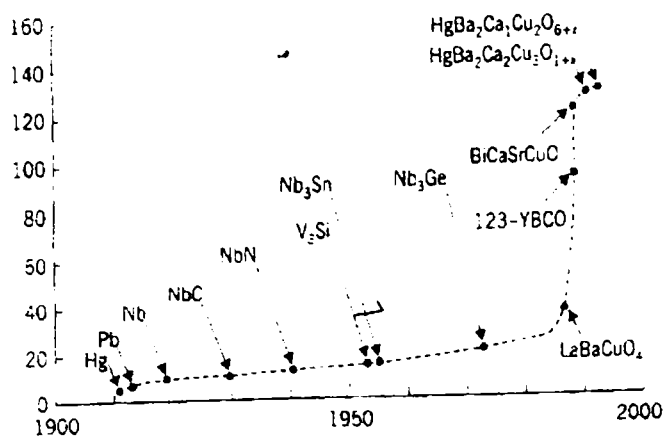


Fig. 1.1. Descoperirea cronologică a materialelor supraconductoare [41].

Un strat din atomi de cupru și oxigen, urmat de un strat format din atomi de taliu, bariu, oxigen, apoi un alt strat din atomi de cupru și oxigen și așa mai departe. Alte supraconductoare au două sau trei straturi de CuO plasate între câte un strat, de compoziții diverse [2]. Se pare că straturile de cupru-oxigen dețin cheia spre obținerea unor materiale supraconductoare ultraperformante; teoretic, însă, acest mecanism nu este încă cunoscut. Se poate conclud că temperatura critică ar putea crește odată cu creșterea numărului de straturi de cupru-oxigen plasate unul lângă celălalt. Practic acest lucru se realizează însă foarte greu. Cercetătorii francezi [2] au creat un material care are până la 8 straturi de atomi de cupru-oxigen încastate între straturi de atomi de bismut, stronțiu, calciu și oxigen. Eșantionul a fost de numai 30 nanometri grosime. Trecerea prin eșantion a unui curent electric de mică intensitatea, la o temperatură de 235 °K, nu a opus nici o rezistență. A apărut totodată și efectul Meissner și deci fenomenul supraconductibilității. Deocamdată, procedeul de realizare este complicat din punct de vedere tehnologic și este foarte costisitor. Speranțele de a găsi compuși și tehnologii noi, cu T_c de până la 300 °K, sunt foarte mari. Explozia științifică și tehnologică din acest sfârșit de mileniu ne îndreptățește să fim optimiști [2].

Aplicații concrete ale tehnicii criogenice s-au făcut deja în următoarele domenii: transmiterea fără pierderi a energiei electrice la distanță; mașinile electrice, electromagneți de mare putere; miniaturizarea aproape fără limite a supraconductoarelor electronice; componente care folosesc contactele Josephson HTS și a produselor I_cR_N, fabricarea unor SQUID-uri suprasensibile, etc. În viitorul apropiat se prevede utilizarea S.C., în special, în următoarele ramuri ale tehnicii: electronică, energetică, transport și aparatură medicală. Într-un viitor previzibil, aceste materiale vor fi utilizate cotidian de un număr mare de industrii și servicii.

La cel de-al doilea Congres Internațional al Industriei Supraconductibilității din 1993 ("International Superconductivity Industry Summit" - ISIS) din Japonia s-a realizat o prognoză care încearcă să surprindă cantitativ viitoarele piețe de desfacere și, implicit, potențialul tehnico-economic al materialelor S.C. Astfel, dezvoltarea în timp a piețelor de desfacere ale acestor materiale și a repartiției lor pe diferite domenii de activitate, făcută, în mod optimist, de întreprinderile japoneze și americane, este redată în fig. 1.2. și în fig. 1.3. [39].

În fig. 1.1. [41] am prezentat toate materialele supraconductoare mai importante, cunoscute la această oră, în ordinea cronologică a descoperirii lor, în funcție de temperatura lor de tranziție (T_c).

Supraconductoarele de temperatură mai înaltă, denumite în continuare de tip HTS (High Temperature Superconductivity), din categoria celor amintite mai sus, sunt alcătuite din mai multe straturi, fiecare din acestea având grosimea unui atom.

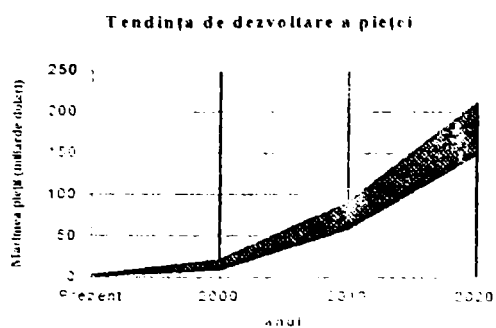


Fig. 1.2. Prognoza de dezvoltare a pieței de componente și sisteme cu materiale S.C., făcută la Congresul Internațional al Industriei Supraconductivității, Japonia, 1993 (International Superconductivity Industry Summit 1993, Japan) [39].

Se remarcă prognoza privind tendința de dezvoltare a acestor piețe până în anul 2020, mărimea desfacerii acestor materiale, (exprimată în miliarde de dolari), înregistrând o creștere exponențială, iar valoarea totală urmând să ajungă la circa 150 - 200 miliarde \$. Din această sumă electronicii urmează să-i revină partea cea mai mare, cu un procent de cca 46 %, utilizărilor în energetică cca 18 %, fiind astfel pe locul doi, pentru ca după aceea să urmeze echipamentele medicale cu 11 % și transporturile cu 9 %.

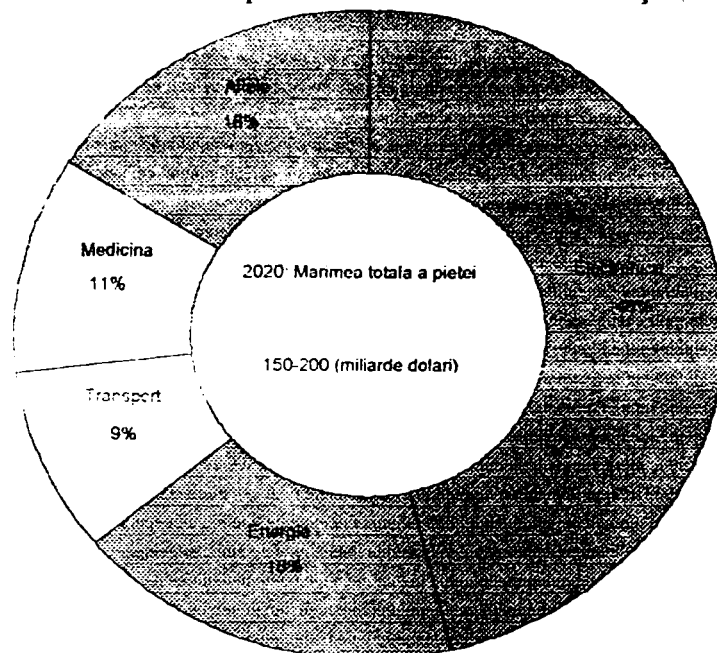


Fig. 1.3. Domeniile de aplicare ale supraconductivității, prognoză făcută la Congresul Internațional al Industriei Supraconductivității, Japonia, 1993 (International Superconductivity Industry Summit 1993, Japan) [39].

Tehnologiile de fabricație a echipamentelor cu materiale S.C., care ar trebui să prezinte un randament tehnic și în special economic acceptabil și care utilizează circuite mai complexe, sunt încă la început de drum. Cu toate acestea, lucrările Congresului amintit recomandă în viitor un mod de lucru simultan. Astfel, pe lângă dezvoltarea în continuare a tehnologiilor de fabricație, va trebui să se treacă de pe acum și la aplicații concrete, chiar dacă acestea nu vor corespunde întrutotul așteptărilor. Invențiile și inovațiile trebuie realizate, prin urmare, printr-o colaborare intensivă între dezvoltarea tehnologică și cea a sistemelor cu componente S.C. [39].

După cum am văzut, domeniul energetic, și respectiv a mașinilor electrice, ocupă un rol semnificativ în studiile internaționale de cercetare științifică. În viitor, în scopul optimizării acoperirii necesarului de energie, va trebui să se țină cont în cazul aplicațiilor energetice în industrie și de utilizarea materialelor noi S.C. chiar dacă, în prima fază, vor crește costurile de producere a acestora.

Din cele prezentate mai sus rezultă oportunitatea și necesitatea cercetărilor făcute de mine și prezentate în lucrarea de față privind utilizarea unor specii de materiale S.C. de tip HTS în proiectarea

mașinilor criogenice homopolare axiale. Rezultă actualitatea temei tratate, importanța acesteia și viitorul ei. Studiile personale pe care le voi prezenta și trata în teza de doctorat se vor axa pe problematica cuprinsă sub titlul "Cercetări privind elaborarea unei metodologii de dimensionare a mașinilor electrice unipolare axiale criogenice de c.c. cu ajutorul speciilor actuale de supraconductoare". Cercetarea am început-o cu analiza caracteristicilor fizice ale materialelor S.C., pe care am făcut-o în continuare.

1.2. UNELE SPECII DE MATERIALE S.C. UTILIZATE LA CONSTRUIREA INSTALAȚIILOR ȘI MAȘINILOR ELECTRICE

1.2.1. CARACTERISTICILE FIZICE ALE MATERIALELOR S.C.

1.2.1.1. MATERIALE S.C. CLASICE, FULERIȚI ȘI HTS

Utilizarea materialelor S.C. în tehnică presupune o foarte bună cunoaștere a proprietăților specifice ale acestora. Dintre acestea a-și aminti pe acelea care se referă la temperatura critică (T_c), densitatea de curent critică (J_c), câmpul magnetic critic (B_{c2}), la comportamentul anizotrop, adâncimea de pătrundere, orbitele atomice, straturile de conductibilitate, doparea electrică, proprietățile de transport, forma și microstructura, formarea de faze, vibrațiile de rețea, energia de prindere, legăturile granulare, prelucrabilitatea în întășurări și rezistența mecanică.

Dintre materialele S.C. clasice (de tipul LTS) cel mai des folosite în practică sunt NbN (cu $T_c = 16$ °K), V_3Si (17.1 °K), Nb_3Sn (18.1 °K) și Nb_3Ge (23.2 °K). Acestea sunt materialele S.C. utilizate aproape în mod exclusiv în toate echipamentele criogenice până la sfârșitul deceniului al 9-lea din secolul trecut. Deoarece proprietățile lor sunt bine cunoscute, acelea specifice fiind amintite mai sus, nu mă voi opri asupra lor [37; 39; 41; 47].

După 1985 a fost descoperită o nouă clasă de materiale S.C. denumite fuleriți sau fulerene, cu $T_c > 30$ °K, primul descoperit din această categorie fiind molecula C_{60} . Neîfiind deocamdată mult întrebuințate în practică mă voi referi doar în treacăt asupra acestor materiale S.C. și mai ales asupra acelor dopate cu metal alcalin. Ele constau, în cazul moleculei de C_{60} , din 60 atomi de carbon, care, dispuși pe un înveliș sferic, dau o structură ca la mingea de fotbal (12 pentagoane și 20 hexagoane). Datorită asemănării lor cu structuri pe care le-a proiectat arhitectul Buckminster Fuller, aceste molecule se numesc fulerene sau fuleriți. S-au găsit și fulerene mai mari C_{2n} , cum ar fi C_{70} , C_{76} , C_{84} ,... Molecula C_{60} se evidențiază totuși dintre celelalte având o stabilitate deosebită [4]. Aceste materiale S.C. sunt încă în fază de experimentare, în aplicațiile practice fiind puțin folosite, deoarece proprietățile lor mecanice sunt mai puțin performante, dar mai ales modul de preparare a lor la scară industrială nefiind încă pus la punct: nu sunt recomandate pentru a fi folosite, deocamdată, în industrie.

În cele ce urmează mă voi opri la studiul proprietăților materialelor S.C. mai mult utilizate practic, de tip HTS, descoperite după 1987, care sunt mult mai performante decât acelea clasice și decât fullerii. Deoarece cercetarea acestora este și azi încă în curs, și întrucât permanent sunt descoperite noi și noi grupe de materiale S.C., acest mod de abordare a lucrării poate avea caracter de noutate în această fază de studiu, ea referindu-se la ultimii ani. Dintre cele peste 1000 de materiale HTS descoperite până în prezent am analizat câteva grupe reprezentative pe care le voi studia mai detaliat. Dintre acestea cele mai performante, care sunt utilizabile în industria electrotehnică și în mod implicit și la mașinile electrice, sunt grupele: YBCO (123), YBCO (124), BSCCO (2212), BSCCO (2223), TBCCO (2212), TBCCO (2223), LSGCO (1212), și HBCCO (2223). Proprietățile lor fizice se regăsesc în literatura de specialitate fapt pentru care mă voi rezuma doar să le sintetizez în cele ce urmează.

1.2.1.2. STRUCTURA CRISTALINĂ A MATERIALELOR HTS

În ultima perioadă majoritatea proprietăților corpurilor solide se determină prin analiza structurii lor cristaline, adică prin urmărirea modului de ordonare spațială a atomilor. Înțelegerea rolului structurii cristaline în supraconductibilitate se face mai ales prin cercetarea materialelor de tipul HTS.

La câteva luni după descoperirea sistemului Ba-La-Cu-O, în 1986 de către Bednorz și Müller, un grup de cercetători de la Universitățile din Alabama și Houston au anunțat descoperirea supraconductivității la peste 77 K pe sistemul Y-Ba-Cu-O (YBCO) (Wu și alții, 1987). Ulterior s-a obținut formula chimică care se comportă cel mai bine la astfel de temperaturi ca fiind cea a $YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$, structura cristalină a acestui compus reprezentând un peroxid cu deficit de oxigen, fiind și foarte anizotrop. S-a încercat apoi înlocuirea Y cu pământuri rare, observându-se că acest schimb nu influențează semnificativ temperatura critică. Astfel s-a descoperit o nouă clasă de supraconductori $ABa_2Cu_3O_{7-\delta}$, în care $A = Y, La, Nd, Sm, Eu, Gd, Ho, Er$ sau Lu , având temperatura critică de 90 °K. În această clasă de supraconductori există două excepții și anume pământurile rare Ce și Pr. Rezultatele demonstrează că, elementele "A" sunt folosite numai pentru stabilizarea așa numitei structuri în trei straturi, supraconductivitatea fiind însă datorată straturilor de Cu-O amplasate între straturile de Y [37].

Se pare că elementul de structură hotărâtor al materialelor supraconductoare la temperaturi ridicate (HTS) îl constituie, planele de CuO_2 , care se formează din atomii de cupru într-o ordonare dreptunghiulară aproape patratică, cu atomi de oxigen între fiecare pereche de atomi de cupru învecinați. Regula generală pentru compușii ce au în compoziția lor Cu ar putea fi prin urmare formulată sub forma: temperatura critică T_c crește odată cu creșterea numărului planelor de CuO_2 din celula unitară elementară. Această teorie este cunoscută sub denumirea de principiul compoziției structurale. La primul HTS descoperit $(La, Ba)_2CuO_2$, planele singulare de CuO_2 sunt despărțite prin două plane de $(La, Ba)O$. În unele combinații ale HTS-urilor intră planele de CuO_2 sub forma de perechi. De exemplu, la $YBa_2Cu_3O_7$ avem perechi de plane de CuO_2 , unite prin atomi de Y, care sunt despărțite printr-o serie de plane de BaO și lanțuri de CuO.

Caracterul pronunțat laminar al acestor structuri conduce la o puternică anizotropie a multor proprietăți. De exemplu, densitatea de curent electrică J_c pentru curenții ce curg paralel cu planele de CuO_2 este cu mult mai mare decât aceea pentru curenții ce curg perpendicular pe aceste plane. Această anizotropie are consecințe importante la confecționarea materialului S.C. și la modul de utilizare tehnică și practică a acestuia, de exemplu, atunci când se cere obținerea unor valori cât mai mari pentru J_c .

1.2.1.3. STRUCTURA ELECTRONICĂ A MATERIALELOR S.C.

Toate materialele HTS pot fi deduse din combinațiile de referință apropiate, înrudite, care s-au obținut prin modificări mici, prin adăugarea sau scăderea de electroni liberi, purtători de sarcină (de ex. La_2CuO_4 și $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_6$). S-a constatat că interacțiuni de respingere puternice între electroni în planele de CuO_2 conduc la o stare de bază, izolatoare, antiferomagnetică. S-a observat și că înlocuirea de ioni de La^{3+} , în La_2CuO_4 , prin ioni de Ba^{2+} , de Sr^{2+} sau intercalarea de oxigen suplimentar în $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_6$ până la $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$, au aceeași importanță cu aceea a reducerii numărului total de electroni. Stările electronice rezultate, datorită golurilor neocupate din banda de valență, sunt mobile. Din acest motiv materialele HTS dopate au caracteristici metalice și la temperaturi scăzute devin supraconductoare [37].

În timp ce pentru supraconductorii clasici pentru mecanismul microscopic ce conduce la supraconductibilitate este acceptat modelul de pereche Cooper (BCS), pentru materialele HTS nu există încă un concept teoretic satisfăcător. Se pune însă întrebarea dacă interacțiunea de atracție electron-electron, care duce la formarea perechilor Cooper, este sau nu mijlocită de fonon și pentru materialele HTS, deoarece această legătură electron-fonon ar trebui să fie foarte puternică, putând astfel să faciliteze supraconductibilitatea. Pentru supraconductorii oxidici noi, nu este încă nici astăzi clar dacă același mecanism bazat pe cuplajul electron-fonon poate fi răspunzător pentru temperaturile de tranziție de până la 125 °K. Cercetările acestor efecte sunt încă în curs de experimentare [37].

1.2.4. PROPRIETĂȚILE TERMODINAMICE ALE MATERIALELOR S.C.

Un comportament neomogen în starea supraconductoare este evidențiată de coeficientul de dilatație termic $\Delta\alpha = L^{-1} \cdot dL/dT$. Rezultatele obținute pentru $\Delta\alpha$ și pentru monocristale de $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$, stabilite în lungul axelor cristaline principale, la temperaturi în apropierea lui T_c , sunt redată în figura 1.4. Bătătoare la ochi este anizotropia puternică a discontinuității lui $\Delta\alpha$ la T_c . Remarcabil este și semnul opus al acestei discontinuități pentru axele cristalografice a și b, care sunt ambele situate în planele de CuO_2 [37].

Din rezultatele experimentale obținute pentru $\Delta\alpha$ și ΔC_p poate fi dedusă dependența de presiune a lui T_c cu ajutorul relațiilor termodinamice (relațiile Ehrenfest) [37].

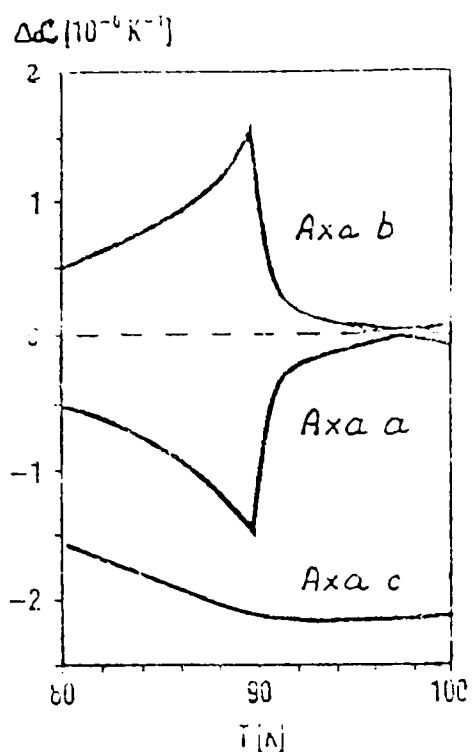


Fig. 1.4 Coeficientul de dilatație termică $\Delta\alpha$ a. b. c la T_c , pentru $YBa_2Cu_3O_7$ [37].

1.2.5. PROPRIETĂȚILE ELECTRICE ALE MATERIALELOR S.C.

Variația rezistenței electrice în funcție de temperatură pentru supraconductorul $YBa_2Cu_3O_x$, poate fi urmărită în fig. 1.5 (după Finnemore [31]). Ea a fost trasată grafic pentru o densitate de curent de $10^{-1} A/cm^2$.

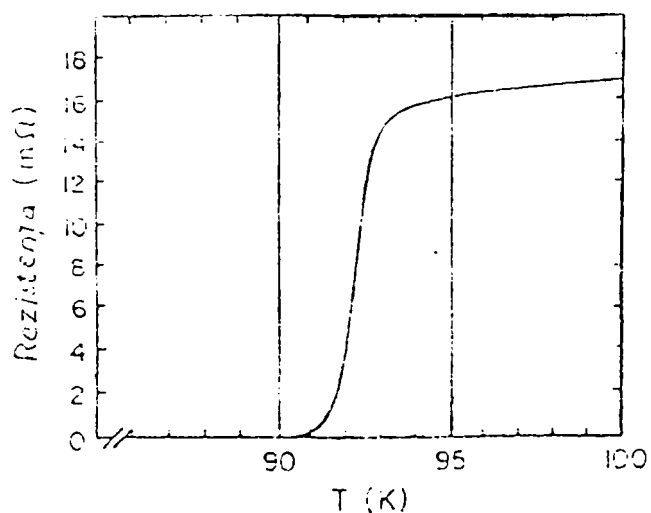


Fig. 1.5. Variația rezistenței cu temperatura. Densitatea curentului de măsurare a fost de $10^{-1} A/cm^2$ [31].

O altă serie de cercetări [79] ale supraconductorilor de tipul $YBa_2Cu_3O_7$, au pus în evidență conductibilitatea termică, puterea termică, constanta lui Hall și rezistivitatea unui S.C. $YBa_2Cu_3O_7$ cu T_c ridicat.

Cercetările proprietăților termice (în particular al puterii termice) au arătat că acestea sunt mult mai dependente de configurația structurală decât de rezistivitate.

Punctul mediu al tranziției este de $92,5 \text{ }^\circ K$ (eron de cca $0,5 \text{ }^\circ K$), cu o lățime în jur de $1 \text{ }^\circ K$. Pentru același S.C., cercetătorul a studiat și variația momentului magnetic în funcție de câmpul magnetic și a susceptibilității magnetice funcție de temperatură. Analiza rezultatelor a condus la concluzia că comportarea câmpurilor magnetice slabe ale materialelor ceramice cu T_c înalt pare a fi foarte puternic legată de microstructura lor, iar susceptibilitatea magnetică ti. de sare zero pentru T_c . Susceptibilitatea antiferomagnetică crește cu temperatura până în jurul a $200 \text{ }^\circ K$, unde începe să devină plată [50].

Rezultatele experimentale permit să se concludă că produsele care au caracteristic un puternic semnal la spectrometru sunt mai puțin supraconductoare și viceversa. S-a putut constata că există un echilibru delicat între supraconductibilitate și magnetism, care poate fi controlat printr-un tratament chimic.

1.2.1.6. CARACTERISTICA ANIZOTROPICĂ A MATERIALELOR S.C. DE TIP HTS

Materialele HTS se caracterizează printr-o coerență foarte mică și printr-o anizotropie pronunțată a structurii cristaline. Aceste proprietăți, împreună cu temperaturile ridicate aplicate (77 °K), conduc la decuplarea funcției ondulatorii supraconductoare, la defecte de cristal și, astfel, la un comportament granular, la fluctuații ale parametrului de ordonare și la o rezistență sesizabilă încă mult înainte de trecerea acestei faze într-una supraconductoare. Acest fenomen constituie un proces greu de stăpânit, întrucât nu sunt necesare numai forțe de aderență mari a centrelor de ancorare pentru o densitate de curent mare, ci chiar mai mult, aceste defecte trebuie să garanteze o rezistență electrică redusă și nu au voie să conducă la decuplare, adică la granularitate. Caracterizarea capacității portante de curent este mai complexă, deoarece corelația la care se ține între microstructură și densitatea de curent critică numai atunci este hotărâtoare când se iau în considerare la măsurare fenomenele menționate anterior (granularitatea, fluctuațiile de curent, rezistivitatea).

Față de axele cristaline a-b-c decuplarea curentului în planul a-b (fenomen denumit granularitate) poate să apară în probe subțiri policristaline, la granița de granulație, în granulație sau în monocristal. Pentru curentul în direcția c, cuplajul slab între planele de CuO conduce direct la granularitate. Densitatea de curent intergranulară sau de transport poate fi cu câteva ordine de mărime mai mică decât densitatea de curent intragranulară, din interiorul domeniilor decuplate.

1.2.2. CABLURI ȘI BENZI S.C. FOLOSITE LA CONSTRUIREA MAȘINILOR ELECTRICE ȘI TEHNOLOGIA LOR DE FABRICAȚIE

1.2.2.1. PARAMETRII TEHNICI AI CABLURILOR ȘI BENZILOR S.C.

Performanțele sârmelor și benzilor S.C. sunt evidențiate de parametri tehnici specifici ai acestora, cum sunt: temperatura critică T_c , densitatea critică de curent j_c și câmpul magnetic critic B_c , omogenitatea materialului din care sunt confecționate, dar și rezultatele tehnice, economice, sociale și de mediu înconjurător pe care le obțin sistemele tehnice în structura cărora acestea se regăsesc. La analiza și evaluarea acestora va trebui să se aibă în vedere măsura în care materialele S.C. utilizate la confecționarea lor, precum și ele însăși, pot fi produse la scară industrială, în mod continuu și în cantitate suficientă, cu ajutorul unor tehnologii performante care utilizează procedee și metode tehnice cât mai simple, mai economice și reproductibile, în așa fel încât ele să corespundă electric, termic, mecanic și structural cerințelor.

Pentru ca să se poată obține cu ajutorul sârmelor și benzilor S.C. performanțe tehnice acceptabile, trebuie ca ele să răspundă în primul rând criteriilor de stabilitate electrică, termică și mecanică. Conductorii standard LTS, precum și aceia relevanți tehnic HTS, răspund în prezent acestor cerințe. Astfel, pentru a se realiza o stabilitate electrică, sârmele LTS au fost prevăzute cu o matriță în componența căreia s-a pus o masă de Cu care spală în exterior sârma. Cablurile HTS sunt stabilizate electric cu ajutorul Ag. Stabilizarea

termică se asigură, pentru materialele HTS, în general, tot cu Ag, cu AgMg sau cu AgAu, acestea asigurând un transfer bun de căldură, transfer care poate fi îmbunătățit și prin adăugarea de Al_2O_3 în rășinile epoxidice din matrițele înfășurărilor. În același scop în aceste matrițe sunt prevăzute canale de răcire. Stabilizarea mecanică trebuie să răspundă solicitărilor la întindere și încovoiere, precum și forțelor Lorentz din înfășurări. Aceasta se realizează prin folosirea unor configurații cu mai multe componente în matriță, dintre care una va avea o rezistență mecanică mare. O astfel de componentă poate fi, de exemplu, oțelul, titanul, iar în ultima perioadă fibra de sticlă inclusă mai ales în matrițele de rășini epoxidice ale bobinelor.

Dintre parametrii tehnici amintiți care permit evaluarea performanțelor cablurilor S.C. densitatea critică de curent j_c se evidențiază ca fiind principala mărime de care trebuie să se țină cont în proiectarea acestora. Variația ei se analizează în funcție de temperatură și mai ales în funcție de câmpul magnetic în care lucrează conductorul cercetat. Analiza se face separat pe de o parte pentru materialele LTS și pe de altă parte pentru materialele HTS. Primele fiind bine cunoscute, mă voi ocupa mai ales de celelalte.

În cazul conductorilor de tip HTS, cum sunt de exemplu Bi (2223) și Tl (2223), se întâlnesc stive triple de planuri de CuO_2 care îmbunătățesc mai ales densitatea critică de curent și temperatura critică. Caracterul pregnant bidimensional al acestei structuri, însă, conduce la o anizotropie puternică a multor proprietăți, printre care și a mărimilor, atât de importante în aplicații, cum sunt B_{c1} , B_{c2} și j_c (astfel, de exemplu, densitatea critică de curent j_c pentru curenți paraleli cu planele de CuO_2 este esențial mai mare decât cea pentru curenți perpendiculari pe aceste planuri). Variația în funcție de temperatură a inducției magnetice B_{c1} , care reprezintă limita până la care se manifestă fenomenul Meissner de respingere a liniilor de câmp magnetic, și B_{c2} , care ne indică limita până la care inducția magnetică se situează în domeniul de supraconductibilitate a cablului, se poate urmări în fig. 1.6 și 1.7 [47]. Ca urmare a anizotropiei acestor cabluri S.C., este necesară o energie relativ mică pentru a curba liniile de flux, segmente ale acestora se pot rupe independent unul de celălalt, iar în cazuri extreme va rămâne numai o ancorare bidimensională a lor. Din acest motiv se apreciază că peste o anumită temperatură T_{irr} ($< T_c$) rețeaua liniilor de flux, care este dependentă de câmpul magnetic B , nu va mai avea nici o rezistență la forfecare. Am notat cu T_{irr} și respectiv $B(T_{irr})$, conform notațiilor din literatura de specialitate, temperatura și respectiv inducția magnetică în funcție de această temperatură, pentru care liniile de câmp magnetic devin instabile, iar cablul va fi când supraconductor, când rezistiv la trecerea curentului electric. Acest fenomen are loc însă numai în materialele supraconductoare de tipul HTS. Se vorbește în acest caz în mod figurativ de "topirea", liniilor de flux, acestea putându-se deplasa independent unele de altele. Din acest motiv, în domeniul $T_{irr} < T < T_c$ nu mai este posibil un transport de curent fără pierderi. Temperatura T_{irr} poate fi relativ strict definită (dependentă de criteriul de măsurare), ceea ce înseamnă că ruperea liniilor de flux se face brusc odată cu creșterea temperaturii. Dependența $T_{irr}(B)$ o denumim "linie ireversibilă", aceasta delimitând domeniul pentru care se află o rețea complet reactivă a liniilor de flux, care poate fi ancorată și care face posibil transportul de curent fără pierderi în cablu [47].

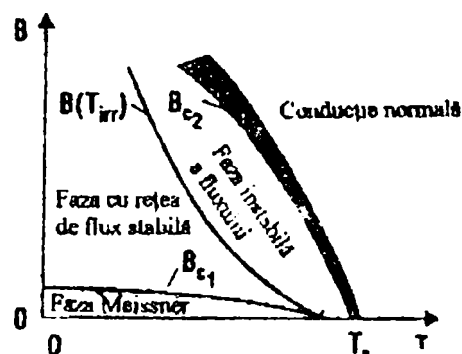
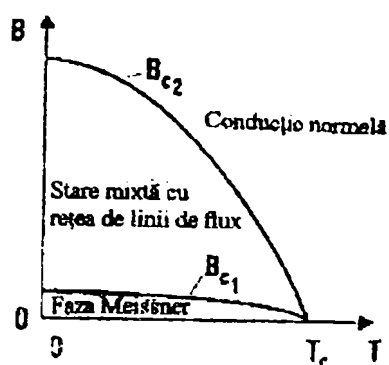


Fig. 1.6. Diagrama de fază B(T) pentru cablurile S.C. de tip LTS [47].

Fig. 1.7. Diagrama de fază B(T) pentru cablurile S.C. de tip HTS [47].

Se poate observa că faza Meissner, în care fluxul magnetic nu poate pătrunde prin conductor, există numai pentru câmpuri reduse cu $B < B_{c1}$, curba B_{c1} delimitând acest domeniu. Domeniul câmpului magnetic stabil pentru materialele LTS se află între curbele B_{c1} și B_{c2} , iar pentru acelea HTS între curbele B_{c1} și $B(T_{irr})$.

Dependența B(T) a cablurilor S.C. constituie o funcție care permite evaluarea performanțelor acestora.

În cazul cablurilor HTS densitatea critică de curent j_c variază și în funcție de alte elemente decât acelea urmărite pentru sârmele din materiale LTS. Astfel se poate urmări în fig. 1.8 variația densității critice de curent (j_c) în funcție de câmpul magnetic, precum și față de conținutul în oxigen al materialului (curbele 1-3) de la O_7 la $O_{6,94}$, și de doparea slabă suplimentară a acestuia cu un alt element sau compus (curba 4), redată grafic pentru cablurile din $NdBa_2Cu_3O_x$. Pentru acest tip de materiale S.C. se observă influența mare pe care o are asupra mărimii lui j_c o variație foarte mică a oxigenului în compoziția materialului, pe de o parte, și a unei dopări suplimentare cu acesta, pe de altă parte. Astfel printr-o dopare slabă a materialului S.C. pot fi obținute valori ale lui j_c de peste 10^5 A/cm^2 [39].

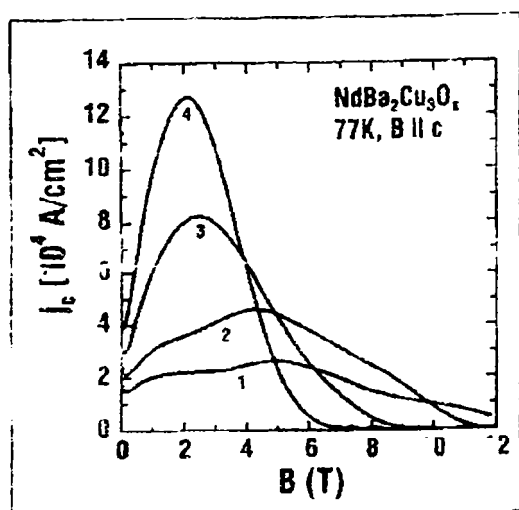


Fig. 1.8. Variația densității critice de curent j_c într-un conductor din $NdBa_2Cu_3O_x$ în funcție de câmpul magnetic (B), pentru un conținut diferit de oxigen al materialului (curbele 1-3, de la $x = 7$ la $x = 6,94$), precum și pentru o dopare slabă suplimentară a acestuia (curba 4) [39].

Efectele granulare a defectelor de cristal, a centrelor de ancorare (cunoscute ca centre "pinning") și mai ales planele de CuO, care au ca rezultat apariția caracterului anizotrop în cablurile HTS, influențează în mod defavorabil mărimea lui j_c . Anizotropia j_c a benzilor în câmpul magnetic face mai dificilă realizarea

bobinelor magnetice S.C.-HTS, astfel încât la confecționarea acestor înfășurări se preferă uneori sărmele rotunde și aceasta mai ales în cazul în care acestea lucrează în câmpuri magnetice mari. Tehnologiile de fabricație a acestor cabluri țin cont de aceste aspecte și prin procedee specifice materialelor ceramice, precum și prin anumite tratamente termice și mecanice repetate, prin care se încearcă înlăturarea efectelor negative, se caută, și se reușește, obținerea unor rezultate din ce în ce mai bune.

Pentru obținerea și creșterea performanțelor cablurilor HTS s-au studiat diferite procedee tehnologice de prelucrare a acestor materiale, dintre care amintesc pe acela de mărire controlată a cristalului prin însămânțarea acestuia cu MgO [39].

La proiectarea înfășurărilor S.C. mărimile analizate, și anume densitatea critică de curent j_c , temperatura critică T_c și inducțiile magnetice B_{c1} , B_{c2} și B_{irr} sunt principalii parametri tehnici de a căror mărime și variație va trebui să se țină seama la alegerea supraconductorului utilizat. Calculul câmpului magnetic al înfășurării se face folosind în mod direct aceste mărimi. Din acest motiv prospectele de fabricație ale cablurilor și benzilor S.C. vor face referiri la aceste mărimi de natura aceluia prezentate în anexa 1 a tezei.

1.2.2.2. SUPRACONDUCTORII DE FAZĂ CHEVREL

La ora actuală, cercetătorii germani [37] studiază două clase de materiale S.C. pentru confecționarea sărmelor și benzilor:

- fazele Chevrel (de exemplu $PbMo_6S_8$ cu $T_c = 15 \text{ °K}$ și $B_{c2} (4,2 \text{ °K}) = 50 \text{ T}$) și
- HTS, mai ales acelea din familia BSCCO.

Ambele materiale le este comună fragilitatea, asemănătoare cu cea a materialelor ceramice, care nu acceptă un proces de deformare ductil și deci pentru care sunt necesare metode noi de prelucrare și tehnologii noi de fabricație a sărmelor. Pentru preparare sunt utilizate din ce în ce mai mult procedeele metalceramice. Apar tehnici noi și adesea foarte utilizate, cum ar fi, de exemplu, presarea izostatică (HIP) prin folosirea unor trepte inițiale de legătură. Din materialul prelucrat prin HIP se obțin cilindri prelucrați mecanic, înveliți într-o cavă de racordare din tantal, cupru și oțel, așa cum se poate vedea în fig. 1.9.[37].

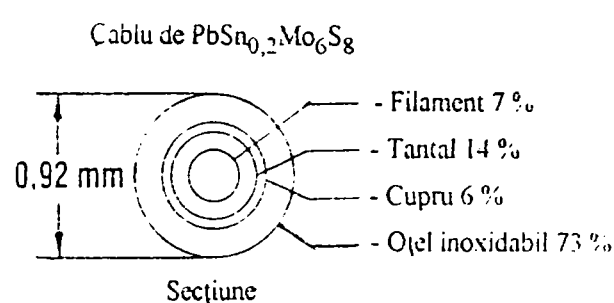


Fig. 1.9. Cablu cu filament din $PbSn_{0,2}Mo_6S_8$ de fază Chevrel [37].

Dificultățile tehnologice ale fazelor Chevrel sunt acelea de obținere a purității și omogenității materialului prin procedee de preparare alternative (etajul de intrare a Mo_6S_8). În prezent se caută înlăturarea pericolului unei limitări a curentului electric în sârmă printr-o transformare de fază ce s-ar putea produce în

Materialul de fază Chevrel se obține dintr-un amestec de pulberi de Pb-Mo și MoS_2 în procese de incandescență, la $T = 1000 \text{ °C}$, la care reactivitatea nedorită a componentei de sulf cu recipientul și materialele de înveliș poate fi stăpânită.

aceasta în mod parțial [37; 41]. Cablurile de fază C hevrel sunt deocamdată mai puțin utilizate în industria criogenică. Am descris tehnologia HIP de fabricare a acestor cabluri mai detaliat aici deoarece ea este mult utilizată și la confecționarea conductoarelor de tip HTS, mult mai mult folosite în practică și pe care le voi descrie mai pe larg în cele ce urmează.

1.2.2.3. SÂRME ȘI BENZI S.C. DIN MATERIALE DE TIP HTS

După anul 1987, dată la care au fost descoperite primele materiale de tip HTS, acestea au devenit bine cunoscute, fiind, mai ales în ultimul timp, mult utilizate în practică.

Din multitudinea materialelor HTS cunoscute până în prezent, peste 1000 s-au dovedit a fi potrivite pentru fabricarea de sârme și benzi. Dintre toate se desprind însă acelea menționate în tabelul 1.1, dintre care a-și sublinia mai ales grupele BSCCO(2223) și YBCO(123) și pe care, de altfel, le voi prezenta mai în detaliu.

Tabelul 1.1. Principalele materiale S.C. HTS utilizate cu bune rezultate tehnice la confecționarea cablurilor S.C. [47].

Material	T_c [°K]	Simbol prescurtat	Numărul de planuri de CuO_2 din celula elementară
$REBa_2Cu_3O_{7-x}$ (RE = Y, și pământuri rare)	~ 90	Y(123)	2
$Bi_2Sr_2CaCu_2O_y$ ($y = 8 \div 10$)	~ 80	Bi (2212)	2
$Tl_2Ba_2CaCu_2O_y$ ($y = 8 \div 10$)	~ 105	Tl (2212)	2
$Bi_{2-x}Pb_xSr_2Ca_2Cu_3O_y$ ($y = 8 \div 10$)	~ 110	Bi (2223)	3
$Tl_2Ba_2Ca_2Cu_3O_y$ ($y = 8 \div 10$)	~ 125	Tl (2223)	3

Sârmele HTS au fost utilizate la început mai ales la motoare și generatoare electrice de putere mică; în ultima perioadă însă testele s-au extins și la acelea de putere mare. Pentru aceasta se folosesc sârme de diametru de la 1 mm până la 10 mm, fabricate din diferite materiale S.C. și cu tehnologii variate.

Folosirea conductorilor din Bi- 2212 și Bi-2223 se face luându-se în considerare o utilizare la 20 - 30 °K fără o limitare esențială a câmpurilor magnetice pentru primul S.C. și la 77 °K în câmpuri magnetice mai slabe (< 1 T) sau la 20 °K și câmpuri mari pentru al 2-lea. Pentru aplicațiile în câmpuri magnetice mari și la 4.2 °K se preferă Bi-2223. Conductorii din Bi-2212 sunt mai ieftini, dar au performanțe tehnice mai slabe.

Cablurile din materialele din Bi-2212, respectiv Bi-2223, se utilizează în prezent mai ales în înveliș de Ag, AgMg și AgAu. Introducerea învelișurilor și a matrițelor de argint cu întărire de dispersie (AgNiMg, AgMg) reprezintă un important pas tehnologic înainte prin care se realizează o stabilizare mecanică a conductoarelor, deoarece s-a constatat că învelișurile pure de Ag, precum și matrițele din acest metal, nu prezintă o stabilizare suficientă. Matrițele pure de Ag nu oferă o stabilizare suficientă, întrucât se produce curgerea plastică în special la câmpuri magnetice mari, ca urmare a forțelor Lorentz ce apar și care produc o deformare puțin peste domeniul de întindere elastică (< 0,1 %). Din acest motiv sunt folosite acum mai mult matrițe din AgMg, AgPd și AgAu [39; 41; 47].

Fabricarea de benzi de Bi (2223)/ Ag este mai dificilă, depinzând de mulți parametri, cum ar fi puritatea și omogenitatea pulberilor inițiale, stoichiometria acestora (respectiv compoziția cantitativă a compușilor chimici și proporția în care au loc combinațiile dintre aceștia), presiunea parțială de oxigen a atmosferei înconjurătoare și succesiunea pașilor de deformare. Pentru formarea fazei Bi (2223)/ Ag și compresiunea filamentelor, banda este supusă de mai multe ori pașilor de incandescență și presare. În vederea obținerii unei tehnici de deformare mai dezvoltate, se caută înlocuirea procesului de presare printr-un proces de deformare continuu. Astfel, în prezent, densitățile de curent critice a probelor scurte au putut fi aduse foarte aproape de valorile de vârf internaționale cunoscute (1000 A/mm^2 , măsurătorile fiind făcute la $4,2 \text{ °K}$ și 0 T). Pentru probele scurte s-au obținut încă din 1992 valori curente de $300 - 400 \text{ A/mm}^2$, la 77 °K și 0 T .

Ca și tehnologie de fabricație a cablurilor și benzilor de tip HTS se folosește pe lângă metoda "pulbere în țeava" (HIP), descrisă anterior la cablurile de fază Chevrel și un alt procedeu de fabricație și anume metoda "precursorului metalic" folosit în special la sârmele multifilamentare. La confecționarea cablurilor din Bi(2223)/ Ag și Bi(2212)/ Ag se utilizează mai ales tehnologia HIP.

O altă tehnologie pentru obținerea unei îmbunătățiri a capacității portante de curent în conductoarele HTS masive constă în utilizarea așa-numitei metode de texturare prin topire, un procedeu denumit prescurtat PFDR [37; 39; 41], care a fost aplicat până în prezent în special la sârme HTS ca acelea din $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ (YBCO) sau $(\text{BiPb})_2\text{Sr}_2\text{CaCu}_2\text{O}_8$ (BPSCCO-2212).

S-a constatat că pentru sârmele și benzile din TI-HTS este dificilă realizarea texturării. Cu benzile de TI - 1212 și TI - 1223 însă, fabricate cu ajutorul tehnologiei HIP, chiar și la 77 °K , s-au obținut rezultate deosebite în practică datorită capacității portante ridicate de curent a acestor materiale [37].

Sârmele HTS, pentru confecționarea diferitelor subansamble S.C., se aleg, în principal, în funcție de puterea instalației și deci a tipului și performanțelor înfășurărilor (astfel ca numărul spirelor să nu fie prea mare și respectiv volumul de material S.C. să fie cât mai mic), în funcție de caracteristicile acestora și în general în funcție de toate considerentele prezentate până acum, precum și, nu în ultimul rând, în funcție de cerințele de ordin economic.

1.2.2.4. STADIUL ACTUAL AL INDUSTRIALIZĂRII CABLURILOR ȘI BENZILOR S.C.

Folosirea la scară industrială a unor produse presupune ca acestea să îndeplinească anumite condiții, și anume: să se poată fabrica într-o gamă suficient de mare, la un bun nivel calitativ, în cantitate mare, în mod continuu și la un preț competitiv. În prezent cablurile și benzile S.C., atât acelea LTS, cât și acelea HTS, îndeplinesc aceste condiții în mare măsură. Prețul lor încă este prohibitiv. Sunt însă întreprinderi în lume care le produc în mod curent.

Pentru utilizări în domeniul electrotehnicii, electronicii, comunicațiilor, electroopticii, aplicațiilor medicale și informațiilor, de exemplu, unde se realizează filme subțiri S.C. și cabluri S.C. cu conductori multipli, firma JPS Labs Superconductor Cables-Sneak Peek din Lancaster, New York, SUA, oferă spre

vânzare cabluri S.C. LTS și HTS pentru transmisii digitale la un preț orientativ de 260 \$/ m; cabluri S.C. de interconectare la 295 \$/ m și cabluri audio S.C. la 900 \$/ m [90].

În 1993 la firma Sumitomo, Japonia, se fabricau conductori la scară industrială, sub formă de bandă, din Bi 2223/ Ag, având următoarele valori pentru j_c (77 °K, 0 T), în funcție de lungimea benzii: 205 A/mm² la peste 100 m; 135 A/mm² la peste 518 m; 42 A/mm² la peste 1080 m [39]. În prezent firma Vacuumschmelze GmbH din Hanau, Germania, produce benzi din acest material cu rezultate tehnice și economice mult mai bune [93].

Ca o noutate în domeniul cercetării, fabricării și vânzării de benzi S.C. de tipul BSCCO-2223, firma NST (Nordic Superconducting Technologies) a scos pe piața europeană trei produse de serie: ZEROME-Ag de 700 m lungime, cu matriță de Ag, folosit în majoritatea aplicațiilor, ZEROME-Au, cu matriță din aliaj de Au-Ag, având o conductibilitate termică scăzută, utilizat pentru conductoare de curent și ZEROME-Hercules de 700 m și cu matrița din aliaje de Ag-metal, cu o rezistență mecanică mare, folosit la confecționarea cablurilor. Aceste produse pot fi folosite pentru cabluri S.C. la fabricarea înfășurărilor S.C., și pentru confecționarea de transformatoare și dispozitive magnetice de stocare [89].

Cele mai importante firme cunoscute în lume care produc conductori flexibili din materiale LTS de tipul NbTi, Nb₃Sn și din materiale HTS de tipul BiSrCaCuO și YBaCuO, (acestea fiind materialele cele mai utilizate pentru înfășurări la echipamente energetice), sunt American Superconductor Corporation din Westborough-Massachusetts, SUA, Internagnetics General Corporation din Lathan-New York, SUA, Sumitomo Electric Industries din Osaka, Japonia și Vacuumschmelze GmbH Hanau, Germania.

Pentru a mă documenta cu privire la stadiul actual al industrializării și respectiv al tehnologiei de fabricație a sârmelor S.C. de tip LTS, dar mai ales a acelor de tip HTS amintite mai sus, am efectuat, în cadrul călătoriei de documentare în Germania din anul 1999, o vizită la două întreprinderi care confecționează aceste produse. Prima unitate vizitată a fost Întreprinderea Vacuumschmelze GmbH din Hanau. Aceasta confecționează sârme S.C. de tipul LTS din NbTi și NbZn începând cu anul 1966 în mod permanent. Aceste sârme S.C. sunt utilizate mai ales în tehnologia magnetilor de putere mare și a utilajelor medicale. Din anul 1996 a început fabricația de serie a cablurilor multifilamentare din materiale HTS, dar mai ales din Bi-2223. În momentul vizitei mele de lucru se fabrica în serie un cablu S.C. din Bi-2223, cu principalele caracteristici și parametri prezentați ca și exemplu în graficele din Anexa 1 a tezei. Cablul furnizat sub formă de bandă cu lățimea de 3,6 mm și grosimea de 0,25 mm și având un număr de 55 filamente în componență, se confecționează în matrice de Ag, de AgAg, AgMg, AgPd, AgAgMg sau AgAu, la cerere. Îvelișul exterior poate fi din Ag, AgMg sau AgAu. Factorul de umplere a matricei este de 26%. Tehnologia de fabricație este aceea descrisă mai sus la metoda HIP, banda fiind supusă de mai multe ori la trefilare și presare la cald și rece, la încălziri și răciri succesive. Procesul tehnologic utilizat (metoda HIP) permite o omogenizare bună a materialului, cu o anizotropie relativ redusă [93].

În ultima perioadă aceste materiale au devenit mai competitive și datorită scăderii prețului lor la 80 DM/ m (în anul 1999).

Sârmele S.C. care se livrează de către unitate sunt însoțite întotdeauna de principalele caracteristici tehnice ale seriei care se află în fabricație, date în seturi de grafice ca și acelea pe care le prezint în Anexa I ca și exemplu, și de care se va ține cont în proiectarea ansamblelor în componența cărora vor intra supraconductorii respectivi. Astfel de seturi de grafice sunt furnizate de toate firmele care produc sârme S.C.

O a doua vizită am făcut-o la Institutul de Tehnologii Fizice Superioare din Jena (Institut für Physikalische Hochtechnologie e.V.). În atelierele lor de producție se fabrică în serie pentru industrie cilindrii (corpuri rigide) de ϕ 30 mm și 17 mm înălțime din YBCO-123. Se folosea la fabricație o tehnologie de texturare prin topire (PFDR), descrisă mai sus. Caracteristicile tehnice obținute cu aceste produse erau bune, dar fiind foarte greu de tras în fire nu se confecționau cabluri din ele [94].

Călătoria mea de studiu în Germania a fost deosebit de utilă în principal pentru documentarea cu privire la materialele S.C., la tehnologiile de fabricație a sârmelor S.C. și a magneților S.C. Am putut urmări experimentările care se fac cu ultimele generații de sârme S.C. HTS și magneți S.C., mai ales a acelor de tip solenoidal, am putut vedea aplicații ale acestora în practică și a unor înfășurări solenoidale S.C. care pot fi folosite și pentru fabricarea mașinilor homopolare axiale.

1.2.2.5. CERINȚE LA CONFECTIONAREA ÎNFĂȘURĂRILOR S.C. ALE MAGNEȚILOR ȘI MAȘINILOR ELECTRICE

Sârmele și înfășurările S.C. ce vor fi utilizate la confecționarea magneților și mașinilor electrice trebuie să răspundă criteriilor de stabilitate electrică, termică și mecanică, precum și cerințelor impuse de lucrul în câmpuri magnetice mari și a acelor privind solicitările suplimentare apărute în cazul c.a. În prezent sârmele confecționate pentru acest gen de aplicații, atât acelea LTS, cât și acelea HTS, răspund acestor condiționări.

Dacă înfășurarea lucrează în câmpuri magnetice mari ($B > 10 - 20$ T) densitatea de curent critică (J_c) trebuie să fie cât mai mare ($J_c(4.2 \text{ °K}, 30 \text{ T}) \gg 10^2 \text{ A/mm}^2$), iar pentru stabilizarea mecanică se vor cere măsuri suplimentare. Acest lucru se realizează în prezent prin introducerea înfășurărilor în băi cu rășini epoxidice la care pentru mărirea conductibilității termice se adaugă Al_2O_3 , lăsându-se totodată canale de răcire mai mari de 1 - 2 cm. Uneori rășina se mai întărește și cu fibră de sticlă. La temperaturi mai ridicate, la Bi-2223, de exemplu, s-au atins valori de $J_c(77 \text{ °K}, 0 \text{ T}) > 660 \text{ A/mm}^2$, iar la marginea conductorului măsurându-se chiar $J_c(77 \text{ °K}, 0 \text{ T}) = 78000 \text{ A/cm}^2$, acesta recomandându-se pentru înfășurări care lucrează în câmpuri magnetice mari [39; 41].

Pentru înfășurările bobinelor magneților și mașinilor electrice sunt folosite mai mult la ora actuală sârmele din materiale LTS și mai ales acelea din NbTi sau Nb_3Sn . Acestea răspund și cerinței tehnologice de a putea fi mai ușor de prelucrat fiind ductile, dar și economice, având și un preț mai redus. În ultimul timp însă datorită caracteristicilor și performanțelor tehnice și economice conductoarele din materiale de tip HTS, se experimentează și se utilizează pe scară din ce în ce mai largă. Există deja rezultate concrete notabile de folosire a lor, de exemplu, mai ales acelea din Bi-2223, la înfășurări unde sunt necesare câmpuri magnetice

mari. Tehnologiile noi de fabricare a acestor conductoare au atins performanțe deosebite permițând utilizarea înfășurărilor confecționate din acestea într-o gamă foarte largă de aplicații și la costuri competitive.

1.2.3. APLICAȚII ALE ÎNFĂȘURĂRILOR S.C. LA MAȘINILE ELECTRICE

În scopul formării unei imagini globale a utilizării înfășurărilor S.C. la mașinile electrice, din cadrul cărora face parte și mașina criogenică homopolară axială de c.c., în continuare voi prezenta principalele aplicații ale acestora.

1.2.3.1. GENERATOARE ELECTRICE CU ÎNFĂȘURĂRI S.C.

Primele încercări de construire ale generatoarelor și motoarelor electrice cu înfășurări S.C. au început pe la sfârșitul deceniului al 7-lea a acestui secol, după ce s-au descoperit și experimentat supraconductori stabili din grupa compușilor niobiu-titan (ex. NbTi). La început s-au construit bobine S.C. numai pentru înfășurările de excitație, care au ridicat mai puține probleme, pentru ca în prezent să se realizeze înfășurări S.C. de toate tipurile, atât statorice, cât și rotorice. Supraconductorii folosiți în prezent necesită temperaturi de funcționare de 4.2 °K, fiind răciți cu heliu lichid. Răcirea la această temperatură se face destul de greu și cu costuri ridicate, menținerea în exploatare curentă fiind scumpă. Odată cu descoperirea conductorilor din materiale HTS și cu folosirea lor la construirea unor generatoare și motoare care să funcționeze la 77 °K cu azot lichid aceste costuri au putut fi mult reduse. Materialele HTS îmbunătățesc transportul de curent numai de cca două ori față de conductorii convenționali, față de 20 de ori a aceiara LTS, dar oferă în schimb o serie de alte avantaje. Astfel, implementarea tehnologiilor S.C. la generatoarele și motoarele electrice s-a dovedit că poate conduce la o îmbunătățire importantă a randamentului și performanțelor acestora, concomitent cu o reducere semnificativă a greutatei și mărimii lor, dar și a costurilor de fabricație și chiar de întreținere. Aceste îmbunătățiri au loc datorită capacității supraconductorilor de a genera câmpuri magnetice mari cu un consum de putere redus. Ei poartă curenți mari fără disipare. Dau rezultate optime mai ales la turbogeneratoarele de putere mare și la motoarele de propulsie a navelor.

În SUA s-a lucrat la realizarea și testarea unui generator de tip HTS de 100 MVA, ce urma să fie terminat în anul 1995. S-a construit și un motor prototip S.C. de 100 CP pe care se fac din anul 1995 testări [41]. În cadrul programului NORPAS (o inițiativă a țărilor Danemarca, Finlanda, Norvegia și Suedia) se lucrează la construcția unui motor HTS sincron din clasa MW [39]. În Rusia s-a testat (1995) un generator de 1350 MW, iar în Franța după 1988 s-au început experimentările pe un prototip de putere nominală de 1000 MW. Testări au fost făcute și se fac de firmele Siemens (în Germania), ABB (Elveția) și Ansaldo (Italia), iar în Anglia de IRD/ CERL GEC. Marea majoritate a experimentărilor cu sârme S.C. de tip HTS au fost făcute pe generatoare S.C. de puteri nominale de 100-3000 MVA. Date concrete însă nu au fost făcute publice deocamdată, testările continuând și în prezent cu aceste materiale HTS [41].

- GENERATOARE SINCRONE CU ÎNFĂȘURĂRI S.C. Prin construirea generatoarelor electrice cu înfășurări de câmp S.C. de c.c. în rotor s-a constatat că se poate reduce mult întrefierul rotoric obținându-se o reducere sensibilă a greutatei și dimensiunilor acestuia, îmbunătățind în mod semnificativ eficiența lor.

Generatoarele cu înfășurări S.C. mai au pe lângă cele două înfășurări - a indusului și aceia de câmp, de c.c. - și o a treia înfășurare de atenuare care se interpune între cele două. Câmpurile magnetice produse de înfășurările statorice și rotorice trebuie să fie constante în amplitudine și imobile unul față de altul pentru ca să producă un cuplu electromagnetic uniform și stabil [39; 41; 59].

În timp ce puterea unei mașini electrice convenționale este limitată în special de tensiune, reactanță, viteză și răcire, mașinile electrice S.C. sunt limitate de complexitatea structurii mecanice, de limitările impuse de temperaturile scăzute de lucru și de posibilitatea de asigurare a acestora. Densitățile de flux magnetic în înfășurările statorice sunt de 3-4 ori mai mari la mașinile cu înfășurări S.C. față de acelea convenționale, iar puterea nominală de 6 - 10 ori mai mare. Puterea nominală a acestor mașini depinde de temperatura de operare și de densitatea de flux magnetic.

- **GENERATOARE CU ÎNFĂȘURĂRI S.C. PENTRU AVIAȚIE** Aceste generatoare S.C. pe lângă cerințele generale pe care trebuie să le îndeplinească, trebuie să răspundă și unor cerințe specifice și anume, să prezinte siguranță mare în funcționare, să nu necesite o întreținere deosebită, să fie reduse ca dimensiuni și să fie de greutate cât mai mică. Astfel s-a constatat că în timp ce masa specifică pentru un generator convențional de 5 kVA este de 0,6 lb/kVA (unde lb - livra engleză = 0,454 g), un generator cu înfășurare S.C. pentru aviație, de 20 MVA, are o masă specifică de numai 0,4 lb/ kVA. Rezultatele obținute conduc la concluzia că generatoarelor cu înfășurări S.C. pentru aviație se recomandă a fi utilizate numai atunci când avem nevoie de puteri nominale mari [41].

1.2.3.2. MOTOARE ELECTRICE CU ÎNFĂȘURĂRI S.C.

Motoarele electrice cu înfășurări S.C. nu s-au bucurat de aceeași căutare ca și generatoarele electrice cu înfășurări S.C. Prin anii 1970 se ajunsese la concluzia că îmbunătățirea randamentului la acestea nu justifică utilizarea lor în practică. După 1980 și mai ales în ultima perioadă de timp această opinie a fost abandonată, în prezent constatându-se că datorită unor avantaje pe care acestea le au sunt recomandate pentru utilizare în practică mai ales pentru anumite domenii de activitate. Astfel s-a dovedit că dau rezultate remarcabile, în condiții de performanțe tehnice, economice și siguranță în exploatare mai bune ca și acelea convenționale, la sistemele de propulsie electrică a navelor cu viteză mare și constantă, cum sunt anumite vapoare și submarine de luptă (sau chiar și unele comerciale), precum și la transportul feroviar de mare viteză.

Motoarele sincrone cu înfășurări S.C. de c.a. și motoarele criogenice homopolare de c.c. prezintă un interes mai deosebit, primele fiind similare ca formă constructivă cu generatoarele sincrone cu înfășurări S.C. de c.a. deja prezentate, întreg ansamblu de considerații făcute anterior fiind valabile și pentru acestea, desigur sub rezerva particularizărilor necesare [6; 41; 56]. În prezent mai ales marina militară a SUA este dotată cu astfel de motoare, făcându-se experimentări intense și cu motoare cu înfășurări S.C. de tipul HTS. Recent (1998) Naval Research Laboratory (NRL) și Naval Surface Warfare Center (NSWC) împreună au comunicat obținerea unui record mondial reușind să construiască un motor sincron cu înfășurări S.C. cu sârme de tipul HTS de 100 CP, vechiul record fiind de numai 5 CP. Motorul a fost experimentat cu două înfășurări HTS pe bază de BiSrCaCuO (BSCCO), conductorii înfășurărilor fiind realizați prin tehnologia "pulbere în tub"

(HIP). Rezultate deosebite cu motoare HTS a obținut și firma Reliance Electric Company din Cleveland-Ohio. Detalii nu au fost făcute încă public [89].

- MASINA CRIOGENICĂ HOMOPOLARĂ DE c.c. este o aplicație a utilizării înfășurărilor S.C. care a condus în ultima perioadă la rezultate practice foarte bune. Este o mașină care poate funcționa ca și generator de c.c. sau ca și motor de c.c. Descrierea, modul de funcționare și proiectarea acestui tip de mașini o voi face în cele ce urmează pe larg, aceste aspecte constituind tema principală a tezei mele de doctorat.

1.2.3.3. CONCLUZII PRIVIND UTILIZAREA ÎNFĂȘURĂRILOR S.C. LA MAȘINILE ELECTRICE

Din cele prezentate rezultă stadiul avansat de utilizare a materialelor, cablurilor, benzilor și respectiv înfășurărilor S.C. în multiple domenii de activitate umană.

După 1990 au început testările mașinilor cu înfășurări S.C. de tip HTS, folosindu-se în principal conductoare din grupa de materiale BSCCO fiind considerată ca fiind, până acum, cea mai potrivită pentru confecționarea înfășurărilor mașinilor electrice. Utilizarea înfășurărilor din cabluri de tip HTS în locul aceluia de tip LTS conduce la obținerea unor avantaje tehnice și economice cum ar fi: exploatarea mașinilor la o temperatură mai mare de 77 °K, față de 4,2 °K și obținerea de câmpuri magnetice mai mari de 20 T, permițând astfel folosirea unui fluid de răcire mai ieftin, a unei instalații criogenice mai ieftină și mai ușor de exploatat, atrăgând după sine și o construcție și exploatare a mașinii mai puțin costisitoare și cu o siguranță în exploatare mai bună. Principalele avantaje ale mașinilor cu înfășurări S.C., față de acelea convenționale constatate în urma testelor făcute, sunt: reducerea semnificativă a greutateii și mărimii lor, iar în cazul mașinilor de putere mare s-a înregistrat și o diminuare a costurilor, o sporire a puterii nominale și a eficienței în exploatare, concomitent cu îmbunătățirea stabilității puterii livrate pe o perioadă mai lungă de timp și o îmbunătățire a siguranței în exploatare, deoarece aceste mașini au o viață mai lungă.

Un exemplu ilustrativ de reducere a greutateii unui generator S.C. cu 2 poli de 1200 MVA față de unul convențional similar este acela dat de firma Westinghouse, unde primul cântărea doar 140 kg față de 630 kg a celui de-al doilea. Reducerea este semnificativă [43].

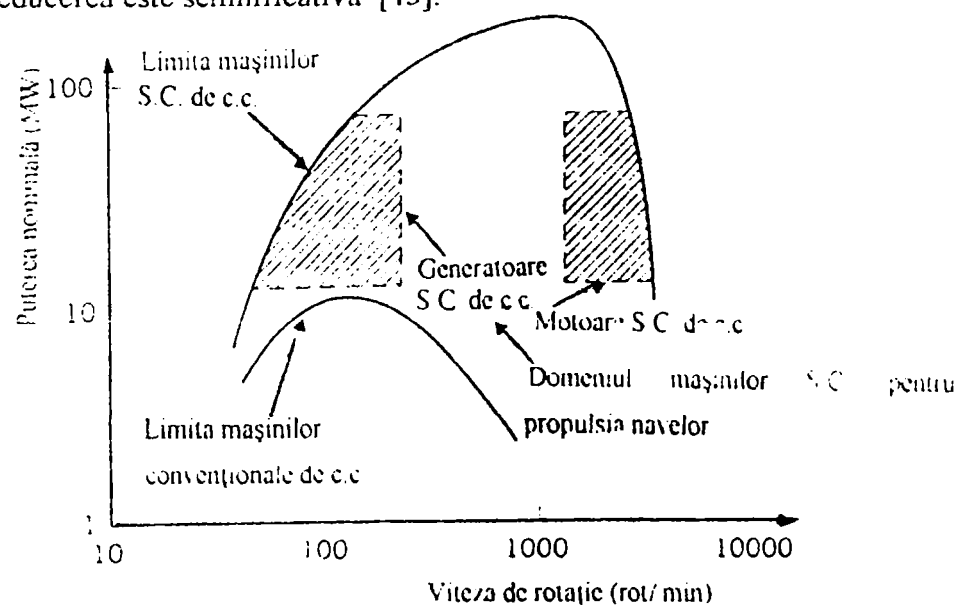


Fig. 1.10. Domeniile de utilizare a mașinilor electrice cu înfășurări S.C. în funcție de puterea și viteza de rotație a lor [5].

Limitele de folosire a mașinilor cu înfășurări S.C. și a celor convenționale, în funcție de puterea și viteza de rotație a acestora, recomandate prin anii '80 de specialiști, pot fi urmărite în graficul din fig. 1.10. Folosirea tehnologiilor bazate pe înfășurări S.C. se recomandă, în prezent, mai ales la sistemele de propulsie navală, la turbogeneratoarele de puteri mari și la trenurile cu levitație electrodinamică. Folosirea sistemelor S.C. de propulsie a navelor devine atractivă, dând rezultate bune în exploatare, acolo unde se cere viteză mare și constantă, cu un bun control al pasului elicei, cum este cazul unor vapoare din marina militară și comercială. Puterile mari cerute în acest caz nu pot fi asigurate de mașinile convenționale.

Se poate observa că domeniul recomandat prin anii '80 pentru utilizarea motoarelor cu înfășurări S.C. era pentru puteri de 10 - 20 MW și turații de 70-400 rot/ min, iar pentru generatoarele cu înfășurări S.C. de 10 - 80 MW și turații de 1500-6000 rot/ min, în timp ce limitele maxime de putere și viteză pentru mașinile convenționale erau mult mai reduse [5; 41].

Motoarele cu înfășurări S.C. de c.c. sunt indicate și la vapoarele mici, deoarece greutatea și dimensiunile mai mari ale acestora se transformă aici într-un avantaj devenind mai ușor manevrabile, conferindu-le totodată și o mai mare suplețe în exploatare. Pentru aviație se recomandă utilizarea generatoarelor cu înfășurări S.C. la aeronavele care necesită puteri mari, unde greutatea specifică mai mică în raport cu puterea instalată le fac mai atractive [41].

Din materialul prezentat rezultă o amplă argumentare a utilității și posibilităților de folosire a materialelor S.C. în diferite domenii ale activității umane, printre care în mod special în construcția mașinilor electrice și în mod implicit la mașinile criogenice homopolare axiale de c.c.

1.3. MAȘINILE CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE DE C.C. METODOLOGIA DE PROIECTARE A ACESTORA

1.3.1. DESCRIEREA ȘI FUNCȚIONAREA MAȘINII HOMOPOLARE CU ÎNFĂȘURĂRI S.C. DE CURENT CONTINUU

Fenomenul fizic care stă la baza construirii mașinilor homopolare a fost descoperit în 1912 de către englezul Onnes, care a pornit cercetările de la principiul de funcționare a discurilor lui Faraday, dar cărora în aceia vreme nu le găsisse aplicabilitate practică. După această dată, mașinile homopolare convenționale au fost cercetate teoretic, dar experimentările practice au fost făcute numai în condiții de laborator, aplicațiile concrete nedând rezultate notabile. Prima cercetare fundamentală principală a mașinilor homopolare cu înfășurări S.C. a fost realizată însă după 51 de ani, la International Research and Development Co. Ltd, Newcastle-upon-Tyne, Anglia (IRD) [5.6.7]. Lucrarea sponsorizată în mare parte de către Ministerul de Apărare Navală (Ministry of Defence-Navy) din Anglia a început în 1963 sub forma unui studiu de fezabilitate. Cercetarea și proiectarea unui motor homopolar radial, cu o înfășurare S.C. de 50 CP și 2000 rot/ min a început în ianuarie 1965, iar testările acestuia în iulie 1966. În urma rezultatelor obținute, în mai 1967 s-a trecut la construirea unui motor de 3250 CP și 200 rot/ min care a constituit prima aplicație comercială a unei mașini criogenice homopolare radiale, el fiind pus în exploatare în 1972, la stația de putere CEGB din Fawley, pentru antrenarea unor pompe. A funcționat un număr mare de ani, cu bune rezultate practice.

demonstrând totodată și o bună fezabilitate [7]. În fig. 1.11 am prezentat o vedere a discului segmentat al acestei mașini [5]. Rezultatele acestor cercetări au stat la baza proiectării în continuare a acestui tip de motoare.

În Franța, la laboratoarele Central des Industries Electriques din Fontenay-aux-Roses, experimentările făcute în anii '70 au durat mai mulți ani, ele axându-se asupra mașinilor criogenice homopolare cu miez de fier, la care s-au folosit contacte alunecătoare introduse într-o baie lichidă de mercur în locul periiilor pentru colectarea curentului. În acest laborator s-a planificat construcția unei mașini homopolare cu o înfășurare S.C. cu un diametru interior al statorului aprox. de 0.5 m [41].

În SUA, la firma AVCO, au fost făcute studii asupra mașinilor criogenice homopolare cu un număr diferit de discuri Faraday legate în serie. Curentul era colectat de inelele colectoare prin intermediul unor contacte din sodiu-potasiu (NaK) [41].

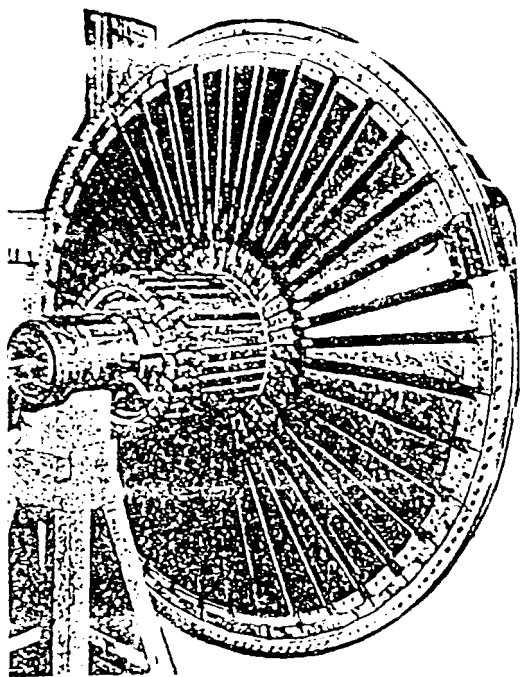


Fig. 1.11. Vedere a armăturii discului segmentat a mașinii homopolare S.C. Fawley [5]

În Japonia, la Tokyo Shibaura Electric Co. Ltd. s-a planificat construcția unei generatoare criogenic homopolar cu discuri rotorice cu un diametru de 1,2 m și cu utilizarea unor perii de argint grafitat. Dr. Yamamoto a prezentat în acest sens o lucrare [84].

Cercetări similare au fost făcute în anii 1970 și în alte laboratoare, din alte țări, dar rezultatele acestora sunt mai puțin cunoscute.

În prezent se construiesc astfel de mașini criogenice în special în SUA și în Japonia, pentru nave comerciale, dar mai ales pentru necesitățile de dotare ale marinei militare cu motoare pentru vapoare și submarine. Cercetările fiind încă în curs de desfășurare nu se poate obține acces la documentația de realizare a lor.

Funcționarea mașinii homopolare se bazează, așa după cum am amintit, pe principiul de acțiune a unui disc Faraday. Schița de funcționare a unui astfel de disc am prezentat-o în fig. 1.12. Faraday a dovedit experimental că prin rotirea unui disc metalic între polii unui magnet, acesta având extremitatea periferică și axul de rotație conectat la două conductoare prin intermediul unor perii, se obține la bornele sârmelor un curent electric [41: 47; 59; 76]. Înlocuind magnetul cu o bobină solenoidală alimentată cu c.c. de excitație, ca în figura din fig. 1.13., vom obține mașina homopolară radială convențională, iar dacă bobina va fi supraconductoare se va ajunge la mașina criogenică homopolară de tip disc sau radială așa după cum se poate vedea în fig. 1.14.

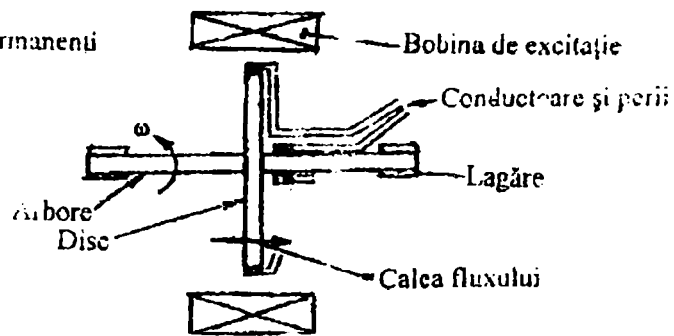
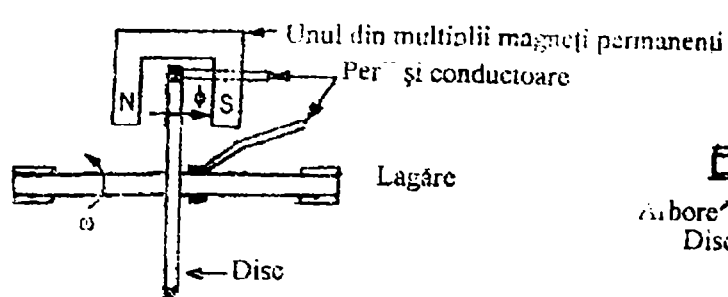


Fig. 1.12. Schița de funcționare a discului Faraday.

Fig. 1.13. Schița de funcționare a mașinii homopolare convenționale.

Mașina criogenică homopolară radială de c.c. este constituită de fapt dintr-un solenoid staționar S.C. de c.c., plasat în stator, un disc rotitor, precum și dintr-un disc imobil de reacție. După cum îi arată și numele la această mașină curenții care apar în rotor sunt generați de tensiunea electromotoare produsă de un câmp magnetic unipolar cu direcția constantă. Acest câmp este creat de bobina S.C. de excitație. Tensiunea indusă va avea în permanență deci aceeași direcție. Există două tipuri constructive de astfel de mașini: radiale și axiale. În cele ce urmează, descrierea și funcționarea mașinii criogenice homopolare am să o fac pentru tipul radial mai bine cunoscut. Tipul axial lucrează pe același principiu, de acesta urmînd să mă ocup în mod distinct, fiind de fapt și subiectul principal al temei de doctorat tratat în lucrarea de față.

Câmpul magnetic produs de bobina S.C. străbătută de c.c. I_c provoacă apariția unei t.e.m. constantă într-o serie de conductoare (sectoare de cerc) considerate ca fiind dispuse radial în discul care este rotit, așa după cum se vede în fig. 1.11 și 1.14, și care vor fi purtătoare de curent în direcția radială a discului. Această t.e.m. crează un curent electric prin disc cu sensul de la axul rotor spre periferie, urmînd ca acesta să fie colectat prin intermediul unor perii și furnizat unor consumatori de c.c. Mașina va funcționa în acest caz ca și generator de curent electric. În cazul în care t.e.m. apare datorită alimentării cu c.c. a armăturilor discului rotor aceasta va crea un cuplu motor în ax și mașina va transforma energia electrică într-una mecanică funcționînd deci ca motor. Primele mașini criogenice homopolare de c.c. au fost de tip disc sau radiale, pentru ca în prezent să se construiască mai ales axiale de tip tambur, soluție care s-a impus în ultimul timp din anumite motive, așa după cum voi demonstra în lucrare [5; 6; 7; 41; 47; 59; 84; 86; 89].

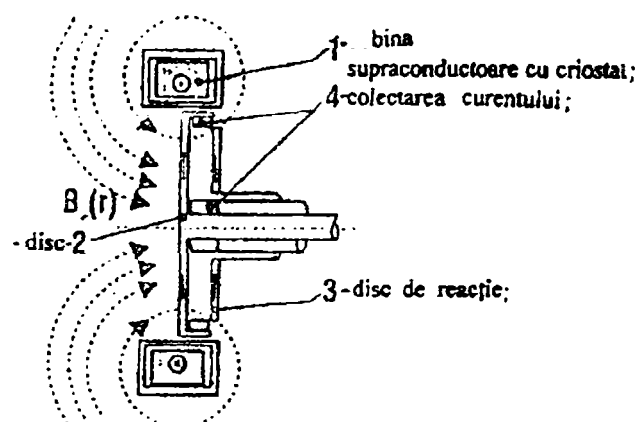


Fig. 1.14. Schița mașinii homopolare cu înfășurare S.C. de c.c. de tip radial [47].

Pentru diminuarea principalului dezavantaj al acestui tip de mașini și anume, obținerea unei tensiuni mici în indus, s-au încercat diferite procedee de mărire a acesteia, fără prea mult succes însă. Astfel, mărirea tensiunii prin majorarea fluxului magnetic este condiționată de limitele constructive și anume de lungimea activă a indusului, precum și de acelea de ordin mecanic privind diametrul și turația rotorului. S-au căutat soluții de mărire a tensiunii prin bobinarea rotorului. Au fost construite rotoare de tip colivie, cu conductoare diametrale și inele colectoare la capete, acest tip de mașini căutând să rezolve o parte din problemele semnalate [53]. Nu s-au obținut însă rezultate notabile privind creșterea de tensiune, care să îndreptățescă utilizarea acestor soluții.

Întrucât un disc, respectiv un tambur are efectul unui singur conductor rotoric, tensiunile U_c fiind reduse, obținerea unei tensiuni mai mari poate fi realizată prin împărțirea discului sau tamburului în segmente singulare, izolate, care se conectează în serie pe grupe și care vor fi prevăzute în locul inelelor colectoare simple, cu inele colectoare segmentate (fig. 1.11). Datorită limitării, în funcție de unele condiții naturale a mărimii razei R a discului sau tamburului și a vitezei maxime a acestuia v_{max} , la inducțiile B mari care se pot obține cu bobinele S.C., problematica cercetării trebuie să se axeze în mod deosebit asupra curenților I mari din contactele rotative. Deoarece contactele cu inele colectoare cu perni de carbon au pierderi de transport de curent și de frecare relativ mari, care conduc la pierderi totale mai mari de 20%, s-a încercat introducerea de contacte cu metal lichid. Acestea însă, în cursul primelor testări, nu s-au comportat bine din punct de vedere tehnologic. Se pare însă că, în ultimul timp, americanii au reușit să obțină rezultate bune și în această direcție.

În schița din fig. 1.14. (a tipului radial de mașină) se poate vedea mai bine modul de funcționare descris anterior. Se poate observa criostatul unde se află înfășurarea inductivă S.C. de c.c. discul similar unui de tip Faraday, periile colectoare și bornele de conectare la consumatori, în cazul în care mașina lucrează ca și generator de c.c. și respectiv bornele de alimentare cu c.c. în cazul în care lucrează ca și motor. Tensiunea care s-a realizat cu astfel de mașini generatoare de c.c. cu un singur disc a fost redusă, de 6-40 V, dar ele au putut furniza un c.c. de până la 150.000 - 200.000 A [6].

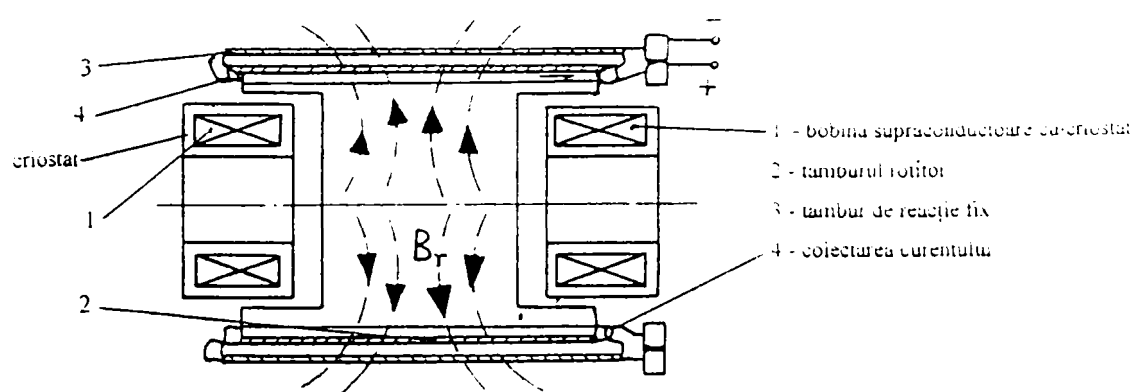


Fig. 1.15. Schița mașinii homopolare cu înfășurare S.C. de c.c. de tip axial.

La tipul axial de mașină criogenică homopolară de c.c. înfășurările de excitație S.C., când avem mai multe înfășurări, sunt astfel legate între ele încât să creeze un flux magnetic ale cărui linii de câmp să traverseze armăturile rotorului de tip tambur prin partea lui activă, respectiv prin armături, perpendicular pe direcția axului, pentru a crea t.e.m. în acestea, provocând astfel apariția în ele a curentului electric, așa după

cum se poate vedea în schița din fig. 1.15. Partea activă a tamburului este uneori acoperită cu un cilindru din cupru, ea putînd fi considerată ca fiind formată dintr-o serie de conductoare paralele cu axa de rotație a mașinii.

Mașinile criogenice homopolare sunt prevăzute cu discuri, respectiv cu cilindri staționari de reacție. Rolul acestora este de a atenua reacția cuplului mașinii provocată de o variație bruscă a turației acesteia, care la rândul ei poate cauza o variație a câmpului magnetic în înfășurarea S.C., ceea ce ar induce în armăturile acesteia o t.e.m. variabilă. Funcția acestuia este deci de a anula forțele și momentele care prin reacție ar putea apărea în înfășurarea de câmp. Prin armăturile discului, respectiv tamburului staționar, trece curentul electric din rotor și străbate același câmp magnetic, apărînd astfel un cuplu asemănător. Curentul electric în discul staționar are sens contrar celui din discul rotitor. Fluxul magnetic care apare este defazat cu 90° față de câmpul de excitație și nu dă naștere nici unei reacții rotorice, protejează însă înfășurarea S.C. La mașina cu înfășurarea de câmp, reacția cuplului acesteia este preluată de cilindrul staționar care este coaxial cu rotorul.

În prezent există diverse configurații de mașini homopolare cu înfășurări S.C. axiale care se pare că au condus la rezultate promițătoare, ele fiind încă în curs de experimentare, rezultatele nefiind încă publicate.

Proiectarea mașinilor criogenice homopolare de c.c., în cazul în care acestea lucrează ca și motor, cu o putere și o turație dată, necesită, în primul rând, stabilirea ipotezelor de lucru, determinarea tipului mașinii, calculul înfășurării S.C., stabilirea diametrului și a tipului constructiv al rotorului, proiectarea instalației criogenice, precum și a restului subansamblelor, întreg ansamblu al acestor lucrări urmînd să se regăsească în metodologia de analiză și proiectare a mașinii criogenice homopolare axiale pe care am elaborat-o și prezentat-o în continuare. Pentru început, în cele ce urmează, voi expune și analiza cunoștințele privind stadiul actual al proiectării și exploatării acestor mașini.

1.3.2. CUNOȘTINȚELE PRIVIND STADIUL ACTUAL ÎN PROIECTAREA ȘI EXPLOATAREA MAȘINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE DE C.C.

Experiența în cercetarea, proiectarea și fabricarea mașinilor homopolare în general și a celor criogenice, în special, se poate afirma că este foarte redusă. Călătoria de documentare făcută în Germania la Universități, Institute și Întreprinderi de profil din Dortmund, Karlsruhe, Hanau, Jena și München mi-a permis să adun relativ puțin material bibliografic privind acest subiect. În literatura de specialitate se găsesc foarte puține referiri la această problemă. Prezentarea unor metodologii de proiectare a acestor mașini nu am găsit nicăieri. Nici bibliotecile de pe INTERNET pe care le-am consultat nu conțin un material documentar mai bogat. Din acest motiv materialul pe care-l prezint în continuare este destul de sărac în exemple concrete. Doar despre mașinile construite de IRD din Anglia în anii 1966-1972, sub denumirea de mașini Fawley, respectiv una de 50 CP pur experimentală și alta de 3250 CP folosită mulți ani și cu bune rezultate în producție la antrenarea unor pompe, au fost publicate și unele date mai concrete [5;6;7]. Din acest motiv și deoarece cercetările făcute în celelalte țări nu au fost făcute publice, cunoscîndu-se prea puțin despre ele, mă voi rezuma în cele ce urmează să prezint succint câteva date tehnice publicate cu privire la aceste mașini criogenice homopolare de tip radial, în literatura de specialitatea menționată găsindu-se și unele date de

detaliu. Menționez că nu am găsit date privind mașinile homopolare cu înfășurare S.C. de tip axial, fapt ce m-a obligat să le rețin pentru comparație pe acelea care se referă la mașinile de tip radial.

În cadrul proiectului IRD s-a construit, ca primă etapă, un motor homopolar S.C. radial de 50 CP cu un câmp staționar determinat de o bobină solenoidală S.C. Acesta s-a confecționat pentru a se experimenta și constata funcționabilitatea și fiabilitatea instalației și pentru a se stabili principiile de proiectare a acestor mașini, cercetările din acest domeniu fiind o premieră mondială la acea oră.

Mașina Fawley, de 3250 CP, a fost construită pe principiul mașinilor homopolare de tip radial, având o singură înfășurare S.C. de câmp (de excitație). Ea a lucrat la o temperatură de 4,4 K, fiind răcită cu heliu în circuit închis. Înfășurarea are forma unui toroid dreptunghiular, cu un diametru al găurii de 2,4 m, un diametru exterior de 2,8 m și o lungime axială de 0,53 m. La construirea bobinelor s-au folosit 5,25 tone de material S.C., pentru a produce un flux total de 7,1 Wb.

Cablul a fost torsionat din material compozit din NbTi înveliș de Cu. Conductorul a fost format din 5 filamente cu un diametru de 0,508 mm, forma finală a secțiunii benzii S.C. fiind dreptunghiulară cu dimensiunile de 10 mm x 1,3 mm. Lungimea unui cablu S.C. a fost de 1825 m, iar numărul acestora a fost de 18, corespunzătoare celor 18 discuri duble, forma sub care s-a făcut bobinarea. În înfășurări s-au folosit distanțatoare din rășină epoxidică întărită cu fibre de sticlă. Izolarea finală s-a făcut cu lac. Între spire s-a făcut și o izolare cu benzi din fibră de sticlă și poliester izoftalic cu o grosime de 0,127 mm. Densitatea critică de curent prin filament, la 4,2 °K și 0 T, a fost de 720 A/mm², prin conductor de 40 A/mm² și prin bobină de 25,50 A/mm². Inductanța a fost de 55 H, iar numărul de amperi spire a fost de 2,86 x 10⁶ Asp. S-a realizat o inducție magnetică axială de 3,5 Wb/m² și una radială de 2,7 Wb/m².

Fluxul magnetic util al mașinii, deci cel care întreține discul între inelele colectoare, a fost de 6,45 Wb și din acest motiv la o viteză de rotație a arborelui motor de 200 rot/min, tensiunea dezvoltată de un singur disc ar fi fost de numai 21,5 V, iar pentru 2 discuri, puterea necesară ar fi fost dată de 43 V și 58000 A, ceea ce nu ar fi dat satisfacție în exploatare din motive mecanice și de fiabilitate. Soluția găsită a fost de a segmenta discul așa după cum se poate vedea în fig. 1.11. În urma segmentării discului rotor, tensiunea totală obținută a fost de 450 V, iar intensitatea curentului de 5800 A, în aceste condiții obținându-se în final o putere de 2494 kW.

Mașina homopolară cu înfășurare S.C. de 3250 CP de tip Fawley a funcționat până prin anii optzeci, demonstrând o mare fiabilitate. Costurile de realizare și de exploatare au fost însă mai mari decât acelea ale unor mașini convenționale de puteri similare. Cercetările făcute au permis însă concluzia că în situația unor mașini de puteri mai mari, care uneori nici nu pot fi atinse cu mașinile similare convenționale, costurile de realizare și de exploatare a acestor mașini criogenice devin competitive, ele fiind mai mici decât al celorlalte.

După anii nouăzeci, odată cu punerea la punct a tehnologiilor de fabricație a supraconductoarelor de tip HTS, mai performante decât a acelor de tip LTS cu care au fost echipate primele mașini criogenice homopolare, cercetările și experimentările acestui tip de mașini au fost reluate în toată lumea, ele fiind însă în prezent făcute mai ales asupra mașinilor homopolare cu înfășurare S.C. de tip axial, care au demonstrat posibilitatea obținerii unor rezultate superioare acelor de tip radial. Aceste rezultate se pare că nu s-au lăsat

mult aşteptate, ele fiind obţinute atât în Anghia şi în Japonia, dar mai ales în SUA. Din motive de securitate însă ele nu au fost făcute publice deocamdată.

În prezent, marea majoritate a cercetărilor privind motoarele criogenice homopolare se desfăşoară în USA, mai ales la Naval Research Laboratory (NRL) şi la Naval Surface Warfare Center (NSWC), americanii echipând în prezent cu astfel de maşini navele militare (dar şi comerciale), precum şi, mai ales, submarine [89]. În 1994 în SUA se testa un motor homopolar HTS de 112 CP, care avea bobina răcită într-o baie de neon lichid la 28 °K. Pentru submarine sunt testate motoare homopolare de până la 10000 CP, cu care se intenţionează să se doteze acestea în viitorul apropiat [89].

Motoare criogenice homopolare comerciale sunt testate şi construite de Reliance Electric Company of Cleveland Ohio, USA, care au obţinut rezultate similare cu acelea menţionate anterior [89].

Punerea la punct a tehnologiilor de fabricaţie a motoarelor homopolare cu înfăşurări S.C. bazate pe materiale şi cǎmine HTS performante va conduce (probabil) la realizarea în serie a acestora, cu eficienţă mare şi costuri din ce în ce mai mici, fapt ce va asigura totodată şi lărgirea sferei lor de utilizare. Rezultate spectaculoase se vor obţine numai atunci când vor fi realizate materialele S.C. care să lucreze la temperatura mediului ambiant şi care să poată fi fabricate în producţie de serie şi la costuri rezonabile. Sperăm că acest timp nu va fi prea departe.

1.3.3. CONSIDERAŢII PRIVIND METODOLOGIA DE ANALIZĂ ŞI PROIECTARE A MAŞINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE DE C.C.

În perioada de documentare şi cercetare bibliografică în ţară şi în străinătate nu am găsit publicată nici o referire la existenţa unei metodologii de proiectare a maşinilor criogenice homopolare în general şi deci nici a acestora axiale avute în vedere în lucrarea de faţă. Proiectarea şi execuţia acestor maşini a fost făcută şi se face încă de către diferite firme în lume pe prototipuri experimentale, fără însă să fie permisă publicarea documentaţiei, ea fiind ținută deocamdată secretă.

În urma obţinerii unor date, nume şi adrese de pe INTERNET [89], am încercat să obţin unele informaţii pe această temă de la Naval Research Laboratory (NRL), de la Naval Surface Center (NSWC) şi de la Reliance Electric Company of Cleveland, Ohio, SUA, printre singurele instituţii care se pare că cercetează, proiectează şi execută astfel de maşini în prezent. Încercările mele s-au soldat însă cu un eşec. Verbal mi s-a transmis la telefon că sunt documente deocamdată secrete.

Deoarece cercetările pe care le-am făcut până în prezent au condus la concluzia că maşina criogenică homopolară axială este tipul optim care răspunde majorităţii cerinţelor, aceasta fiind aproape în exclusivitate utilizată practic în ultimul timp, dar şi deoarece prin tema tezei de doctorat s-a impus de la început cercetarea acestui tip de maşină, în cele ce urmează voi analiza numai metodologia de proiectare a acestui tip de maşină homopolară.

Datorită considerentelor de mai sus la elaborarea unei metodologii de analiză şi proiectare a unei maşini homopolare criogenice axiale, construită cu cabluri de tip HTS, cum este cazul aceleia tratate de mine în lucrare, a trebuit să procedez la analiza şi asamblarea unor date existente pentru unele subansamble similare cu acelea ale acestor tipuri de maşini, folosite, însă, în prezent la diferite alte instalaţii şi să elaborez

o metodologie de proiectare proprie. Astfel, de exemplu, în cursul călătoriei de documentare din Germania am găsit unele date privind proiectarea înfășurării or solenoidale S.C., similare cu acelea utilizate la mașinile homopolare S.C. La Institutul de Cercetări din Karlsruhe, în perioada când am fost acolo, se proiecta și se testa în laboratoare electromagneți cu înfășurări solenoidale S.C. de mare putere pentru acceleratoare nucleare, iar la Universitatea Tehnică din München se executase deja o lucrare de cercetare a unor acumulateoare de energie criogenice, construite cu un tip similar de înfășurări S.C.. În ambele cazuri au fost proiectate și executate acest tip de înfășurări, folosindu-se cabluri de tip LTS și nu de tip HTS ca și în cazul acelorora utilizate de mine în proiectare. În ambele cazuri nu am obținut documentația de execuție a acestora. La Centrul de cercetări a firmei Siemens de la Erlangen se testau însă și cabluri S.C. de tip HTS, dar pe generatoare electrice sincrone de c.c. Deși am încercat să obțin aprobarea vizitării acestor laboratoare, nu am reușit acest lucru. Informațiile culese în perioada de documentare în Germania mi-au fost însă deosebit de utile la elaborarea metodologiei tratate în lucrare.

Pe lângă cele amintite mai sus am folosit la elaborarea metodologiei de analiză și proiectare a mașinii, cercetate și datele bibliografice găsite și prelucrate în perioada de documentare [9; 12; 13; 29; 41; 46; 47; 53; 59; 65] și care se referă în cea mai mare parte la calculul câmpurilor magnetice ale înfășurătorilor solenoidale S.C. în general și mult mai puțin în mod specific la cazul concret studiat de mine.

La elaborarea metodologiei de lucru amintite am considerat că aceasta trebuie să fie structurată pe etape obligatorii de parcurs în mod secvențial. Astfel în prima etapă este necesar ca pe baza temei de cercetare să se stabilească ipotezele de lucru și particularitățile specifice constructive ce trebuiesc avute în vedere în cazul respectiv.

Calculul preliminar al mărimilor caracteristice principale de proiectare va fi necesar să se facă într-o fază imediat următoare în vederea stabilirii unei soluții inițiale aproximative care să stea la baza calculelor de analiză, proiectare și optimizare a înfășurării S.C. a indusului și a determinării dimensiunilor înțegale ale rotorului mașinii homopolare. În această fază vor fi stabilite și primele dimensiuni de gabarit ale instalației de răcire a înfășurării și ale mașinii în ansamblul ei. Cele două etape amintite vor alcătui Studiul de fezabilitate tematicii abordate. Acest studiu va cuprinde și calculul tehnico-economic de evaluare a investițiilor, a perioadei lor de recuperare și în final a oportunității și necesității acestora. Rezultatele obținute vor permite formularea concluziilor și luarea deciziei de continuare a proiectării propriu-zise a mașinii sau de reluare a celor două etape cu alte date și ipoteze de lucru, iar în caz extrem se poate hotărâ abandonarea cercetării și proiectării.

De abia în urma parcurgerii acestor etape se va putea trece în primă instanță la analiza modalităților de calcul al câmpului magnetic al înfășurării S.C., precum și la calculul propriu zis ale acestuia. Analiza și proiectarea înfășurării S.C. a acestor mașini constituie, de fapt, etapa fundamentală din cadrul metodologiei de lucru elaborate. Această etapă se poate subdivida la rândul ei în două subetape. Într-una de analiză a modalităților de calcul al câmpului magnetic al înfășurării S.C. neecranate, de alegere a metodei de calcul celei mai adecvate a acesteia și de stabilire pe baza ei a metodologiei de analiză, proiectare a solenoidului S.C. În a doua subetapă se vor analiza modalitățile de calcul al câmpului magnetic al înfășurării S.C. de data aceasta ecranate, de alegere a metodei de calcul ce urmează a se folosi în acest caz și de stabilire a

metodologiei de analiză și proiectare a solenoidului S.C. ecranat. Fiecare din aceste subetape vor fi tratate pe larg în câte un capitol al lucrării. În această etapă se vor stabili mărimile electrice și magnetice de funcționare ale mașinii. Această etapă a necesitat o analiză a multiplelor metode și variante de calcul și o comparare a avantajelor și dezavantajelor fiecăreia pentru ca să se poată alege aceia sau acelea care se pretează cel mai bine cazului din tema de proiect. A fost necesară, de asemenea, adaptarea proiectării solenoidului la caracteristicile specifice mașinii homopolare cu înfășurare S.C., stabilirea interconstrucțiilor acestui subansamblu cu celelalte ale mașinii și în principal cu acelea ale rotorului și ale instalației de răcire a înfășurării S.C. și în final includerea acestuia în ansamblul acesteia.

Urmează etapa de calcul al forțelor electromagnetice care apar în înfășurare în timpul funcționării și a calculului de rezistență mecanică care să permită anularea efectelor distructive ale acestora.

În mod distinct se va face calculul și dimensionarea instalației criogenice necesare răcirii mașinii, respectiv în principal a înfășurării S.C., la temperatura regimului de lucru optim al acesteia. Este o etapă care va fi tratată mai sumar în lucrarea de față.

Etapa de calcul specifică numai mașinilor criogenice homopolare axiale este aceea a optimizării ansamblului solenoid S.C.-criostat-tambur rotor, inițial fără ecran și după aceea cu ecran. Acestei etape i-am acordat o atenție deosebită prezentând-o într-un capitol aparte. Este etapa fundamentală în care se definitivează forma constructivă a mașinii, stabilindu-se parametrii principali de funcționare ale acesteia, precum și dimensiunile de detaliu și de gabarit ale ei. Este totodată și etapa pentru care nu am găsit nici o referire în literatura de specialitate.

Într-o etapă imediat următoare se va proiecta rotorul mașinii și sistemul de alimentare cu curent electric al acesteia. În această etapă se va acorda o atenție deosebită proiectării sistemului de perii colectoare de curent al tamburului rotor, segmentat în mod corespunzător, deoarece această instalație prezintă unele particularități specifice în acest caz. Sunt aspecte care trebuiesc tratate în mod deosebit, ele influențând în mare măsură buna funcționare a mașinii.

În final se vor calcula și respectiv dimensiona celelalte componente ale mașinii criogenice homopolare. O mare parte din forma și dimensiunile carcasei se vor admite în mod constructiv prin comparație cu unele mașini electrice similare existente în exploatare.

În lucrare am acordat o atenție specială etapelor de stabilire a mărimilor electrice și magnetice, ale câmpului magnetic al înfășurării S.C. neecranate și ecranate, precum și optimizării ansamblului solenoid S.C.-criostat-tambur rotor-ecran ca fiind esențiale și specifice acestor mașini, restul etapelor din cadrul metodologiei de analiză și proiectare a mașinilor criogenice homopolare, axiale, le-am tratat într-un mod mai sumar, analizând mai ales particularitățile lor. În cele ce urmează, în acest capitol, dar și în capitolele următoare, vor fi tratate detaliat etapele amintite mai sus din cadrul metodologiei respective.

1.3.4. IPOTEZE DE LUCRU ȘI PARTICULARITĂȚI CONSTRUCTIVE AVUTE ÎN VEDERE ÎN CALCULUL MAȘINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE DE C.C.

Calculul de proiectare al mașinilor criogenice homopolare nu poate fi făcut prin metodologia clasică folosită la mașinile convenționale heteropolare, datorită, pe de-o parte particularităților specifice în calculul electromagnetic al înfășurărilor S.C., iar pe de altă parte a acelor constructive [9:37:55;57:65]. Particularitățile specifice înfășurărilor S.C. de tip solenoidal, folosite la construirea acestor mașini și de care se va ține cont în proiectarea electromagnetică a lor, sunt următoarele:

- Spre deosebire de înfășurările convenționale, unde un rol important în producerea câmpului magnetic și a distribuției acestuia îl dețin materialele feromagnetice, la cele S.C. utilizarea acestor materiale nu mai produce același efect din cauza saturării lor sub acțiunea unor câmpuri puternice. În absența acestor materiale calculele se vor putea face ca și pentru un mediu omogen și liniar. O consecință directă a acestei particularități o constituie greutatea mult mai mică a sistemelor criogenice.

- Bobinele S.C., datorită densității critice de curent mari din supraconductorii constituiți, pot fi echivalate în calcule cu plăci de curent, fapt ce conduce la o simplificare a calculelor electromagnetice.

- Înfășurările S.C. ale mașinilor homopolare sunt întotdeauna de formă solenoidală sau eventual toroidală, având deci o axă de simetrie și putând fi calculate prin metode mult mai simple, specifice acestora, atât în cazul soluțiilor analitice, dar mai ales în cazul acelor numerice. Calculele se vor face similar cu acelea ale solenoizilor convenționali, cu deosebirea că la aceia S.C. nu se vor impune restricții privind uniformitatea câmpului.

- Spre deosebire de mașinile heteropolare, la cele unipolare liniile de câmp magnetic produse de înfășurarea S.C. solenoidală, care traversează perpendicular armătura rotorului, se va considera că se mențin constante în timp ca și direcție, sens și mărime.

- Câmpurile magnetice mari realizate de înfășurările S.C. impun ecranarea acestora, de regulă cu medii feromagnetice, pentru a se evita efectele nedorite pe care acestea le pot produce. Dintre acestea amintesc în primul rând influența exercitată, în general, asupra circuitelor electrice și magnetice din apropiere, cum ar fi, de exemplu, aceia asupra echipamentelor și instrumentelor de măsură și control din jurul bobinei, sau asupra înregistrării datelor din calculatoare. Aceste câmpuri magnetice mari pot avea, totodată și o acțiune nocivă asupra organismului uman care lucrează în spațiul înconjurător. Prin amplasarea feromagneților în jurul bobinei, câmpul magnetic în spațiul ecranat se intensifică, reducându-se energia totală a lui. În timp ce în spațiul exterior al ecranului acesta nu mai pătrunde. În lipsa unei ecranări și în cazul în care în spațiul înconjurător avem și alți magneți neecrași, se va putea ajunge la o cuplare electromagnetică (datorită) a lor. Prin ecranarea bobinelor această cuplare se poate elimina. În afara ecranelor feromagnetice, folosite cel mai mult acum în practica curentă, se poate face o ecranare și prin utilizarea unor conductoare sau plăci de curent electric auxiliare purtătoare de curent care se amplasează în jurul înfășurării, precum și prin utilizarea unor ecrane din aliaje de fier sau din materiale din pământuri rare. Solenația produsă de bobină va fi mai mare în cazul folosirii ecranelor feromagnetice, datorită permeabilității relative mai mari decât cea

a aerului. Ecranul bobinei influențează și distribuția câmpului în spațiu, precum și configurația câmpului în jurul și în interiorul bobinei.

La dimensionarea ecranului se introduc, de obicei, anumite ipoteze simplificatoare. Astfel, de exemplu, deși se știe că fierul nu se magnetizează uniform chiar și în cazul unor geometrii simple, în calcule se va considera o magnetizare uniformă și o permeabilitate magnetică în fier infinită. Aceste ipoteze simplificatoare pot fi utilizate în cazul unei prime aproximări, ele sunt inadecvate însă în cazul calculelor mai exacte și acolo unde se solicită un grad avansat al performanțelor, cum sunt unele instalații din sistemele de fuziune nucleară mai pretențioase. De asemenea, în cazul unor câmpuri magnetice mari fierul devine saturat, iar presupunerea că permeabilitatea magnetică este infinită ar putea conduce la erori sensibile [47]. Alegerea, mărimea și poziția ecranelor din materiale feromagnetice, care urmează să se amplaseze în apropierea bobinelor S.C., depinde de o serie de factori, cei de natură economică și de protecție a mediului înconjurător fiind de multe ori determinanți.

Mașinile homopolare cu înfășurare S.C. prezintă și o serie de particularități specifice de natură constructivă, care se referă la toate tipurile (atât la acelea radiale, cât și la acelea axiale), cum sunt:

- Existența unei instalații criogenice de menținere a temperaturii de funcționare a înfășurării S.C. sub temperatura critică a supraconductorului folosit, care în cazul acestor mașini utilizează o cuvă Dewar, bobinele S.C. fiind imersate în lichidul de răcire (de obicei heliu sau azot) al acesteia. Ele sunt suspendate în cuvă și protejate de un ecran de radiație. Costul instalației criogenice și cheltuielile de întreținere a ei indică mult costul acestor mașini față de acelea convenționale, ele devenind competitive numai acolo unde se cer puteri mari și deci unde, la cerințele care se impun, nu mai pot face față acelea convenționale.

- Funcționarea sistemelor criogenice (înfășurarea S.C. - instalație criogenică) necesită un echipament special de păstrare strictă a acestuia în limitele parametrilor critici (T_c , J_c , B_{c1} și B_{c2}). Orice depășire a acestora va provoca o destabilizare a sistemului.

- Excitația acestor mașini este realizată cu înfășurarea S.C. din stator. Ea produce solenația, respectiv câmpul magnetic necesar inducerii t.e.m. în rotor, care în acest caz este mică, curenții pe partea indusă fiind însă mari. Rotorul este de tip disc sau tambur de regulă segmentat.

- Mașina cu înfășurare S.C. axială, este prevăzută cu un tambur staționar care va prelua și anula forțele și momentele care prin reacție ar putea să apară în mașină.

- O altă particularitate a acestor mașini criogenice constă în modul de calcul al puterii. În cazul folosirii la construirea mașinii homopolare a unor solenoizi convenționali răciți cu apă, inducția magnetică în centrul acestora și puterea lor se calculează cu unele relații care au în formulă rezistivitatea conductorului care în cazul cablurilor S.C. tinde spre zero. Aceste expresii vor fi deci neutilizabile.

În cazul acestor mașini, deci, puterea nu se poate calcula în mod obișnuit, numai cu relația $P = UI$, așa după cum se procedează în cazul mașinilor de c.c. convenționale, deoarece prin indusul lor se vehiculează curenți electrici cu o intensitate de mii de Amperi, care poate să fie în acest caz limitat de capacitatea de a-l transmite al sistemului de inele colectoare și nu de alte considerente. Aceste mașini sunt caracterizate de modul de transmitere a curentului care poate fi vehiculat prin inelele colectoare, raportat la un metru de circumferință de pe rotorul pe care îl spală, mărime notată cu q (A/m). Va fi nevoie deci să

exprimăm puterea în funcție de acest q și de fluxul magnetic Φ (Wb). Relația de calcul a fluxului magnetic în funcție de inducția magnetică și de potențialul magnetic vector este dată de relația [67; 76]:

$$\Phi = \int_{S_r} \vec{B} d\vec{S} = \int_{S_r} \text{rot} \vec{A} d\vec{S} = \int_{\Gamma} \vec{A} d\vec{l} \quad (1.1)$$

Fluxul total Φ din armăturile conductorilor rotorici ai unei mașini homopolare convenționale de tip tambur, la o singură rotație, este definit și ca fluxul total care induce tensiunea dintre periile colectoare de c.c. ale acestora, iar pentru o mașină cu o singură pereche de inele colectoare (respectiv cu o singură armătură), va fi dat de relația [5]:

$$\Phi = \pi \cdot D_t \cdot I_t \cdot K_f \cdot B_i \text{ (Wb)}, \quad (1.2)$$

unde D_t reprezintă diametrul exterior al armăturii în m, l_t lungimea acesteia în m, B_i inducția magnetică maximă în interstițiu în Wb/m² și K_f raportul dintre inducția medie în dreptul polului și inducția maximă. La mașinile homopolare cu înfășurare S.C. nu se poate folosi relația sub această formă, utilizată la mașinile convenționale, deoarece la acestea încărcarea electrică q specifică se referă la conductorii convenționali din rotor. La mașinile criogenice homopolare însă, unde curentul electric vehiculat are valori mult mai mari decât la acelea convenționale, este mai utilă definirea lui q ca fiind curentul total prin inelul colector pe metru de circumferință spălată de perii, exprimându-se în Amperi pe metru (A/m) [5]. Lucrul mecanic efectuat în acest caz la o singură rotație va fi dat de relația:

$$I_{mr} = \Phi \cdot Z_a \cdot I_a \text{ (Ws/rot)}, \quad (1.3)$$

unde I_a reprezintă curentul printr-o armătură (un segment al rotorului), iar Z_a numărul total de armături. Ținând cont de faptul că încărcarea electrică specifică este dată de relația: $I_a \cdot Z_a = \pi \cdot D_t \cdot q$, și avînd expresia puterii în funcție de lucrul mecanic efectuat la o rotație, vom putea scrie raportul dintre puterea mașinii și turație sub forma relației următoare:

$$\frac{P}{n} = \frac{\Phi \cdot \pi \cdot D_t \cdot q \cdot 10^{-3}}{60}, \quad (1.4)$$

unde n este turația mașinii dată în rot/min.

În cazul în care avem N_{pi} perechi de inele colectoare expresia mai generală a puterii exprimată în kW va fi dată de relația:

$$P = \frac{n \cdot N_{pi} \cdot \Phi \cdot \pi \cdot D_t \cdot q \cdot 10^{-3}}{60} \text{ (kW)} \quad (1.5)$$

Expresia pusă sub această formă rămâne valabilă și în cazul în care mașina se segmentează. În acest caz însă, pentru ca să se calculeze q cât mai exact, va trebui să se țină cont că inelul colector devine inactiv pe porțiunea unde periile mătură zona unde există stratul izolator dintre segmentele discului. Experimental s-a stabilit că dacă se utilizează perii din cupru superior, cu un conținut ridicat de grafit, în funcție de viteza

inelului colector și de lungimea acestuia, se pot atinge pentru q mărimi de până la 30.000 A/m, iar în cazul folosirii unor contacte alunecătoare introduse într-o baie de metal lichid, se poate atinge chiar 100.000 A/m [5].

Mărimea lui q este o caracteristică a sistemului de inele colectoare de la mașinile criogenice homopolare și deci în mod implicit și a acestora. Ea se stabilește, de obicei, în mod experimental de către firma constructoare. În calculele de proiectare se poate alege o valoare propusă în literatură, urmînd să se facă o verificare ulterioară în exploatare.

În cazul unor perii convenționale, valoarea maximă a raportului P/n este cuprins între 60 și 100 kW/rot. putînd fi mărit pînă la 300 kW/rot, fără a se recurge la metale lichide [5].

Formularea întregului ansamblu de ipoteze de lucru și a particularităților specifice mașinilor homopolare cu înfășurare S.C., atât al acelor de natură electromagnetică, cât și al acelor de natură constructivă, creează premisele efectuării calculului preliminar și respectiv al studiului de fezabilitate, iar în cele din urmă a trecerii la etapa următoare de proiectare al calculului de determinare a parametrilor câmpului magnetic al înfășurării S.C. și a mărimilor rezultante.

1.3.5. CALCULUL PRELIMINAR DE DETERMINARE A MĂRIMILOR CARACTERISTICE PRINCIPALE DE PROIECTARE A MAȘINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE DE C.C.

Calculul preliminar de determinare a mărimilor caracteristice principale de proiectare a mașinilor criogenice homopolare axiale se face în vederea stabilirii unei soluții inițiale aproximative pe baza temei de proiect care să permită elaborarea Studiului tehnico-economic de evaluare a investiției și trecerea la etapele de proiectare propriu zise și de optimizare a formei constructive finale a acestora. În această etapă din cadrul metodologiei de proiectare a acestor mașini se va preciza, în funcție de tema de proiectare, în ce mod va funcționa mașina, ca și generator de c.c. sau ca și motor de c.c. și se va defini tipul mașinii criogenice homopolare radiale sau axiale. Se va preciza puterea instalată pe care o consumă pentru a furniza energie electrică sau respectiv mecanică. Se precizează și parametrii curentului electric furnizat, respectiv a celui cu care este alimentată mașina. Vor fi date și condițiile speciale de lucru ale acesteia, cum ar fi limite de greutate, de gabarit, turația de lucru, limite privind ecranarea, siguranța în exploatare, durata de viață, precum și alte limite tehnice și economice. Alte mărimi care se dau inițial ca și date de calcul sunt tensiunea nominală, felul curentului electric de alimentare a bobinei, tipul armăturii, regimul de funcționare. Se poate da și diametrul rotorului, fapt ce va permite, după stabilirea formei constructive a mașinii, să se determine diametrul interior al înfășurării S.C. Stabilirea diametrului rotorului, atunci când acesta nu a fost dat în cadrul temei de proiectare, se face în primul rînd în funcție de rezultatele obținute în urma calculului de optimizare a ansamblului solenoid S.C.-criostat-tambur rotor-ecran, dar se face și în funcție de considerente de natură mecanică și a rezistenței materialelor, de puterea pe care urmează să o transmită, precum și în funcție de unele considerente constructive.

Forma cuvei criogenice, în acest caz, este de obicei un inel circular cilindric sau toroidal care în funcție de poziția față de rotor și de piesele și subansamblele înconjurătoare va trebui să se modeleze în mod

adekvat. Vor rezulta primele limitări privind raza interioară a_1 a înfășurării S.C., a aceleia exterioare a_2 și a lungimii înfășurării S.C. $H = 2 b$. Se vor apărea totodată primele dimensiuni de gabarit ale cuvei criogenice. Se stabilește și tipul de cablu S.C. ce se va folosi, ținându-se cont de toate considerentele prezentate cu privire la acest aspect, anterior, rezultând suprafața secțiunii supraconductoare a acestuia (S_{sc}), densitatea critică de curent (j_c), temperatura de lucru a fluidului de răcire și temperaturile în diferite puncte ale instalației de răcire în funcție de temperatura de lichefiere a acestuia.

În cazul solenozilor S.C. utilizați la mașinile homopolare alegerea cablurilor necesare la confecționarea acestora se face în principal în funcție de densitatea critică de curent j_c și de câmpul magnetic critic B_{c2} și respectiv B_{irr} . În urma analizei cablurilor S.C. existente pe piață, făcută într-un paragraf anterior, am admis, în lucrarea de față, pentru calculul înfășurărilor date ca și exemplu de lucru, un supraconductor HTS de tipul Bi-2223/Ag ($Bi_2Ba_2Ca_2Cu_3O_{10}$), care răspunde cel mai bine cerințelor acestui tip de mașini. Alegerea tipului constructiv de înfășurare S.C. de excitație se face după mai multe criterii, cum ar fi modul de lucru, felul curentului, conectarea în circuit, regimul de funcționare, rapiditatea de acționare, forțele care apar în armătură, și felul deplasărilor care au loc în ea datorate acestor forțe, etc. Desigur în acest caz se va ține cont și de tipul de instalație și încăntă criogenică folosită la răcirea bobinei.

În calculul preliminar de proiectare a mașinii homopolare se va ține cont și de următoarele considerente:

1. Construcția bobinei se va face în funcție de dimensiunile solicitate de circuitul magnetic. În prima fază, se va face un calcul preliminar al nucleului înfășurării. Din acest calcul se obțin primele valori, cu care după unele aproximări și rotunjiri, se pot determina valorile definitive de proiectare ale soluției inițiale aproximative, atât pentru mărimile electrice, cât și pentru dimensiunile constructive ale bobinei și criostatului.

2. În proiectare se ține cont de o serie întregă de coeficienți existenți în literatura de specialitate, utilizați pentru determinarea dimensiunilor optime ale întregului ansamblu bobină-instalație criogenică.

3. În calculul preliminar se admit unele ipoteze simplificatoare, prezentate mai sus în cadrul ipotezelor de lucru. De acestea se va ține cont și în calculul câmpului magnetic, precum și în proiectarea în ansamblu a mașinii criogenice homopolare.

4. În calcule se va admite că matrița solenoidului a fost complet umplută și că materialele utilizate sunt conform cerințelor, precum și că întreg subansamblu va permite asigurarea unei răciri eficiente și corespunzătoare necesităților cablurilor S.C.

5. Pentru realizarea unei utilizări cât mai bune a câmpului magnetic, distanța între suprafața bobinei și aceia a rotorului mașinii homopolare trebuie să fie cât mai mică posibil.

În calculul preliminar se vor determina, într-o primă aproximare, și următoarele mărimi: dimensiunile circuitului magnetic și ale bobinei, dimensiunile conductorului bobinei și a numărului de spire și încălzirea medie (care în cazul supraconductorilor, unde disiparea de energie este practic zero, încălzirea este provocată în special datorită schimbului de căldură cu exteriorul în special prin conducție și prin convecție). Această căldură va fi compensată de instalația criogenică.

Notațiile utilizate în calculul preliminar de proiectare și schița de lucru folosită pentru secțiunea prin cuva criogenică și înfășurarea S.C. sunt redată în Figura 1.16. În această figură am schițat și criostatul răcit cu azot lichid, cum este cazul dat ca și exemplu de calcul în lucrare, precum și izolația acestuia și spațiul izolator vidat de la exteriorul bobinei. Dimensiunile pereților despărțitori și totodată izolatori, precum și spațiul vidat și cel cu azot lichid, parte dintre ele se vor calcula, iar altele vor fi admise constructiv în funcție de recomandările existente în literatura de specialitate în această direcție. În spațiile din interiorul criostatului se montează distanțiere pentru distanțarea și rigidizarea instalației.

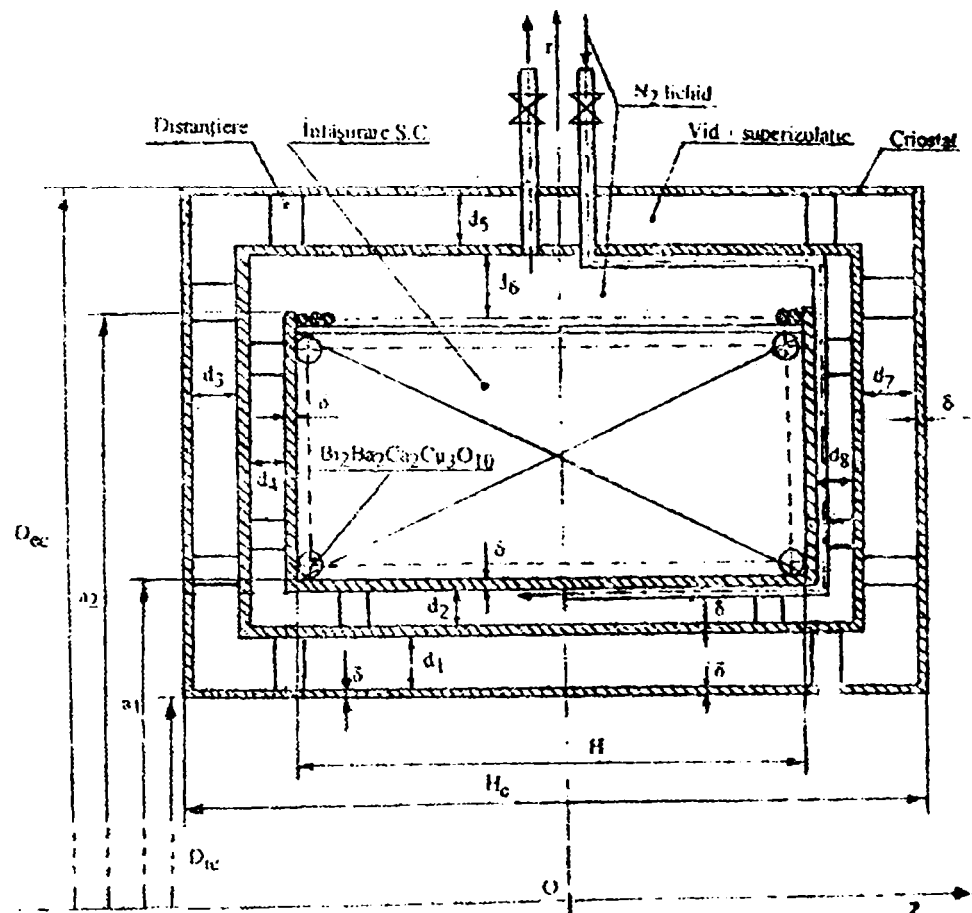


Fig. 1.16. Schița de lucru a secțiunii cuvei criogenice și a înfășurării S.C. necesară în calculele de proiectare.

La bobinele S.C., care sunt fără piese feromagnetice, unde nu se pun restricții referitoare la neomogenitatea câmpului, se recomandă găsirea unor soluții care asigură volumul minim de material S.C. În acest caz forma solenoidului va fi dependentă de a_1 , a_2 și $2b = H$, iar volumul solenoidului va fi dat de relația:

$$V = 2b\pi(a_2^2 - a_1^2) \quad (1.6)$$

În calcule, de cele mai multe ori, se atribuie o valoare lui a_1 sau lui a_2 în funcție de condițiile enumerate mai sus. Urmează ca în funcție de mărimile electromagnetice și respectiv de puterea cerută prin tema de proiect, să se modifice doar a_1 , respectiv a_2 , precum și $2b$ în mod adecvat, valoarea definitivă a lor fiind stabilită în urma calculului câmpului magnetic. Desigur, dacă mărimea atribuită lui a_2 sau a_1 nu corespunde, va putea fi și aceasta modificată în mod corespunzător.

Intensitatea maximă de curent ce va putea străbate cablul S.C. va fi dată de relația:

$$I = j_c S_{sc} \lambda_c, \quad (1.7)$$

unde j_c reprezintă densitatea critică de curent a filamentelor S.C. din cablul S.C., S_{sc} suprafața secțiunii cablului S.C., iar λ_c factorul de umplere a matriței acestui cablu. Mărimile j_c și λ_c sunt date de fabricantul cablului.

Lungimea conductorului din înfășurare se va calcula cu expresia:

$$l_c = 2b\pi(a_2^2 - a_1^2) / (f_u S_{sc}), \quad (1.8)$$

unde f_u este coeficientul de umplere al matriței înfășurării S.C., în calculele preliminare el urmând să se aproximeze în funcție de mărimile existente în literatură.

Numărul de spire al bobinei va rezulta din ecuația:

$$N_{sc} = 2b(a_2 - a_1) / (f_u S_{sc}). \quad (1.9)$$

În funcție de forma mașinii criogenice homopolare, de cablul S.C. ales și de dimensiunile inițiale admise se vor putea calcula, într-o primă aproximare, inducția magnetică în centrul înfășurării, precum și mărimile electromagnetice, ca, de exemplu, inducția magnetică, tensiunea electromotoare și fluxul magnetic în armăturile rotorice, iar în final și puterea respectivă. Pentru aceasta se vor putea utiliza, în cadrul calculului preliminar relațiile aproximative de mai jos.

Pentru mașina criogenică homopolară de tip axial, relația de calcul a tensiunii electromotoare induse în rotor va fi dată de relația:

$$U_{et} = \int_{l_i}^{l_e} (\vec{v} \times \vec{B}) dz = \frac{\omega R_t}{2} \int_{l_i}^{l_e} B(r) dz, \quad (1.10)$$

unde R_t reprezintă raza rotorului la nivelul unde sunt amplasate armăturile pe tambur, l_i și l_e lungimile interioară și exterioară de la axa Or de amplasare a periilor colectoare de curent electric, n turația tamburului, iar v reprezintă viteza armăturii indusului, fiind egală cu:

$$v = \omega R_t = \frac{2\pi n}{60} R_t.$$

Înlocuind se obține:

$$U_{et} = \frac{\pi n}{60} R_t \int_{l_i}^{l_e} B(r) dz. \quad (1.11.)$$

Aproximarea tensiunii electromotoare și a puterii se va putea face, în acest caz, în calculul preliminar, cu relațiile:

$$U_{et} = \frac{\pi n}{60} R_t L_t B_0 \quad (V), \quad (1.12)$$

$$P_t = \frac{\pi n}{60} R_t L_t I B_0 \quad (W), \quad (1.13)$$

unde: $L_t = l_c - l_f$ reprezintă lungimea părții active a tamburului, I intensitatea maximă a curentului electric ce trece prin cablul S.C., calculată cu relația (1.7), iar B_0 inducția magnetică calculată pentru centrul înfășurării cu relația Fabry dată în paragraful 2.4. Mărimile ce se obțin sunt maxime și constituie valorile approximate ale soluției inițiale pentru calculul câmpului magnetic.

În cazul mașinilor criogenice homopolare de tip axial fluxul magnetic se va putea calcula cu relația următoare:

$$\Phi = \int_{S_t} \overline{B} dS = 2\pi R_t \int_{l_f}^{l_c} B dz \quad . \quad (1.14)$$

Într-o primă aproximare, se va putea lua și în acest caz $B = B_0$, și $l_c - l_f = L_t$. Va rezulta:

$$\phi = \pi R_t L_t B_0 \quad . \quad (1.15)$$

Calculul preliminar se poate face și pornind de la puterea care urmează a se obține la mașina homopolară și aproximându-se R_t și L_t , determinându-se astfel într-o primă fază, inducția magnetică în centrul înfășurării S.C. – (B_0) și apoi, prin intermediul metodei grafo-analitice de calcul a câmpului magnetic (prezentată în capitolul următor), urmând să se stabilească în continuare dimensiunile geometrice ale bobinei, precum și restul parametrilor necesari soluției inițiale.

Odată ce ipotezele de lucru, forma constructivă inițială și calculul preliminar au fost stabilite, iar parametrii principali și dimensiunile de bază au fost determinate într-o primă aproximare, putându-se astfel contura o soluție inițială, se poate trece la proiectarea propriu zisă a mașinii homopolare, respectiv la calculul, în următoarea etapă, a câmpului magnetic al înfășurării S.C. de excitație a mașinii, a cărei baze teoretice, practice și metodologice de lucru le prezint în capitolele următoare.

II. PARTICULARITĂȚI SPECIFICE ALE MODULUI DE PROIECTARE A MAȘINILOR ELECTRICE CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE DE C.C.

2.1. CONSIDERAȚII PRIVIND METODELE DE CALCUL AL ÎNFĂȘURĂRILOR SOLENOIDALE S.C.

În cazul acestor mașini proiectarea înfășurării S.C. a indusului este determinantă atât sub aspect funcțional, cât și sub aspect economic, fiind deci normal ca problema dimensionării acesteia să reprezinte elementul fundamental al metodologiei respective. Problema proiectării înfășurării S.C. este, însă, complexă, având în vedere pe de o parte multitudinea posibilităților de realizare și, pe de altă parte, necesitatea stringentă de a se obține soluția optimă. Deoarece pentru a asigura funcționarea corespunzătoare a mașinii este imperios necesar ca înfășurarea S.C. să fie ecranată (datorită inducției magnetice mari), problema dimensionării ei se complică și mai mult. Stabilirea "directă" a structurii înfășurării S.C. ecranate nu este posibilă, deoarece în prealabil trebuie dimensionat ansamblul optim înfășurare S.C.-rotor, etapă în care se stabilesc dimensiunile de gabarit ale acestora, inclusiv ale instalației criogenice necesară, care trebuie de asemenea, proiectată în această fază. De abia după ce se obțin aceste date se poate trece la proiectarea ansamblului amintit împreună cu ecranul. Din aceste motive, de etapizare a proiectării, în prima fază preliminară se dimensionează înfășurarea S.C. optimă în cazul în care ea nu este ecranată și pe baza datelor obținute se stabilesc dimensiunile de gabarit și de abia după aceasta se va putea trece la calculul de proiectare și optimizare a ansamblului înfășurare S.C.-criostat-tambur rotor-ecran și la finalizarea proiectării mașinii criogenice homopolare axiale în ansamblul ei.

În cadrul metodologiei de proiectare elaborată am folosit două metode de calcul distincte, una în cazul solenoidului neecranat și o alta în cazul aceluia ecranat. Am procedat astfel și pentru a putea verifica rezultatele obținute prin intermediul celor două procedee de lucru, dar și pentru a avea o soluție calculată prin primul procedeu și utilizată în al doilea ca și o soluție inițială ce urmează a fi verificată și optimizată. Verificarea procedeelor folosite se va putea face astfel prin calculul câmpului magnetic al înfășurării S.C. neecranate utilizând pentru aceasta ambele metode de lucru.

O primă problemă va fi, deci, de a alege metoda de calcul a câmpului magnetic al înfășurării S.C. neecranate și a celeia ecranate, ceea ce impune în prealabil o analiză și o evaluare a acelor deja existente și publicate în literatura de specialitate [9; 12; 13; 15; 29; 46; 47; 53; 65; 84].

În acest context, în prezentul capitol, am analizat în detaliu metodele cele mai cunoscute de calcul ale câmpului magnetic al unui solenoid S.C. similar aceluia care se folosește pentru înfășurarea S.C. a mașinii homopolare axiale de c.c., în scopul alegerii unei metode de proiectare viabile, care să asigure posibilitatea de dimensionare optimală a acesteia, respectiv, în final, a mașinii însăși. Vor fi analizate

metodele de calcul al înfășurărilor solenoidale S.C., atât necranate, cât și ecranate, pentru ca în final să se aleagă metoda ce se va folosi în fiecare caz în parte.

Cercetările au demonstrat că baza de calcul a înfășurărilor S.C. este în principiu același cu a bobinelor de același tip convenționale. Rezolvarea analitică a calculelor în cazul general și deci într-un sistem de axe de coordonate tridimensional este deosebit de complexă, fără soluții concrete. Rezolvări practice sunt posibile deocamdată doar în anumite cazuri particulare. Pentru sistemele cu simetrie axială, dar și transversală față de un plan perpendicular pe axa de simetrie în centrul înfășurării, cum sunt acelea avute în vedere în lucrare, există, însă, metode de rezolvare. În literatura de specialitate metodele de calcul ale câmpului magnetic cu simetrie axială sunt dezbătute în numeroase lucrări [9; 36; 37; 47; 55; 59; 65; 82; 83; 86; 87; 88; 90; 91]. Practic, fără excepție, calculele pornesc de la legea Biot-Savart aplicată pentru fiecare punct din spațiu, pentru ca, în cele din urmă, rezultatele să se însumeze pentru toate punctele relevante. Pentru rezolvarea problemei această lege va fi exprimată fie sub forma unor ecuații diferențiale, fie sub forma unor ecuații integrale. În absența unor ecrane feromagnetice sau de curent electric, există și metode analitice sau grafo-analitice aproximative de rezolvare.

Metodele analitice nu pot însă rezolva problemele de câmp magnetic neomogen, cum este cazul acelora al înfășurărilor S.C. ecranate, nici chiar în cazul acelora solenoidale care au o axă de simetrie și permit folosirea unor simplificări majore. Câmpurile magnetice mari pe care le crează înfășurările S.C. solenoidale ale mașinilor homopolare necesită, însă, o ecranare. Din aceste motive pentru acestea sunt folosite în prezent metode numerice de calcul care pot fi acum mai ușor soluționate cu ajutorul calculatoarelor electronice. Aceste metode numerice de rezolvare au la bază, ca și acelea analitice, tot sisteme de ecuații integrale și diferențiale. În ambele cazuri, însă, prin intermediul unor algoritmi și tehnici de calcul adecvat elaborate, aceste sisteme de ecuații sunt convertite în unele algebrice care vor putea fi soluționate, de această dată, prin metode numerice pe calculatoare. Rezolvarea manuală a acestor sisteme de ecuații ar fi practic imposibilă datorită numărului foarte mare de ecuații pe care le conțin, de ordinul miilor sau a zecilor de mii, precum și datorită numărului mare de iterații de calcul succesiv care trebuiesc efectuate. Calculatoarele electronice înlătură astăzi acest impediment.

Toate metodele se bazează pe principiul superpoziției, potrivit căruia inducția magnetică totală a câmpului unei bobine cilindrice (cum este cazul nostru) se obține prin adunarea rezultatelor primite pentru fiecare înfășurare elementară infinitezimală în parte. Astfel, pentru un solenoid se va putea aproxima, în prima fază a calculelor, fiecare înfășurare cu o buclă de conductor coaxial, circular, de secțiune infinitezimală. În acest caz, datorită existenței unei simetrii axiale, vom avea doar două componente a câmpului magnetic una axială și una radială, componenta perpendiculară pe planul care conține axa de simetrie putându-se neglija. În aceste calcule se va ține cont și de ipotezele de lucru specifice pe care le-am prezentat în capitolul precedent. Ansamblul de ipoteze menționate permite aplicarea unor metode de calcul, mult simplificate în cazul solenoizilor, față de cazul general.

În lucrare voi trata pe rând metodele cele mai utilizate în practică și anume: metoda analitică bazată pe rezolvarea unor integrale eliptice, metoda analitică de dezvoltare în serie a potențialului magnetic scalar, metoda de relaxare numerică a unor ecuații integrale și tensoriale, pe acesta a dezvoltării în serie a

potențialului magnetic vector și de rezolvare a sistemului de ecuații diferențiale cu ajutorul tehnicii matematice a diferențelor finite, precum și pe aceea de calcul grafo-analitică. În prima fază voi prezenta și evalua modul de fundamentare teoretică a acestor metode, pentru ca în final, în urma unei analize de ansamblu al acestora, să pot alege, în mod documentat, pe acelea pe care le voi folosi în cadrul metodologiei de proiectare amintite. Pentru aceasta însă ele trebuie cunoscute mai în detaliu și analizate atent.

În cele ce urmează voi face în primul rând o prezentare și o evaluare a fundamentării teoretice al modului de calcul al înfășurărilor solenoidale S.C. prin metoda analitică bazată pe rezolvarea unor ecuații integrale eliptice. Această metodă este o alternativă a celeia bazată pe ecuații diferențiale, ea putând fi folosită în locul sau concomitent cu aceasta pentru verificarea rezultatelor respective.

2.2. METODE ANALITICE DE CALCUL AL SOLENOIZILOR S.C. NEECRANAȚI

2.2.1. CALCULUL ANALITIC AL SOLENOIZILOR S.C. NEECRANAȚI BAZAT PE REZOLVAREA UNOR INTEGRALE ELIPTICE

Problema generală care se pune în calculul solenoizilor este de a determina intensitatea câmpului magnetic H și inducția B într-un anumit punct P al câmpului magnetic creat de o înfășurare formată din conductori electrici purtători de curent și de materialele magnetizabile (ecranele) înconjurătoare. Trebuie, de asemenea, cunoscută legătura dintre H și B făcută prin intermediul unei permeabilități magnetice μ , de regulă neomogenă, a fiecărui material în parte.

Potrivit principiului superpoziției, intensitatea câmpului magnetic H în punctul de potențial P se poate separa în două componente: una determinată de purtătorul de sarcină electrică H_g (fără sursă suplimentară) și alta de materialele magnetizabile (feromagnetice) M (denumită fără turbulență). Se va putea scrie: $H = H_g + M$ și $B = \mu_0 \mu_r(H)$. În cuprinsul acestui paragraf mă voi ocupa de calculul înfășurării S.C. a unui solenoid fără materiale feromagnetice (ecrane) în câmpul magnetic, deci în cazul unui câmp presupus omogen, unde $H = H_g$. În acest caz, din ecuațiile lui Maxwell pentru câmpurile magnetice staționare, rezultă că intensitatea magnetică este creată în punctul de potențial P numai de conductorii străbătuți de curent. Ea se va putea calcula, în mod direct, din legea Biot-Savart prin integrarea pe volum a sursei (a înfășurării), cu relația [12, 47 : 76]:

$$H_p = \frac{1}{4\pi} \int_{\text{volum sursa}} \frac{j_i \times r_p}{r_p^3} dV = \frac{1}{4\pi} \int_{\text{volum sursa}} I \times \frac{dl \times r_p}{(r_p)^3}$$

unde: l reprezintă lungimea solenoidului, I intensitatea curentului electric din conductor, j densitatea de curent și θ - unghiul dintre dl și r_p - vectorul de poziție a punctului P din câmpul magnetic. Se are în vedere că dB este normal la planul conținut de cei doi vectori dl și r_p .

Aplicând din nou principiul superpoziției pentru întregul solenoid, neecranat, deci într-un spațiu cu permeabilitate considerată omogenă, inducția magnetică se poate calcula cu expresia:

$$\vec{B}(\vec{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \iiint_V \vec{j} \frac{d\vec{l} \times (\vec{r} - \vec{r}')}{|\vec{r} - \vec{r}'|^3} da$$

unde suprafața secțiunii solenoidului A este perpendiculară pe lungimea acestuia L, - dl este un element de conductor vectorial, \vec{r} reprezintă vectorul de poziție al punctului de inducție $\vec{B}(\vec{r})$, \vec{r}' vectorul de poziție punctiform al sursei (conductorul solenoidului), și $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m, permeabilitatea magnetică în vid. Această integrală se va putea reduce, după cum se va vedea, la integrale eliptice de tipul unu și doi, pentru cazul unui segment drept de conductor, iar pentru cazul când luăm în calcul și un segment circular de purtător de curent de secțiune dreptunghiulară se va adăuga și o integrală eliptică de tipul trei. Calculul analitic propriu-zis, în acest caz (al unei bobine solenoidale cu simetrie axială), se poate asimila cu acela al unei bobine toroidale cu surse elementare drepte și circulare. Schița care se va lua în considerație pentru definirea și calculul câmpului magnetic, precum și ale dimensiunilor geometrice ale solenoidului este redată în fig. 2.1.

Calculule pot fi făcute în două moduri [12; 47]. Primul va considera solenoidul ca și o bucată de conductor coaxial, circular, de secțiune infinitesimală, iar al doilea aproximează fiecare poziție a înfășurării cu un număr de amperspire pe unitate de lungime.

- a) Metoda de calcul analitic al inducției magnetice al unui solenoid considerat a fi format din bucle de conductori infinitesimali

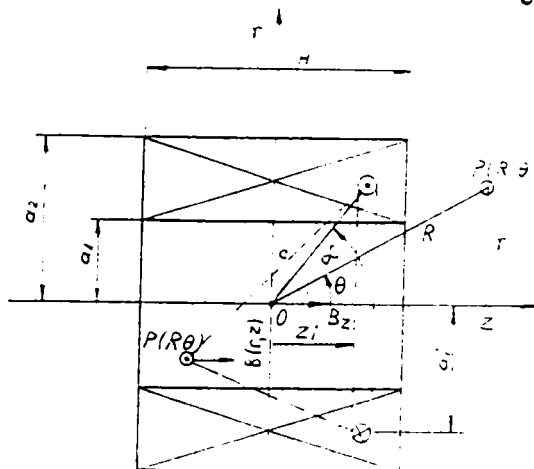


Fig. 2.1. Schița de definire a mărimilor de calcul ale unei bobine solenoidale.

Într-un punct P(r,z) inducția magnetică pe direcție radială B_{ri} și axială B_{zi} va fi dată, după integrare, de funcțiile primitive următoare [47] :

$$B_{ri} = \frac{\mu_0}{2\pi r_p} \frac{I_i(z - z_i)}{\sqrt{(a_i + r_p)^2 + (z - z_i)^2}} \cdot \left[\frac{a_i^2 + r_p^2 + (z - z_i)^2}{(a_i - r_p)^2 + (z - z_i)^2} E(k_i^2) - K(k_i^2) \right];$$

$$B_{zi} = \frac{\mu_0 I_i}{2\pi \sqrt{(a_i + r_p)^2 + (z - z_i)^2}} \cdot \left[\frac{a_i^2 - r_p^2 - (z - z_i)^2}{(a_i - r_p)^2 + (z - z_i)^2} E(k_i^2) + K(k_i^2) \right];$$

(2.1).

în care: $K(k_i^2)$ și $E(k_i^2)$, reprezintă integralele eliptice de speța 1-a, respectiv a 2-a, a argumentului k_i^2 , date de relațiile:

$$k_i^2 = \frac{4a_i r_p}{(a_i + r_p)^2 + (z - z_i)^2},$$

$$K(k_i^2) = \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\sqrt{1 - k_i^2 \sin^2 \varphi}} d\varphi, \quad E(k_i^2) = \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - k_i^2 \sin^2 \varphi} d\varphi$$

(2.2).

Inducția magnetică totală în punctul $P(r, z)$ se obține, conform principiului superpoziției, prin însumarea tuturor inducțiilor magnetice create de înfășurările circulare filiforme i , amplasate pe întreaga suprafață a secțiunii solenoidului dată de relația $S_i = (a_2 - a_1) 2b$. Calculul analitic al celor două integrale eliptice nu se poate rezolva prin metode clasice. Un algoritm de calcul numeric al acestora a fost elaborat de R.B. Bulirsch [16], cu ajutorul căruia se pot obține soluții, rezolvarea făcându-se pe calculatoare electronice. În prezent există programe de rezolvare pe calculator a integralelor eliptice în biblioteca matematică MATLAB. În cazul particular, când $r_p = 0$, deci pentru un punct de potențial de pe axa Oz , vom avea $B_{\varphi} = 0$, și, deoarece pentru solenoizi inducția totală este independentă de φ , prin integrare vom obține:

$$B_z = \frac{\mu_0 I a^2}{2(a^2 + z^2)^{3/2}}.$$

Menționez că în mijlocul conductorului, pentru $r_p = a = (a_2 - a_1) / 2$ și $z_p = 0$, câmpul

nu este definit, în această zonă el devine nul, își schimbă sensul și semnul și deci se va putea considera egal cu zero.

Calculul inducției magnetice al unui solenoid făcut pentru un purtător de curent de forma unei bucle circulare de secțiune infinitesimală (descriș mai sus), are dezavantajul unui calcul deosebit de laborios. Din acest motiv s-a elaborat o metodă de calcul care aproximează o poziție a înfășurării cu un număr "d" de amperspire pe unitatea de lungime, în vederea simplificării calculelor [9]. Va rezulta în acest fel o reducere semnificativă a timpului de calcul.

-b) Metoda de calcul analitic al unui solenoid considerat a fi format din înfășurări elementare cu un anumit număr de amperspire pe unitatea de lungime

În acest caz inducția magnetică într-un punct de potențial $P(r_p, z_p)$, creată de o înfășurare elementară cu un număr de amperspire "d" pe unitatea de lungime, de rază a_i și cu o lungime axială Δz , se va putea calcula pentru direcțiile r și z . Conform cu relațiile din [12], se calculează funcțiile primitive:

$$F_r(z_i) = \frac{\mu_0 d \sqrt{(a_i + r_p)^2 + z_i^2}}{2\pi r_p} \left[\frac{a_i^2 + r_p^2 + z_i^2}{(a_i + r_p)^2 + z_i^2} K(k_i^2) - E(k_i^2) \right],$$

$$F_z(z_i) = -\frac{\mu_0 d z_i}{2\pi \sqrt{(a_i + r_p)^2 + z_i^2}} \left[K(k_i^2) + \frac{a_i - r_p}{a_i + r_p} \Pi(-h_i, k_i^2) \right],$$

(2.3).

unde k_i^2 , $K(k_i^2)$ și $E(k_i^2)$ se calculează cu relațiile anterioare, $h_i = \frac{4a_i r_p}{(a_i + r_p)^2}$,

iar $\Pi(h_i, k_i^2)$ este integrala eliptică de speța treia și se va calcula cu expresia:

$$\Pi(h_i, k_i^2) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\varphi}{(1 + h_i \sin^2 \varphi) \sqrt{1 - k_i^2 \sin^2 \varphi}}. \quad (2.4)$$

Rezolvarea analitică a acestor relații deocamdată este imposibilă; în schimb aplicarea unor metode numerice (cum este algoritmul de calcul amintit al lui R. Bulirsch [16]), permite rezolvarea lor, asistată de calculator, prin intermediul unor programe elaborate în mod adecvat.

Analizând metodele notate "a" și "b" se observă complexitatea mult mai mare a celeia notate "a". Numărul de ecuații integrale din sistemul de calcul este mult mai mare în acest caz, comparativ cu acela din a doua metodă "b", ceea ce conduce la un timp foarte mare de calculator. Prima metodă este mai laborioasă ea putând conduce totodată și la apariția unor erori de rotunjire la însumarea finală care se face pentru întreaga înfășurare. Din acest motiv consider că, deși a doua metodă se bazează pe aproximarea unor părți mai mari din înfășurare (cu un număr de amerspire pe unitatea de lungime), ea este totuși suficient de exactă ca să răspundă cerințelor tehnicii mai ales că la soluționarea sistemului de ecuații pe calculator, în acest caz, este necesar de un timp mult mai redus. Rezultă din această analiză că în cazul în care cercetătorul optează pentru rezolvarea câmpului magnetic cu ajutorul unor integrale eliptice se recomandă în primul rând utilizarea metodei "b" de calcul. Metoda "a" de lucru va fi folosită numai în cazuri deosebite, când sunt folosite calculatoare foarte puternice care să permită o reducere deosebită a erorilor de însumare concomitent cu o diminuare sensibilă a timpului de calculator. Acest mod de lucru se justifică numai în cazul unor lucrări mai pretențioase cum este, de exemplu, cazul magneților acceleratoarelor din tehnica nucleară.

2.2.2. CALCULUL ANALITIC AL SOLENOIZILOR S.C. NEECRANAȚI BAZAT PE TEORIA ARMONICELOR SFERICE ȘI PE DEZVOLTAREA ÎN SERIE A POTENȚIALULUI MAGNETIC SCALAR

2.2.2.1. CALCULUL INDUCȚIILOR CÂMPURILOR MAGNETICE SOLENOIDALE FILIFORME PRIN METODA POTENȚIALULUI MAGNETIC SCALAR

Câmpurile magnetice cu o simetrie axială, precum și cu o simetrie transversală față de un plan central care conține axa Oz , așa cum este cazul înfășurărilor solenoidale S.C., pot fi calculate, atunci când nu conțin ecrane feromagnetice sau electrice, pornind de la teoria armonicelor sferice, cu ajutorul metodei dezvoltării în serie a potențialului magnetic scalar. Bazele teoretice ale metodei se regăsesc în literatura de specialitate [13; 29; 47; 61], ele urmând să fie preluate și adaptate în mod adecvat pentru fiecare caz în parte. Și de această dată se va ține cont de ipotezele de lucru expuse anterior.

În calcule se folosesc notațiile din schița dată în fig. 2.2., unde s-a presupus că avem două circuite de curent formate din câte o spirală circulară, fiecare cu o simetrie axială, dispuse una de alta simetric față de

planul transversal care conține axa zOr și punctul central de coordonate 0,0. Inițial calculele se fac pentru o singură spirală. În final se va aplica principiul superpoziției pentru a putea obține rezultatele globale pentru întregul solenoid.

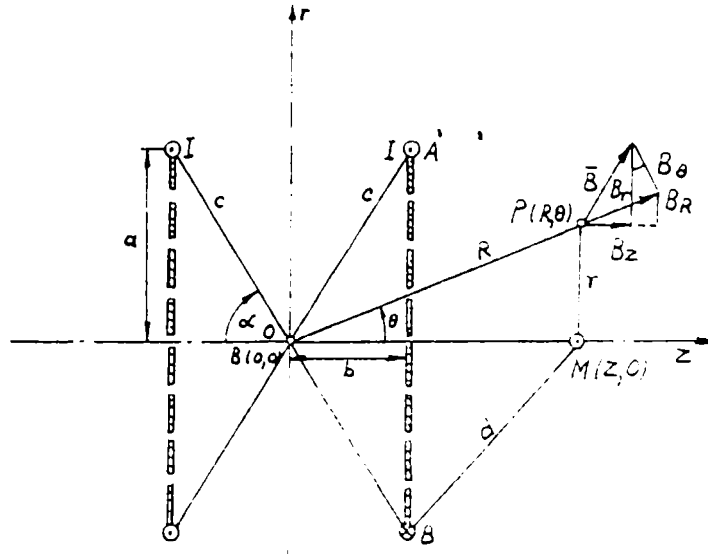


Fig. 2.2. Schița explicativă pentru calculul câmpului magnetic al unui aranjament buclat format din două spire filiforme, fiecare cu simetrie axială, dispuse simetric față de un plan transversal paralel cu acelea în care sunt situate ele

Potențialul magnetic scalar V^* , cu notațiile din fig. 2.2, unde pentru început vom considera că avem numai spira de curent de pe partea axei pozitive Oz, se poate scrie pentru un punct $M(z,0)$ de pe axa Oz, în coordonate cilindrice, sub forma [29, pag. 493]:

$$V_H^*(R,0) = \frac{I}{2}(1 - \cos \alpha) = \frac{I}{2} \left(1 - \frac{z-b}{d} \right), \text{ unde: } d = \sqrt{z^2 + a^2}. \quad (2.5)$$

În acest caz centrul axelor de coordonate nu coincide cu centrul spirei.

Expresia de mai sus o vom dezvolta în serie de polinoame Legendre. Menționez pentru început că toate funcțiile $f(x)$ care se pot dezvolta în serie Fourier în intervalul $(-1,+1)$ se vor putea dezvolta și în serie de polinoame Legendre potrivit expresiilor definite în paragraful 2.2.2.2 sub forma următoare:

$f(x) = a_0 P_0(x) + a_1 P_1(x) + \dots + a_n P_n(x) + \dots$, unde termenii a_n se vor putea obține cu relația:

$$a_n = \left(n + \frac{1}{2} \right) \int_{-1}^{+1} f(x) P_n(x) dx.$$

Se va ține cont și de faptul că dezvoltarea în serie de polinoame Legendre a relației geometrice deduse din fig. 2.2 sub forma: $1/d = (c^2 + z^2 - 2cz \cos \alpha)^{-1/2}$, unde $d = AM$ și pentru $\alpha \neq 0$, conduce la următoarele expresii [29, pag. 393]:

$$\frac{1}{d} = \frac{1}{z} \left[P_0(\cos \alpha) + \frac{c}{z} P_1(\cos \alpha) + \dots + \frac{c^n}{z^n} P_n(\cos \alpha) + \dots \right], \quad \text{pentru } z > c \quad \text{și}$$

$$\frac{1}{d} = \frac{1}{c} \left[P_0(\cos \alpha) + \frac{z}{c} P_1(\cos \alpha) + \dots + \frac{z^n}{c^n} P_n(\cos \alpha) + \dots \right], \quad \text{pentru } z < c.$$

Dezvoltând în serie ecuația potențialului magnetic scalar de mai sus, exprimată sub forma $f(1/d)$, având ca și coeficienți polinoamele lui Legendre cu termeni de forma $P_n(\cos \alpha)$, deci cu $x = \cos \alpha$, pentru potențialul a două puncte $M(z, 0)$ din câmpul magnetic descris în fig. 2.2 (pentru care $z = R$ și $\theta = 0$ și care vor avea unul $z < c$ și altul $z > c$), se obțin următoarele expresii:

$$V_H^*(R, 0) = \frac{I}{2} \left[1 - \frac{z-b}{c} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{z}{c} \right)^n P_n(\cos \alpha) \right], \quad \text{pentru } z < c \quad \text{și}$$

$$V_H^*(R, 0) = \frac{I}{2} \left[1 - \frac{z-b}{c} \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{c}{z} \right)^{n+1} P_n(\cos \alpha) \right], \quad \text{pentru } z > c$$

(2.6)

Întrucât pentru termenii polinoamelor lui Legendre avem relațiile: $P_0(\cos \alpha) = 1$; $P_1(\cos \alpha) = \cos \alpha$ și

$$P_n(\cos \alpha) = \frac{2n-1}{n} \cos \alpha P_{n-1}(\cos \alpha) - \frac{n-1}{n} P_{n-2}(\cos \alpha),$$

expresiile pot fi scrise și sub forma:

$$V^*(R, 0) = \frac{I}{2} \left\{ 1 + \frac{b}{c} - \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{z}{c} \right)^n [P_{n-1}(\cos \alpha) - \cos \alpha P_n(\cos \alpha)] \right\}, \quad \text{pentru } z < c \quad \text{și}$$

$$V^*(R, 0) = \frac{I}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{c}{z} \right)^{n+1} [\cos \alpha \cdot P_n - P_{n+1}], \quad \text{pentru } z > c.$$

Cu ajutorul relațiilor de recurență pentru polinoamele Legendre, pentru un punct $P(R, \theta)$ și cu notațiile din fig. 2.2, înlocuind pe $z^{\pm n}$ cu $R^{\pm n} \cdot P_n(\cos \theta)$ și renunțând la termenul $(I/2)(1+b/c)$ (care, în urma derivării potențialului magnetic scalar în vederea obținerii inducției magnetice, nu va mai apărea în relația acesteia), expresiile anterioare se vor putea scrie în coordonate cilindrice astfel:

$$V_H^*(R, \theta) = -\frac{I \sin \alpha}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left(\frac{R}{c} \right)^n P_n'(\cos \alpha) P_n(\cos \theta), \quad \text{pentru } R < c \quad \text{și}$$

$$V_H^*(R, \theta) = \frac{I \sin \alpha}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n+1} \left(\frac{c}{R} \right)^{n+1} P_n'(\cos \alpha) P_n(\cos \theta), \quad \text{pentru } R > c$$

(2.7)

Expresii similare cu cele obținute pentru potențialul magnetic scalar se pot obține și pentru potențialul magnetic vector [13; 29; 65].

Inducția magnetică în coordonate cilindrice, în funcție de potențialul magnetic scalar, este dată de relațiile următoare:

$$B_\theta = -\mu_0 \frac{\partial V_H^*}{R \cdot \partial \theta} \quad \text{și} \quad B_R = -\mu_0 \frac{\partial V_H^*}{\partial R}.$$

Inlocuind și derivând se obțin relațiile:

$$\left. \begin{aligned} B_R(R, \theta) &= \mu_0 \frac{I \sin \alpha}{2c} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{R}{c}\right)^{n-1} P_n'(\cos \alpha) P_n'(\cos \theta) \\ B_\theta(R, \theta) &= -\mu_0 \frac{I \sin \alpha}{2c} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left(\frac{R}{c}\right)^{n-1} P_n'(\cos \alpha) P_n'(\cos \theta) \end{aligned} \right\}, \text{ pentru } R < c \text{ și} \quad (2.8)$$

$$\left. \begin{aligned} B_R(R, \theta) &= \mu_0 \frac{I \sin \alpha}{2c} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{c}{R}\right)^{n+2} P_n'(\cos \alpha) P_n'(\cos \theta) \\ B_\theta(R, \theta) &= \mu_0 \frac{I \sin \alpha}{2c} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n+1} \left(\frac{c}{R}\right)^{n+2} P_n'(\cos \alpha) P_n'(\cos \theta) \end{aligned} \right\}, \text{ pentru } R > c$$

Din cele expuse mai sus se poate concluzi că pentru un solenoid filiform, circular, cu o singură spirală, care are o simetrie axială, rezolvarea analitică a expresiilor de calcul ale inducției magnetice dintr-un punct oarecare din câmpul magnetic este posibilă cu ajutorul metodei dezvoltării în serie a potențialului magnetic scalar. În cele ce urmează se va demonstra că această metodă de calcul a potențialului magnetic scalar se poate aplica în virtutea principiului superpoziției, și în cazul înfășurărilor S.C. solenoidale cilindrice cum sunt acelea ale mașinilor criogenice homopolare axiale.

2.2.2.2. CALCULUL POLINOAMELOR LEGENDRE

Rezolvarea sistemelor de ecuații de tipul expresiilor (2.6) – (2.8) necesită, în primul rând, cunoașterea modalităților de rezolvare ale polinoamelor lui Legendre care constituie termenii ai acestora. Din acest motiv în cuprinsul acestui paragraf am expus modul de soluționare a acestor polinoame. Teoria privind dezvoltarea în serie a unei funcții și rezolvarea polinoamelor lui Legendre rezultante se găsește descrisă în literatura de specialitate [63 - pag. 151-154; 29 - pag. 392; 16 - pag. 518-519; 51 - pag. 696-700]. Acestea reprezintă o familie $\{P_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ de polinoame cu coeficienți raționali, de forma $P_n(x)$, unde, în cazul nostru, $x = \cos \theta$. Ele se definesc astfel:

$$\text{Pentru } n = 0 \Rightarrow P_0(x) = 1,$$

$$n = 1 \Rightarrow P_1(x) = x,$$

iar pentru $n = 2, 3, 4, \dots$ avem relația de recurență:

$$nP_n - (2n-1)xP_{n-1}(x) + (n-1)P_{n-2}(x) = 0$$

Pentru primele șapte polinoame rezultă expresiile următoare:

$$P_2(x) = \left(\frac{1}{2}\right)(3x^2 - 1);$$

$$P_3(x) = \left(\frac{1}{2}\right)(5x^3 - 3x);$$

$$\begin{aligned}
P_4(x) &= \frac{1}{8}(35x^4 - 30x^2 + 3); \\
P_5(x) &= \frac{1}{8}(63x^5 - 70x^3 + 15x); \\
P_6(x) &= \frac{1}{16}(231x^6 - 315x^4 + 105x^2 - 5); \\
P_7(x) &= \frac{1}{16}(429x^7 - 693x^5 + 315x^3 - 35x).
\end{aligned}
\tag{2.9}$$

Forma generală a derivatei acestor polinoame este dată de expresia:

$$P'_n(x) = \frac{n[P_{n-1}(x) - xP_n(x)]}{1-x^2},$$

în care dacă se înlocuiește n cu valorile 0, 1, 2, ... se obține pentru primii 6 termeni ai derivatei următoarele expresii:

$$n = 0 \Rightarrow P'_0(x) = 0;$$

$$n = 1 \Rightarrow P'_1(x) = 1;$$

$$P'_2(x) = \frac{2[P_1(x) - xP_2(x)]}{1-x^2} = \frac{2[x - x\left(\frac{1}{2}\right)(3x^2 - 1)]}{1-x^2} = \frac{x(2 - 3x^2 + 1)}{1-x^2} = \frac{3x(1-x^2)}{1-x^2} = 3x,$$

$n = 2 \Rightarrow$

$$\begin{aligned}
P'_3(x) &= \frac{3[P_2(x) - xP_3(x)]}{1-x^2} = \frac{3\left[\left(\frac{1}{2}\right)(3x^2 - 1) - x\left(\frac{1}{2}\right)(5x^2 - 3x)\right]}{1-x^2} = \frac{3(3x^2 - 1 - 5x^3 + 3x^2)}{2(1-x^2)} \\
&= \frac{3(6x^2 - 1 - 5x^3)}{2(1-x^2)} = \frac{3(5x^2(1-x^2) - (1-x^2))}{2(1-x^2)} = \frac{3}{2}(5x^2 - 1);
\end{aligned}$$

deci: $n = 2 \Rightarrow P'_2(x) = 3x;$

$$n = 3 \Rightarrow P'_3(x) = \frac{3}{2}(5x^2 - 1);$$

$$n = 4 \Rightarrow P'_4(x) = \frac{5x(7x^4 - 10x^2 + 3)}{2(1-x^2)} = \frac{5x}{2}(7x^2 - 3);$$

$$n = 5 \Rightarrow P'_5(x) = \frac{15(-21x^6 + 35x^4 - 15x^2 + 1)}{8(1-x^2)};$$

$$n = 6 \Rightarrow P'_6(x) = \frac{3x}{8(1-x^2)}(-231x^6 + 441x^4 - 245x^2 + 35).$$

(2.10)

Toate funcțiile $f(x)$ care se pot dezvolta în serie Fourier în intervalul $(-1, +1)$ pot să fie dezvoltate și în serie de polinoame Legendre sub forma:

$$f(x) = a_0 P_0(x) + a_1 P_1(x) + \dots + a_n P_n(x) + \dots$$

Coeficienții a_n se vor putea obține cu una din expresiile următoare:

$$a_n = \frac{2n+1}{2} \int_{-1}^{+1} f(x) \cdot P_n(x) \cdot dx, \quad a_n = \frac{2n+1}{2^{n+1} \cdot n!} \int_{-1}^{+1} \frac{d^n [f(x)]}{dx^n} (1-x^2)^n dx.$$

La calculul polinoamelor se vor avea în vedere și următoarele relații de recurență [29; 63; 65]:

$$P_{2k-1}(0) = 0 \quad ; \quad P_{2k}(0) = (-1)^k \frac{1 \cdot 3 \cdot \dots \cdot (2k-1)}{2 \cdot 4 \cdot \dots \cdot (2k)}; \quad P'_{2n}(0) = 0; \quad P'_{2k-1}(0) = (2k+1)P_{2k}(0);$$

$$(n+1)P_n + nP_{n-1} = (2n+1)x \cdot P_n; \quad P'_{2n-1}(0) = (-1)^n \frac{2n+1}{n} P'_{2n-1}(0);$$

$$P'_{n-1} - P'_{n-1} = (2n+1)P_n; \quad P_n(1) = 1; \quad P'_n(1) = 0;$$

$$(1-x^2)P'_n = (n+1)(xP_n - P_{n-1}); \quad P'_n(\cos \alpha) = -\frac{d}{d\alpha} [P_n(\cos \alpha)];$$

$$P_{n-1}(\cos \alpha) - \cos \alpha \cdot P_n(\cos \alpha) = \frac{\sin \alpha}{n} P'_n(\cos \alpha);$$

$$\cos \alpha \cdot P_n(\cos \alpha) - P_{n-1}(\cos \alpha) = \frac{\sin \alpha}{n+1} P'_n(\cos \alpha);$$

$$P_n(\cos \alpha) = \frac{2n-1}{n} \cos \alpha P_{n-1}(\cos \alpha) - \frac{n-1}{n} P_{n-2}(\cos \alpha).$$

Polinoamele Legendre, derivatele acestora și relațiile de calcul din acest paragraf le-am folosit în programele de calcul pe calculator pe care le-am scris și utilizat în teză.

2.2.2.3. CALCULUL INDUCȚIILOR CÂMPURILOR MAGNETICE AL ÎNFĂȘURĂRILOR S.C. SOLENOIDALE PRIN METODA DEZVOLTĂRII ÎN SERIE A POTENȚIALULUI MAGNETIC SCALAR

Pentru un sistem buclat format din două spire circulare (fig. 2.2.), mărimea câmpului magnetic într-un punct $P(R, \theta)$ se va obține prin însumarea inducției create de fiecare spirală în parte, conform principiului superpoziției. Deoarece în acest caz pentru termenii $n=2k-1$ vom avea $P'_n(-\cos \alpha) = P'_n(\cos \alpha)$, iar pentru $n=2k$ avem $P'_n(-\cos \alpha) = -P'_n(\cos \alpha)$, la însumarea acestora cei de ordin par se reduc. Astfel numărul termenilor se va înjumătăți.

În cele ce urmează am căutat să obțin expresii cât mai simple și adecvate cazului tratat de mine în lucrare, pe care să le pot ușor utiliza la dimensionarea înfășurării S.C. solenoidale a mașinii homopolare axiale.

Având $I = \lambda_c J_c S_{SC}$ și considerând densitatea de curent constantă și uniform distribuită în cablul sau banda S.C. utilizată și deci $J_c = \text{ct}$ (λ_c - coeficientul de umplere al matricei acestora și S_{SC} suprafața secțiunii supraconductorului), relațiile (2.8) le-am scris pentru un punct $P(R, \theta)$ din câmp în coordonate carteziene de

această dată, după cum se cer în cazul analizat de mine. Pentru aceasta am înlocuit în expresiile (2.8) inducțiile magnetice cu următoarele relații:

$$B_z = B_R \cos \theta - B_\theta \sin \theta \quad \text{și} \quad B_r = B_R \sin \theta + B_\theta \cos \theta \quad ,$$

iar în urma efectuării calculelor, se va obține [13; 29; 65]:

$$\left. \begin{aligned} B_{z1}(R, \theta) &= \mu_0 \lambda_c j_c S_{SC} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\sin \alpha}{c^{2m+1}} R^{2m} P'_{2m+1}(\cos \alpha) P'_{2m}(\cos \theta) \\ B_{r1}(R, \theta) &= -\mu_0 \lambda_c j_c S_{SC} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\sin \alpha}{2m+1} \frac{1}{c^{2m+1}} R^{2m} P'_{2m+1}(\cos \alpha) P'_{2m+2}(\cos \theta) \end{aligned} \right\} \text{ pentru } R < c \quad \text{și}$$

$$\left. \begin{aligned} B_{z2}(R, \theta) &= \mu_0 \lambda_c j_c S_{SC} \sum_{m=0}^{\infty} (\sin \alpha) c^{2m+2} \frac{1}{R^{2m+3}} P'_{2m+1}(\cos \alpha) P'_{2m}(\cos \theta) \\ B_{r2}(R, \theta) &= \mu_0 \lambda_c j_c S_{SC} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(\sin \alpha) c^{2m+2}}{2m+2} \frac{1}{R^{2m+3}} P'_{2m+1}(\cos \alpha) P'_{2m+2}(\cos \theta) \end{aligned} \right\} \text{ pentru } R > c$$

(2.11)

În cazul studiat avem o înfășurare solenoidală cu o secțiune transversală de suprafață S , ca și aceia din fig. 2.3. În această situație se va considera înfășurarea ca fiind formată dintr-o infinitate de spire filiforme ca și acelea avute în vedere mai sus. Conform principiului superpoziției, relațiile de calcul se vor obține prin integrarea sistemului buclat, unde intensitatea curentului I am înlocuit-o cu $\lambda_c j_c dS$. De această dată, intervin în calcule trei situații, la care corespund trei relații distincte, fiecare dintre ele fiind în funcție de poziția punctului $P(R, \theta)$ analizat din câmp față de aceia a spirelor solenoidului. Ele sunt date de existența uneia din inegalitățile: $R < c_{\min}$, $R > c_{\max}$ și $c_{\min} < R < c_{\max}$. În ultimul caz nou apărut, pe care o să-l notez în continuare cu indicele "3", primele două fiind cele studiate mai sus pentru câte o singură spirală, punctul $P(R, \theta)$ este situat față de o parte din spirele înfășurării în situația $R < c$ notată cu indicele "1" și față de celelalte spire în cazul $R \geq c$ notată cu "2". Relația de calcul pentru componenta inducției magnetice de pe direcția Oz va fi dată în această situație de însumarea distinctă a expresiilor scrise pentru spirele care se încadrează în primul caz, cu acelea care corespund celui de-al doilea caz. Va rezulta expresia generalizată scrisă, în coordonate carteziene, sub forma următoare:

$$B_{z3}(R, \theta) = \sum_{i=0}^{\infty} \mu_0 \frac{j_c \lambda_c \Delta S_i \sin \alpha_i}{c_i} \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{R}{c_i} \right)^{2n} P'_{2n+1}(\cos \alpha_i) P'_{2n}(\cos \theta) +$$

$$+ \sum_{i=0}^{\infty} \mu_0 \frac{j_c \lambda_c \Delta S_i \sin \alpha_i}{c_i} \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{c_i}{R} \right)^{2n+1} P'_{2n+1}(\cos \alpha_i) P'_{2n}(\cos \theta)$$

(2.12)

unde N_{S1} și N_{S2} reprezintă un număr finit de spire din care se compune înfășurarea, care au o secțiune ΔS , și aparțin celor două situații, numărul total de spire fiind: $N = N_{S1} + N_{S2}$, iar $\Delta l = \lambda_c J_c \Delta S$.

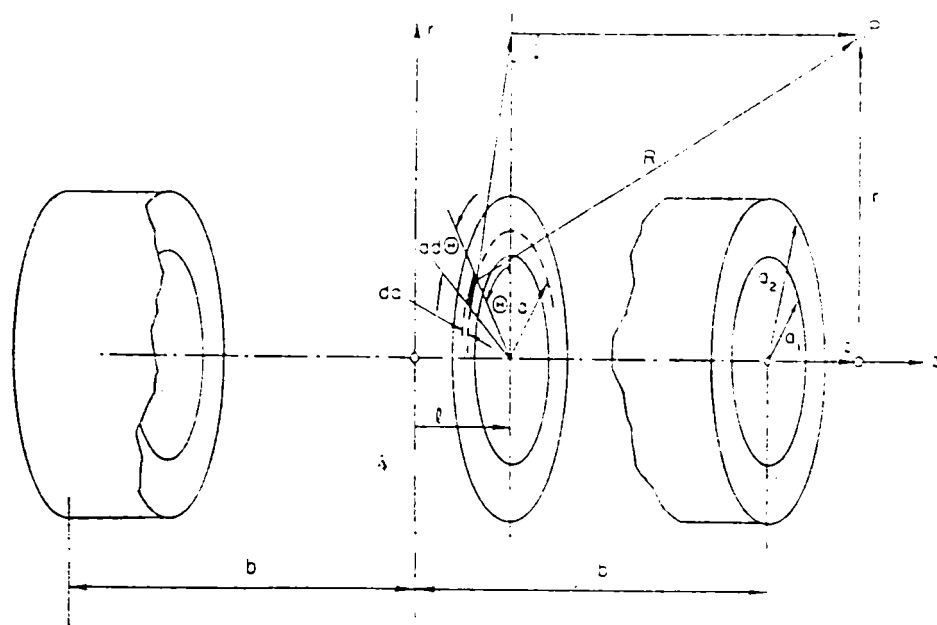


Fig. 2.3. Schița unei bobine solenoidale cilindrice, cu simetrie axială și cu simetrie față de o secțiune transversală [13]

Integrând relația de mai sus pentru întreaga bobină din fig. 2.3. se obține inducția magnetică axială într-un punct $P(0, z)$ de pe axa Oz cu ajutorul relațiilor următoare [13]:

$$B_{z1}(0, z) = \mu_0 \lambda_c J_c \int_{-b}^b dz \int_{a_1}^{a_2} \left(\frac{\sin^2 \alpha}{c} \right) \sum_{m=0}^{\infty} \left(\frac{z}{c} \right)^{2m} P'_{2m+1}(\cos \alpha) da, \quad \text{pentru } z < c \text{ și}$$

$$B_{z2}(0, z) = \mu_0 \lambda_c J_c \int_{-b}^b dz \int_{a_1}^{a_2} \left(\frac{\sin^2 \alpha}{c} \right) \sum_{m=0}^{\infty} \left(\frac{c}{z} \right)^{2m+3} P'_{2m+1}(\cos \alpha) da, \quad \text{pentru } z > c$$

(2.13)

Întegrarea analitică a relației de mai sus pentru un număr nelimitat de spire și pentru un punct $P(R, 0)$ oarecare este imposibil de realizat. Din acest motiv calculele se vor face pentru un număr limitat de spire și ținându-se cont și de ipotezele simplificatoare pe care le-am expus deja.

Conform ipotezelor de lucru expuse, avem o distribuție de curent constantă în solenoid și în acest caz se va putea utiliza în loc de ΔS întreaga suprafață S a secțiunii înfășurării în calculul inducției magnetice în centrul sistemului ($z=0$). Din ecuația anterioară se va obține următoarea expresie:

$$B_z(0, 0) = \mu_0 \lambda_c J_c S \int_{-b}^b dz \int \frac{\sin^2 \alpha}{c} da$$

(2.14)

Relația de calcul a inducției magnetice axiale, din centrul unui solenoid S.C., după efectuarea integrării, potrivit relației Fabry [47], se va putea scrie sub forma următoare:

$$B_z(0,0) = \mu_0 \lambda_c j_c a_1 \beta \ln \frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}{1 + \sqrt{1 + \beta^2}} \quad (2.15)$$

Cu această relație de calcul se va putea calcula ușor inducția magnetică din centrul solenoidului.

Inducția magnetică axială și radială, într-un anumit punct $P(R,\theta)$ al câmpului magnetic, se mai poate calcula și în funcție de inducția magnetică presupusă cunoscută pentru un alt punct al câmpului. Uzând de acest fapt, în vederea simplificării calculelor, se va include relația (2.14) (pentru calculul inducției în centrul înfășurării solenoidale S.C.) în aceia a inducției magnetice dintr-un punct $P(R,\theta)$, calculată cu ajutorul expresiilor (2.11). Potențialul magnetic scalar al acestui punct se raportează, în acest caz, în mod direct la acela al centrului întregii înfășurări. În timp ce în expresiile rezultate până acum diferența de potențial dintre punctul $P(R,\theta)$ și porțiunea infinitesimală de conductor purtătoare de sarcini electrice se exprima în mod indirect, prin intermediul centrului bobinei, de această dată această raportare se face în mod direct între potențialul punctului $P(R,\theta)$ și cel al centrului înfășurării. Problema se va reduce la stabilirea diferenței de potențial magnetic dintre două puncte diferite din același câmp, unul cunoscut, acela din centrul înfășurării $O(0,0)$, iar celălalt necunoscut $P(R,\theta)$. În acest mod se concretizează în cazul analizat teoria expansiunii potențialului magnetic în armonice sferice.

Expresiile de calcul propuse de Brechna [13, pag. 49] în acest caz sunt de forma următoare:

$$\left. \begin{aligned} B_{z1}(R,\theta) &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n)!} \cdot B_z^{(2n)}(0,0) \cdot R^{2n} \cdot P_{2n}(\cos\theta), \\ B_{r1}(R,\theta) &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n)!} B_z^{(2n)}(0,0) \cdot R^{2n} \cdot P'_{2n}(\cos\theta), \end{aligned} \right\} \text{pentru } R < a$$

și în mod similar:

$$\left. \begin{aligned} B_{z2}(R,\theta) &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)!} \cdot B_z^{(2n)}(0,0) \cdot \frac{1}{R^{2n+1}} \cdot P_{2n}(\cos\theta), \\ B_{r2}(R,\theta) &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)!} \cdot B_z^{(2n)}(0,0) \cdot \frac{1}{R^{2n+1}} \cdot P'_{2n}(\cos\theta), \end{aligned} \right\} \text{pentru } R > a, \quad (2.16)$$

unde "a" reprezintă distanța de la centrul înfășurării la centrul de greutate al secțiunii acesteia.

Se constată, însă, că aceste expresii diferă într-o anumită măsură de acelea care ar rezulta din relațiile notate (2.11) și (2.14). În baza acestor considerente, pentru comparație, am utilizat pentru calculul inducțiilor magnetice $B_z(R,\theta)$ și $B_r(R,\theta)$ și relațiile (2.11), în care am inclus expresia (2.14) a inducției magnetice din centru solenoidului. Înfășurarea fiind simetrică față de axa Oz , pentru două puncte simetrice segmentele $c \cdot \cos\alpha$ vor avea semne contrare și fiind egale ca și mărime se vor simplifica. Datorită simetriei solenoidului față de axa Oz se mai constată că vectorul de poziție al porțiunilor elementare de conductor de c.c. din înfășurarea S.C., notat cu c , poate fi înlocuit în expresiile (2.11) cu valoarea sa medie raportată la centrul de

greutate al secțiunii acesteia, notată cu RC . Deoarece inducția magnetică din centrul bobinei se calculează în funcție de toate spirele purtătoare de sarcini electrice ale înfășurării și deoarece potențialul magnetic al acestuia se află într-o expansiune în armonice sferice, și inducția din punctul $P(R,\theta)$ se va obține pentru totalitatea surselor de c.c. din solenoid creatoare ale câmpului magnetic respectiv. Expresiile de calcul care rezultă în baza celor afirmate mai sus le-am exprimat sub forma următoare:

$$\left. \begin{aligned} B_{z1}(R,\theta) &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n)!} B_z^{(2n)}(0,0) \cdot \left(\frac{R}{RC}\right)^{2n} \cdot P_{2n}(\cos\theta), \\ B_{r1}(R,\theta) &= -\sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)!} B_z^{(2n)}(0,0) \cdot \left(\frac{R}{RC}\right)^{2n} \cdot P'_{2n+2}(\cos\theta), \end{aligned} \right\} \text{pentru } R < a \text{ și}$$

$$\left. \begin{aligned} B_{z2}(R,\theta) &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n)!} B_z^{(2n)}(0,0) \cdot \left(\frac{RC}{R}\right)^{2n+3} \cdot P_{2n}(\cos\theta), \\ B_{r2}(R,\theta) &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+2)!} B_z^{(2n)}(0,0) \cdot \left(\frac{RC}{R}\right)^{2n+3} \cdot P'_{2n+2}(\cos\theta), \end{aligned} \right\} \text{pentru } R > a.$$

(2.17)

unde "a" reprezintă și de data aceasta distanța de la centrul înfășurării la centrul secțiunii acesteia. Aceste relații de calcul ne permit mult mai ușor calculul inducției magnetice în oricare din punctele câmpului magnetic, mai ales atunci când sunt utilizate programe adecvat întocmite în vederea rezolvării lor cu ajutorul calculatoarelor electronice.

2.3. METODE NUMERICE DE CALCUL AL SOLENOIZILOR S.C. ECRANAȚI

2.3.1. CALCULUL UNUI SOLENOID S.C. ECRANAT BAZAT PE REZOLVAREA NUMERICĂ A UNUI SISTEM DE ECUAȚII INTEGRALE ȘI TENSORIALE

Metoda de calcul a câmpurilor magnetice solenoidale S.C. ecranate, prin intermediul unui sistem de ecuații integrale, descrisă în literatura de specialitate [12], este de fapt o extensie a metodei de calcul al câmpurilor magnetice omogene prin intermediul unor integrale eliptice, descrisă în lucrare în paragraful 2.2.1. De această dată, conform principiului superpoziției, în câmpul magnetic pe lângă intensitatea creată de înfășurarea S.C. se va mai adăuga și aceea cauzată de magnetizarea ecranului feromagnetic.

Potrivit acestui principiu al superpoziției intensitatea câmpului magnetic se poate determina cu relația $H = H_0 - M$, unde H_0 este intensitatea câmpului magnetic fără ecran, creată de un punct al înfășurării solenoidale S.C. (care se calculează ca și în paragraful 2.2.1), iar M este aceea creată de un element al ecranului feromagnetic datorită magnetizării lui. Pentru cele două componente ale intensității magnetice sunt adevărate expresiile: $\nabla \cdot H_0 = 0$ și $\nabla * M = 0$. Pentru materialele feromagnetice izotrope se va putea scrie:

$$B = \mu_r (H + M) = \mu_r \mu_r (H) \cdot H \quad (2.18)$$

Ținând cont de relațiile de mai sus intensitatea câmpului magnetic datorată magnetizării ecranului feromagnetic, se va putea calcula cu relația:

$$M = \frac{1}{4\pi} \nabla_P \left(\int \frac{V_Q \cdot M_Q}{r_{QP}} dV_Q - \int \frac{M_Q}{r_{QP}} dA_Q \right). \quad (2.19)$$

De această dată integrările se vor face pe volumul (V_Q) și suprafața (A_Q) a materialului feromagnetic, unde Q indică poziția punctului din ecran care constituie sursa intensității magnetice respective datorată magnetizării acestuia. Această ecuație este valabilă pentru câmpuri relativ stabile (fără modificări în salturi) și în acest caz se va putea scrie și în modul următor:

$$M = -\frac{1}{4\pi} \nabla_P \int \left(M_Q \cdot \nabla_Q \frac{1}{r_{QP}} \right) dV_Q. \quad (2.20)$$

Conform aceluiași principiu al superpoziției, integrala poate fi considerată ca fiind o sumă de integrale calculate pentru k elemente obținute prin divizarea în urma aplicării rețelei de discretizare deasupra schiței ecranului. Fiecare integrală elementară va putea fi aproximată cu ajutorul tensorului N_{kp} . Vom obține:

$$M = \sum_{k=1}^n N_{kp} M_k. \quad (2.21)$$

Pe baza relațiilor, (2.18) și (2.21) pentru fiecare element „j”, din cele k existente, se va putea scrie câte o ecuație de forma:

$$\sum_{k=1}^n N_{jp} M_k - \frac{1}{\mu_r - 1} M_j = -H_{sp}. \quad (2.22)$$

Pentru sistemele cu simetrie axială, ca și acelea al solenozilor, se va putea scrie un sistem de n ecuații vectoriale și respectiv doar 2n ecuații scalare, cu 2n necunoscute. Sistemul se va rezolva în mod iterativ, el nefiind linear deoarece câmpul magnetic nu este omogen, el depinzând de permeabilitatea magnetică μ_r dintr-un anumit punct al lui. Intensitatea câmpului va putea fi determinată dacă se cunosc vectorii de magnetizare a elementelor (M_j).

Se recomandă ca în cazul sistemelor cu simetrie axială, elementele din rețeaua de discretizare a materialului feromagnetic (a ecranului) să fie formate din segmente circulare, cu suprafața secțiunii $\Delta r \cdot \Delta z$, unde $\Delta r = r_e - r_i$, Δz fiind lungimea axială a elementelor, iar r_e și r_i razele exterioară și interioară a materialului (ecranului) feromagnetic. Se va admite, ca ipoteză de lucru, că în inelul j magnetizarea este considerată constantă. Vom avea: $M_r(Q) = M_n$ și $M_z(Q) = M_{z1}$ proiecțiile pe axele O_r și O_z ale intensităților magnetice create de materialul feromagnetic. Componenta φ , după cum s-a spus, este zero la sistemele cu simetrie axială. Fiecare inel elementar va fi localizat prin coordonatele r_j și z_j ale centrului secțiunii acestuia. Aceste ipoteze de lucru vor permite să se deducă elementele tensoriale N_{jp} ale unui inel elementar j din ecran raportate la un punct P din câmp.

Relațiile de calcul a elementelor tensoriale, după efectuarea operațiilor de transformare ale acestora (vezi [12]), se pot exprima sub forma următoare:

$$N_{rr} = -f_{k,1} K'(k) \left[a^2 - b^2 - a(z_p - z_j)^2 \right] + f_{k,1} E'(k) \left[a(a^2 - b^2) - (a^2 - 3b^2)(z_p - z_j)^2 \right];$$

$$\begin{aligned}
N_{rz} &= (z_p - z_k) f_{kel} K(k) (ar_k - br_p) + (z_p - z_k) f_{Ecl} K(k) [4abr_p - (a^2 + 3b^2)r_k], \\
N_{zr} &= (z_p - z_k) f_{kel} K(k) (br_k - ar_p) + (z_p - z_k) f_{Ecl} E(k) [(a^2 + 3b^2)r_p - 4abr_k], \\
N_{zz} &= -b(z_p - z_k)^2 f_{kel} K(k) + b f_{Ecl} E(k) [4a(z_p - z_k)^2 - a^2 + b^2],
\end{aligned} \tag{2.23}$$

unde $K(k)$ și $E(k)$ sunt integralele eliptice amintite anterior, iar:

$$\begin{aligned}
a &= r_p^2 + r_k^2 + (z_p - z_k)^2; \quad b = 2r_p r_k; \quad k = [2b / (a + b)]^{1/2}; \\
f_{kel} &= \frac{(r_p^2 - r_k^2) \Delta z}{\pi b (a - b) (a + b)^{3/2}}; \quad f_{Ecl} = \frac{f_{kel}}{a - b}.
\end{aligned} \tag{2.24}$$

Analiza modului de aplicare concretă a acestei metode de calcul al solenozilor S.C. permite constatarea dificultăților mari de programare pe calculatoarele electronice. Transformarea ecuațiilor integrale și tensoriale în ecuații rezolvabile numeric conduce la sisteme de ecuații complexe, cu integrale eliptice, greu de scris, dar și mai greu de rezolvat. Desigur odată programul de calcul făcut calculatorul își va face datoria și se va obține o soluție finală. Metoda, însă, în ansamblul ei, este foarte laborioasă.

2.3.2. CALCULUL UNUI SOLENOID S.C. ECRANAT BAZAT PE REZOLVAREA NUMERICĂ A UNUI SISTEM DE ECUAȚII DIFERENȚIALE.

2.3.2.1. BAZA TEORETICĂ A METODEI DE CALCUL A SOLENOIZILOR S.C. ECRANAȚI CU AJUTORUL POTENȚIALULUI MAGNETIC VECTOR ȘI AL TEHNICII DIFERENȚELOR FINITE

Calculul câmpului magnetic al solenozilor S.C. în cazul unor medii neomogene cu ajutorul metodei potențialului magnetic vector și al tehnicii de aproximare a ecuațiilor diferențiale cu ecuații cu diferențe finite pornește, cum era și firesc, de la ecuațiile lui Biot-Savart-Laplace și ale lui Maxwell redată sub forma următoare [13; 29; 35; 65; 76]:

$$\begin{aligned}
dH &= \frac{1}{4\pi} I \frac{dl * r_p}{(r_p)^3}, \\
\bar{B}_p &= \frac{\mu_0}{4\pi} \int \frac{\bar{j} \times \bar{r}}{r^3} dV', \quad \bar{A}_p = \frac{\mu_0}{4\pi} \int \frac{\bar{j}}{r} dV'.
\end{aligned}$$

unde \bar{A}_p reprezintă potențialul magnetic vector în punctul P, B_p inducția magnetică respectivă, iar r raza la care se găsește conductorul electric față de punctul P. Ținând seama de relațiile: $rot \left(\frac{1}{\mu} \bar{B} \right) = \bar{j}$ și $\bar{B} = rot \bar{A}$

se obține ecuația de calcul a potențialului magnetic vector sub forma:

$$rot \left(\frac{1}{\mu} rot \bar{A} \right) = \bar{j} \tag{2.25}$$

Această relație poate fi utilizată și în medii neomogene. Ea reprezintă o ecuație de tip Poisson neliniară în care valoarea raportului $1/\mu$ este în funcție de amplitudinea lui B . Rezolvarea concretă a unui sistem de astfel de ecuații poate fi făcută atât în coordonate carteziane, cât și polare sau cilindrice. Prima și ultima modalitate potrivindu-se mai bine câmpurilor magnetice cu simetrie axială, cum sunt acelea tratate în lucrare. În cazul câmpurilor cu o simetrie axială, calculele se reduc de la o problemă tridimensională la una bidimensională, caz în care variabilele sunt independente de a treia coordonată. Această particularitate permite rezolvarea problemelor de câmp magnetic creat de înfășurările solenoidale S.C. ale mașinilor homopolare, care au această axă de simetrie, mult mai ușor în coordonate carteziane. Deoarece sistemul este simetric și față de planul transversal perpendicular pe axa Oz și care cuprinde axa Or, în calcule se va utiliza numai cadranul unu al acestui sistem de axe de coordonate. Apelarea la coordonatele cilindrice se face uneori în vederea simplificării unor calcule.

În cazul exprimării mărimilor în coordonate carteziane se consideră că A și j au o singură componentă θ în coordonate cilindrice și anume: $A = A_\theta(r,z)$ și $j = j_\theta(r,z)$. Cu aceste precizări ecuația (2.25) se scrie sub forma următoare:

$$\text{rot}(\text{vrot}A) = \left\{ \frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{v}{r} \frac{\partial}{\partial r} (rA_\theta) \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left[\frac{v}{r} \frac{\partial}{\partial z} (rA_\theta) \right] \right\} \quad (2.26)$$

Ținând cont și de faptul că:

$$\text{rot}v \cdot \text{rot}\bar{A} + \bar{j} = 0,$$

ecuația diferențială cu derivate parțiale se exprimă astfel:

$$\frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{v}{r} \frac{\partial}{\partial r} (rA_\theta) \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left[\frac{v}{r} \frac{\partial}{\partial z} (rA_\theta) \right] + j_\theta = 0. \quad (2.27)$$

Distribuția câmpului magnetic în fier se calculează cu relația [13,p. 73]:

$$\frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{v}{r} \frac{\partial}{\partial r} (rA_\theta) \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left[\frac{v}{r} \frac{\partial}{\partial z} (rA_\theta) \right] = 0 \quad (2.28)$$

Aceste expresii reprezintă ecuațiile diferențiale de tip Poisson, care permit calcularea potențialului magnetic vector în punctele unui câmp magnetic (respectiv în nodurile unei rețele de discretizare). Ele permit stabilirea legăturii între potențialul magnetic vector al unui punct central $P(r,z)$ din câmpul magnetic și acela al unor puncte din imediata vecinătate a acestuia. Soluții analitice ale unui sistem de astfel de ecuații pot fi găsite doar în cazuri particulare, simple, cu un număr mic de ecuații. În mod obișnuit, în practică, numărul acestora este însă foarte mare, de ordinul multor mii. În acest caz, până în prezent, rezolvarea acestui tip de probleme se poate face numai cu ajutorul unor tehnici matematice de substituție a ecuațiilor diferențiale cu ecuații cu diferențe finite și de rezolvare a sistemelor de ecuații rezultante, prin intermediul tehnicilor de relaxare, cu ajutorul calculatoarelor electronice. Necunoscutele sistemului de ecuații sunt valorile potențialului magnetic vector ale unei mulțimi formate din punctele nodurilor unei rețele de discretizare plasate peste câmpul magnetic. Un exemplu de rețea de discretizare patrată utilizată în aceste calcule este

redată în fig. 2.4. Ea se suprapune peste câmpul magnetic și peste bobina care-l crează, ceea ce permite efectuarea iterativă a calculelor, stabilindu-se o anumită ordine în efectuarea lor, începînd cu nodul din stînga jos, spre dreapta sus, de exemplu, în ordinea numerotării acestora.

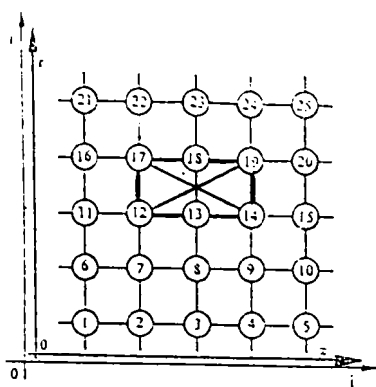


Fig. 2.4. Schița unei rețele de discretizare.

Ținînd cont de rațiuni de programare pe calculator, rețeaua de discretizare se amplasează astfel ca axele acesteia să fie paralele cu axele de coordonate ale bobinei, axa O_j a rețelei urmînd să fie situată cu un nod sub axa O_z a bobinei, iar axa O_i a rețelei să fie plasată cu două noduri la stînga față de axa O_r a bobinei.

Distanța dintre nodurile rețelei (denumită pasul acesteia), pentru care se scriu aceste ecuații, poate fi constantă atât de-a-lungul axei O_z , cât și a celeia O_r , sau poate fi variabilă de-a-lungul uneia sau a ambelor axe.

Pomînd de la ecuațiile diferențiale ale potențialului magnetic vector (2.27) scrise pentru fiecare nod al rețelei în parte, se aproximează pentru fiecare dintre ele ecuația cu diferențe finite înlocuitoare, formînd astfel noul sistem de ecuații, de data aceasta algebrice. În cazul ecuațiilor diferențiale cu coeficienți variabili schemele de calcul nu se complică, acestea putîndu-se soluționa ușor în mod similar. Același lucru se poate spune și pentru ecuațiile neliniare. Rezolvarea acestor sisteme de ecuații au soluții însă numai atunci cînd sistemul este convergent. Din acest motiv, în primul rînd trebuie elaborată schema convergentă a sistemului de ecuații cu diferențe finite. Acest lucru se poate realiza prin alegerea unei rețele de discretizare adecvate și de abia după aceea se trece la rezolvarea sistemului de ecuații algebrice. Dacă pentru un anumit sistem nu este asigurată convergența acestuia vor trebui înlocuite schemele de calcul cu altele de atîtea ori pînă cînd se va obține unul care să răspundă acestei cerințe.

Modul matematic de aproximare al ecuațiilor diferențiale cu acelea cu diferențe finite are la baza expresia potențialului magnetic vector dată sub forma (2.27). Pentru a exemplifica modul de înlocuire al acestor ecuații se admite ca și schiță de lucru o porțiune de rețea de discretizare ca și cea din fig. 2.4., în care la început se consideră că distanța dintre noduri $h_x = h_y = h$. De asemenea, se exprimă intensitatea câmpului magnetic în funcție de potențialul magnetic vector sub forma:

$$H = \frac{1}{\mu} \text{rot} A_z(x, y) \cdot K,$$

unde K reprezintă vectorul unitate pe direcția z . În coordonate carteziene relația de calcul se poate scrie sub forma [13]:

$$H = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial A_z}{\partial y} i - \frac{\partial A_z}{\partial x} j \right]$$

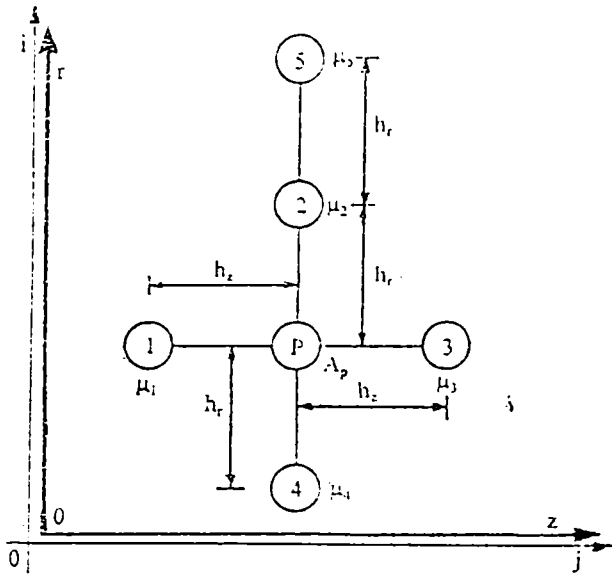


Fig. 2.5. Schița unei porțiuni a rețelei de discretizare cu notațiile utilizate în calcule.

Această relație se aproximează cu o ecuație cu diferențe finite scrisă pentru un nod central, notat $P(r,z)$, dintr-o rețea de discretizare ca și aceea schițată parțial în fig. (2.5). Se obține o ecuație cu diferențe finite de forma următoare:

$$H = \frac{1}{\mu_p} \left[\frac{A_2 - A_4}{h} i - \frac{A_3 - A_1}{h} j \right] \quad (2.29)$$

Pentru o zonă de frontieră unde, de exemplu, $A_4 = 0$, ecuația cu diferențe finite se scrie sub forma următoare:

$$H = \frac{1}{\mu_p} \left[\frac{-3A_p + 4A_2 - A_1}{2h} i - \frac{A_3 - A_1}{2h} j \right] \quad (2.30)$$

Eroarea în acest caz este de ordinul h^2 .

Acest tip de ecuații se scriu pentru fiecare nod al rețelei de discretizare care a fost suprapusă peste câmpul magnetic. Rezolvarea noului sistem de ecuații, de data aceasta algebrice, se face în mod iterativ cu ajutorul calculatorului electronic prin intermediul unei tehnici de relaxare sau prin alte procedee de calcul.

În cazul unor suprafețe mari, cu multe noduri în rețea și deci în cazul în care vom avea un sistem cu foarte multe ecuații diferențiale cu derivate parțiale, se impune uneori ca derivarea să se facă prin extinderea potențialului magnetic vector numai pe o singură direcție x , fapt ce se poate realiza printr-o dezvoltare în serie Taylor pe acea direcție. Așa după cum ecuațiile diferențiale (2.27) stabilesc legătura între potențialul magnetic vector al unui nod central al rețelei de discretizare $P(r,z)$ cu acelea ale nodurilor vecine acestuia, tot așa și printr-o dezvoltare în serie Taylor se poate face o legătură, prin intermediul derivatelor parțiale respective, între un nod $P(r_p, z_p)$ de data aceasta, însă, numai cu nodurile vecine de pe o anumită direcție. Dezvoltarea în serie Taylor constituie o altă posibilitate de formare a ecuațiilor diferențiale de calcul al potențialului magnetic vector al unui punct dintr-un anumit câmp magnetic. Metoda constă deci într-o dezvoltare a potențialului magnetic vector al punctului $P(r_p, z_p)$ într-o serie Taylor cu derivate parțiale, urmînd a se lua în considerare numai termenii de până la ordinul al doilea al acestor derivate și anume

$$\left(\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} \right)_p \text{ și } \left(\frac{\partial^2 A}{\partial z^2} \right)_p$$

Termenii de ordin superior ai seriei se pot neglija, eroarea, din punct de vedere tehnic, fiind acceptabilă pentru acest tip de calcule. Prin explicitarea derivatelor parțiale de ordinul al doilea din serie, expresia acestora o va înlocui pe aceia a derivatelor parțiale de același ordin din ecuația de tip Poisson scrisă

pentru același punct din câmpul magnetic. Dacă potențialul în punctul P_p este A_p , potențialul magnetic vector în oricare alt punct $P(r,z)$ notat $A(r,z)$, alăturat lui $P_p (r_p, z_p)$, poate fi dezvoltat în serie Taylor. expresia rezultantă se scrie sub forma ei generală în modul următor [13]:

$$A(r,z) = A_p + \frac{1}{1!} \left[(r-r_p) \frac{\partial}{\partial r} + (z-z_p) \frac{\partial}{\partial z} \right] A_p + \frac{1}{2!} \left[(r-r_p)^2 \left(\frac{\partial}{\partial r} \right)^2 + (r-r_p)(z-z_p) \left(\frac{\partial}{\partial r} \right) \left(\frac{\partial}{\partial z} \right) + (z-z_p)^2 \left(\frac{\partial}{\partial z} \right)^2 \right] A_p + \dots \quad (2.31)$$

Neglijând termenii de ordin superior lui doi al derivatelor parțiale rămân 5 necunoscute în ecuație și anume:

$$\left(\frac{\partial A}{\partial r} \right)_p; \quad \left(\frac{\partial A}{\partial z} \right)_p; \quad \left(\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} \right)_p; \quad \left(\frac{\partial^2 A}{\partial r \partial z} \right)_p \text{ și } \left(\frac{\partial^2 A}{\partial z^2} \right)_p.$$

Condițiile de simetrie reduc, însă, în cele din urmă, numărul de necunoscute la una singură. Se constată astfel că dezvoltarea în serie Taylor după o direcție r , pentru o rețea de discretizare patrată, cu distanța între două noduri vecine egală cu $h = r - r_p$, și în cazul unor coordonate carteziene (când $\frac{\partial A}{\partial z} = 0$),

conduce la o expresie mult simplificată de forma:

$$A_k = A_p + \frac{1}{1!} h \frac{\partial A_p}{\partial r} + \frac{1}{2!} h^2 \frac{\partial^2 A_p}{\partial r^2} + \dots \quad (2.32)$$

unde cu k este notat un nod vecin cu P . Scriind astfel de ecuații pentru două noduri vecine lui $P(r,z)$, se elimină și termenii cu derivate parțiale de ordinul al doilea din cele două ecuații, putându-se astfel explicita derivata parțială de ordinul unu. Ecuația rezultantă se va putea adăuga sistemului de ecuații de tip Poisson.

Pentru a putea alcătui sistemul de ecuații cu diferențe finite, care va permite obținerea mărimii potențialului magnetic vector și a inducției magnetice în toate nodurile rețelei de discretizare alese, se vor prezenta în paragrafele 2.3.2.2 – 2.3.2.5, în mod fundamentat, calculele care urmează să se facă pentru toate nodurile rețelei și pentru fiecare caz particular în parte.

2.3.2.2. CALCULUL POTENȚIALULUI MAGNETIC VECTOR ȘI AL INDUCȚIEI MAGNETICE PENTRU CAZUL GENERAL AL UNUI NOD OARECARE AL REȚELEI DE DISCRETIZARE

Modul concret de determinare a potențialului magnetic vector pentru un nod $P(r,z)$ din rețea în funcție de celelalte patru noduri vecine se va face, în cele ce urmează, pentru o porțiune a rețelei de discretizare admisă (redată schematic în fig. 2.5.). Se vor scrie ecuațiile diferențiale cu derivate parțiale care stabilesc legătura între potențialele magnetice ale nodurilor învecinate notate cu A , iar, prin metoda diferențelor finite, acestea se vor înlocui, prin aproximare, cu ecuații cu diferențe finite. Pentru ușurarea calculelor se va nota [13; 65]:

$$\begin{aligned}
A_p &= A_0(r, z), & A_3 &= A_0(r, z + h), \\
A_1 &= A_0(r, z - h), & A_4 &= A_0(r - h, z), \\
A_2 &= A_0(r + h, z), & A_5 &= A_0(r + 2h, z).
\end{aligned}
\tag{2.33}$$

În prima fază se vor scrie pentru nodul P(r,z) expresiile care aproximează derivatele parțiale de ordinul I din ecuația diferențială de tip Poisson (2.27) și care au fost înmulțite cu inversul raportului permeabilității magnetice (μ) și a distanței r. Va rezulta:

$$\begin{aligned}
\frac{1}{\mu_r} \left[\frac{\partial}{\partial z} (rA) \right]_1 &= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\mu_1 r_1} + \frac{1}{\mu_p r_p} \right) \frac{r_p A_p - r_1 A_1}{h_z}, \\
\frac{1}{\mu_r} \left[\frac{\partial}{\partial r} (rA) \right]_2 &= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\mu_2 r_2} + \frac{1}{\mu_p r_p} \right) \frac{r_2 A_2 - r_p A_p}{h_r}, \\
\frac{1}{\mu_r} \left[\frac{\partial}{\partial z} (rA) \right]_3 &= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\mu_3 r_3} + \frac{1}{\mu_p r_p} \right) \frac{r_3 A_3 - r_p A_p}{h_z}, \\
\frac{1}{\mu_r} \left[\frac{\partial}{\partial r} (rA) \right]_4 &= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\mu_4 r_4} + \frac{1}{\mu_p r_p} \right) \frac{r_p A_p - r_4 A_4}{h_r}.
\end{aligned}
\tag{2.34}$$

Derivatele parțiale de ordinul al 2-lea se vor aproxima astfel:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial}{\partial z} \left[\frac{1}{\mu_r} \frac{\partial}{\partial z} (rA) \right]_p &= \frac{1}{h_z} \left\{ \left[\frac{1}{\mu_r} \frac{\partial}{\partial z} (rA) \right]_3 - \left[\frac{1}{\mu_r} \frac{\partial}{\partial z} (rA) \right]_1 \right\}, \\
\frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{1}{\mu_r} \frac{\partial}{\partial r} (rA) \right]_p &= \frac{1}{h_r} \left\{ \left[\frac{1}{\mu_r} \frac{\partial}{\partial r} (rA) \right]_2 - \left[\frac{1}{\mu_r} \frac{\partial}{\partial r} (rA) \right]_4 \right\}.
\end{aligned}$$

Valorile rezultate din aproximarea acestor derivate parțiale se vor înlocui în ecuația de tip Poisson scrisă pentru un sistem cu simetrie axială și pentru o permeabilitate magnetică variabilă. Din ecuația (2.27) și ținând cont de aceste precizări, va rezulta:

$$\frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{1}{\mu_r} \frac{\partial}{\partial r} (rA) \right]_p + \frac{\partial}{\partial z} \left[\frac{1}{\mu_r} \frac{\partial}{\partial z} (rA) \right]_p + j_p = 0.$$

În urma înlocuirilor vom avea:

$$\begin{aligned}
&\frac{1}{h_z} \left\{ \left[\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\mu_3 r_3} + \frac{1}{\mu_p r_p} \right) \frac{r_3 A_3 - r_p A_p}{h_z} \right]_3 - \left[\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\mu_1 r_1} + \frac{1}{\mu_p r_p} \right) \frac{r_p A_p - r_1 A_1}{h_z} \right]_1 \right\} + \\
&+ \frac{1}{h_r} \left\{ \left[\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\mu_2 r_2} + \frac{1}{\mu_p r_p} \right) \frac{r_2 A_2 - r_p A_p}{h_r} \right]_2 - \left[\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\mu_4 r_4} + \frac{1}{\mu_p r_p} \right) \frac{r_p A_p - r_4 A_4}{h_r} \right]_4 \right\} + j_p = 0.
\end{aligned}$$

Făcînd calculele se va obține:

$$A_p \left[h_r^2 \left(\frac{2}{\mu_p} + \frac{r_p}{\mu_1 r_1} + \frac{r_p}{\mu_3 r_3} \right) + h_z^2 \left(\frac{2}{\mu_p} + \frac{r_p}{\mu_2 r_2} + \frac{r_p}{\mu_4 r_4} \right) \right] =$$

$$h_r^2 \left[\left(\frac{1}{\mu_1} + \frac{r_1}{\mu_p r_p} \right) A_1 + \left(\frac{1}{\mu_3} + \frac{r_3}{\mu_p r_p} \right) A_3 \right] + h_z^2 \left[\left(\frac{1}{\mu_2} + \frac{r_2}{\mu_p r_p} \right) A_2 + \left(\frac{1}{\mu_4} + \frac{r_4}{\mu_p r_p} \right) A_4 \right] + 2h_r^2 h_z^2 j_p.$$

În cazul unei rețele de discretizare patrate vom avea: $h_r = h_z = h$, iar în acest caz soluția ecuației de tip Poisson se va putea scrie sub forma următoare:

$$A_p = \frac{\left(\frac{1}{\mu_1 r_1} + \frac{1}{\mu_p r_p} \right) r_1 A_1 + \left(\frac{1}{\mu_2 r_2} + \frac{1}{\mu_p r_p} \right) r_2 A_2 + \left(\frac{1}{\mu_3 r_3} + \frac{1}{\mu_p r_p} \right) r_3 A_3 + \left(\frac{1}{\mu_4 r_4} + \frac{1}{\mu_p r_p} \right) r_4 A_4 + 2h^2 j_p}{r_p \left(\frac{1}{\mu_1 r_1} + \frac{1}{\mu_2 r_2} + \frac{1}{\mu_3 r_3} + \frac{1}{\mu_4 r_4} + \frac{4}{\mu_p r_p} \right)} \quad (2.35)$$

Am prezentat demonstrația modului concret de înlocuire a ecuațiilor diferențiale de tip Poisson cu ecuații cu diferențe finite, scrise în funcție de potențialele magnetice vector din nodurile vecine unui nod $P(r,z)$ din rețeaua de discretizare. Modelul concret prezentat constituie cazul general de înlocuire al acestor ecuații diferențiale. Reprezintă, de fapt, fundamentarea teoretică a metodei de constituire a sistemului de ecuații cu diferențe finite, scrise pentru fiecare nod al rețelei de discretizare.

Pentru a avea o imagine concretă asupra mărimii acestui sistem se va lua cazul unei rețele cu 100 noduri pe o axă și tot 100 de noduri pe cealaltă axă. Va rezulta un sistem cu 10000 de ecuații și cu tot atâtea necunoscute, sistem care manual este practic nerezolvabil. Pornind, însă, de la unele soluții particulare și de la unele caracteristici specifice câmpurilor magnetice solenoidale, sistemul se va putea rezolva din aproape în aproape, începînd cu nodurile vecine centrului înfășurării S.C. și a axei Oz. Desigur volumul de calcule este și în acest caz foarte mare și fără ajutorul calculatoarelor electronice ar fi foarte greu, dacă nu imposibil, de rezolvat.

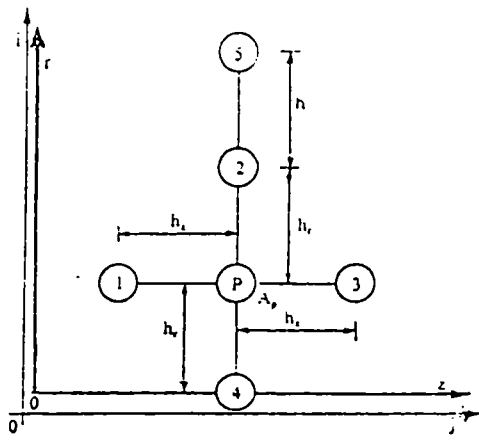
Există anumite zone și/sau noduri din rețeaua de discretizare care nu pot fi încadrate în cazul general deoarece prezintă anumite particularități ce vor trebui rezolvate într-un mod specific. Metodele de rezolvare ale acestor cazuri sunt prezentate în continuare, pe rând, analiza începînd cu situația particulară în care un nod se află pe axa Oz a rețelei. Ecuațiile cu diferențe finite care vor rezulta vor fi incluse, de asemenea, în sistemul de ecuații.

Atunci când unul dintre nodurile vecine celui avut în vedere se află pe axa Oz a bobinei și dacă, de exemplu, acest nod este acela cu numărul 4 din fig.2.6, atunci $r_1 = 0$, iar potențialul magnetic vector în acest punct este zero, deoarece pe axa de simetrie Oz acest potențial magnetic este zero pentru toate punctele. În acest caz în ecuația cu diferențe finite analizată va apărea o nedeterminare care va trebui ridicată. Aproximarea lui $1/\mu_1$ cu media aritmetică:

$$\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\mu_1 r_1} + \frac{1}{\mu_p r_p} \right).$$

nu mai este suficientă și va trebui calculată mai corect cu relația [13; 65].

$$\left(\frac{1}{\mu_r}\right)_{med} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\mu_4} + \frac{1}{\mu_p}\right) \cdot \frac{1}{h} \int_{r_1}^{r_2} \frac{dr}{r} = \frac{1}{2h} \left(\frac{1}{\mu_4} + \frac{1}{\mu_p}\right) \cdot \ln \frac{r_2}{r_1}$$



Putând aproxima:

$$\ln \frac{r_2}{r_1} \cong 2 \frac{r_p - r_1}{r_1 + r_p} = \frac{2h}{r_1 + r_p}$$

rezultă că:

$$\left(\frac{1}{\mu_r}\right)_{med} = \left(\frac{1}{\mu_4} + \frac{1}{\mu_p}\right) \frac{1}{r_1 + r_p} \quad (2.36)$$

Fig. 2.6. Schița de calcul a rețelei de discretizare cu un nod (4) situat pe axa de simetrie Oz.

Aproximarea derivatelor parțiale de ordinul unu cu diferențe finite, scrise pentru nodurile în cauză:

mod adecvat alese, va putea fi făcută în acest caz astfel:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\mu_r} \left[\frac{\partial}{\partial z} (rA) \right]_1 &= \left(\frac{1}{\mu_1} + \frac{1}{\mu_{p_3}}\right) \frac{A_{p_3} - A_1}{2h_z}; \\ \frac{1}{\mu_r} \left[\frac{\partial}{\partial r} (rA) \right]_2 &= \left(\frac{1}{\mu_2} + \frac{1}{\mu_{p_3}}\right) \frac{1}{r_2 + r_{p_3}} \frac{r_2 A_2 - r_{p_3} A_{p_3}}{h_r}; \\ \frac{1}{\mu_r} \left[\frac{\partial}{\partial z} (rA) \right]_3 &= \left(\frac{1}{\mu_3} + \frac{1}{\mu_{p_3}}\right) \frac{A_3 - A_{p_3}}{2h_z}; \\ \frac{1}{\mu_r} \left[\frac{\partial}{\partial r} (rA) \right]_4 &= \left(\frac{1}{\mu_4} + \frac{1}{\mu_{p_3}}\right) \frac{1}{r_3 + r_{p_3}} \frac{r_{p_3} A_{p_3} - r_3 A_3}{h_r}. \end{aligned} \quad (2.37)$$

Derivatele parțiale de ordinul al doilea vor putea fi approximate după cum urmează:

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial z} \left[\frac{1}{\mu_r} \frac{\partial}{\partial z} (rA) \right]_{p_3} &= \frac{1}{2h_z^2} \left[\left(\frac{1}{\mu_1} + \frac{1}{\mu_{p_3}}\right) (A_{p_3} - A_1) + \left(\frac{1}{\mu_3} + \frac{1}{\mu_{p_3}}\right) (A_{p_3} - A_3) \right]; \\ \frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{1}{\mu_r} \frac{\partial}{\partial r} (rA) \right]_{p_3} &= \frac{1}{h_r^2} \left[\left(\frac{1}{\mu_2} + \frac{1}{\mu_{p_3}}\right) \frac{r_2 A_2 - r_{p_3} A_{p_3}}{r_2 + r_{p_3}} + \left(\frac{1}{\mu_4} + \frac{1}{\mu_{p_3}}\right) \frac{r_4 A_4 - r_{p_3} A_{p_3}}{r_4 + r_{p_3}} \right]. \end{aligned}$$

Obținem în cele din urmă relația algebrică de calcul a potențialului magnetic vector sub forma următoare:

$$A_{Pg} = \frac{h_r^2 \left[\left(\frac{1}{\mu_1} + \frac{1}{\mu_{Pg}} \right) A_1 + \left(\frac{1}{\mu_3} + \frac{1}{\mu_{Pg}} \right) A_3 \right] + h_z^2 \left[\left(\frac{1}{\mu_2} + \frac{1}{\mu_{Pg}} \right) \frac{2r_2}{r_2 + r_{Pg}} A_2 + \left(\frac{1}{\mu_4} + \frac{1}{\mu_{Pg}} \right) \frac{2r_4}{r_4 + r_{Pg}} A_4 \right] + 2h_z^2 h_r^2 J_{Pg}}{h_r^2 \left(\frac{1}{\mu_1} + \frac{1}{\mu_3} + \frac{2}{\mu_{Pg}} \right) + h_z^2 \left[\left(\frac{1}{\mu_2} + \frac{1}{\mu_{Pg}} \right) \frac{2r_{Pg}}{r_2 + r_{Pg}} + \left(\frac{1}{\mu_4} + \frac{1}{\mu_{Pg}} \right) \frac{2r_{Pg}}{r_4 + r_{Pg}} \right]} \quad (2.38)$$

Aceasta este expresia generală de calcul al potențialului magnetic vector A_{Pg} , în punctul P, care va putea fi folosită și atunci când unul din nodurile vecine acestui punct se va afla pe o axă de potențial magnetic zero. Această relație de calcul o va include, deci, pe aceea precedentă (2.35).

Dacă în această expresie se va considera că $h_r = h_z = h$, deci în cazul unei rețele patrate și având în vedere că nodul 4 este situat pe axa de simetrie ca și în fig. 2.6, și deci $r_1 = r_3 = r_p = h$, $r_2 = 2h$ și $r_4 = 0$, expresia noastră se va putea scrie sub o formă mai simplă:

$$A_{Pg} = \frac{\left(\frac{1}{\mu_1} + \frac{1}{\mu_{Pg}} \right) A_1 + \left(\frac{1}{\mu_3} + \frac{1}{\mu_{Pg}} \right) A_3 + \left(\frac{1}{\mu_2} + \frac{1}{\mu_{Pg}} \right) \frac{4}{3} A_2 + 2h^2 J_{Pg}}{\frac{1}{\mu_1} + \frac{1}{\mu_3} + \frac{2}{3} \frac{1}{\mu_2} + \frac{2}{\mu_4} + \frac{14}{3} \frac{1}{\mu_{Pg}}} \quad (2.39)$$

Aceste relații pot fi folosite pentru oricare nod al rețelei, având deci un caracter general, cu excepția nodurilor care se află pe linia de separație a două zone cu permeabilități magnetice diferite. Programarea și prelucrarea pe calculator a datelor va fi ușurată dacă în expresia generală a lui A_p se va nota [65]:

$$u_k = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\mu_{Pg}}{\mu_k} \right); \quad C_k = \frac{2r_{Pg}}{r_k + r_{Pg}}; \quad c_{ik} = \frac{2r_k}{r_i + r_{Pg}} \quad (2.40)$$

unde indicele k va fi numărul nodului pentru care s-a scris ecuația respectivă. Se va obține:

$$A_{Pg}^* = \frac{h_r^2 (u_1 A_1 + u_3 A_3) + h_z^2 (u_2 c_{a2} A_2 + u_4 c_{a4} A_4) + \mu_{Pg} h_r^2 h_z^2 J_{Pg}}{h_r^2 (u_1 + u_3) + h_z^2 (u_2 c_2 + u_4 c_4)} \quad (2.41)$$

Coeficienții u_k se găsesc calculați în tabele pentru anumite medii, cum ar fi, de exemplu, aerul sau fierul.

Având cunoscut potențialul magnetic vector pentru anumite noduri se va putea trece la calculul componentelor inducției magnetice pe cele două axe din aceste noduri pornind de la relația (2.25): $\vec{B} = \text{rot} \vec{A}$. Pentru componentele normale și tangențiale de pe axele Oz și Or se vor obține expresiile: $B_z = (\text{rot} \vec{A})_z = (\nabla \cdot \vec{A})_r$; $B_r = (\text{vrot} \vec{A})_r = (\text{v} \nabla \cdot \vec{A})_z$. Scriind aceste relații sub forma unor ecuații diferențiale vom avea:

$$B_z = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r \cdot A) = \frac{A}{r} + \frac{\partial A}{\partial r}; \quad B_r = -\frac{\partial A}{\partial z} \quad (2.42)$$

Pentru nodul P(r,z) din rețeaua de discretizare, reprezentată în fig. 2.5, în urma înlocuirii derivatelor parțiale cu diferențe finite, va rezulta:

$$B_{rp} = \frac{1}{2h_z} (A_1 - A_3),$$

$$B_{zp} = \frac{1}{2h_r r_p} (r_2 A_2 - r_4 A_4) = \frac{A_p}{r_p} + \frac{1}{2h_r} (A_2 - A_4). \quad (2.43)$$

După cum pentru expresiile potențialului magnetic vector scrise pentru nodurile situate în vecinătatea unei axe de simetrie a fost necesară ridicarea nedeterminării și în cazul relațiilor similare ale inducției magnetice va trebui să se procedeze în același mod. Deci se va obține:

$$B_z = \lim_{r \rightarrow 0} \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (rA) = 2 \frac{\partial A}{\partial r}. \quad (2.44)$$

Prin dezvoltarea potențialului magnetic vector în serie Taylor în jurul punctului P(r,z) pe o direcție, vor rezulta expresii de forma (2.31), iar pentru cazul particular din fig. 2.6. ele se vor scrie astfel:

$$A_2 = A_{pg} + \frac{h_r}{1!} \frac{\partial A_{pg}}{\partial r} + \frac{1}{2!} h_r^2 \frac{\partial^2 A_{pg}}{\partial r^2} + \frac{h^3}{3!} \frac{\partial^3 A_{pg}}{\partial r^3} + \dots ;$$

$$A_5 = A_{pg} + \frac{2h_r}{1!} \frac{\partial A_{pg}}{\partial r} + \frac{1}{2!} 4h_r^2 \frac{\partial^2 A_{pg}}{\partial r^2} + \frac{8h^3}{3!} \frac{\partial^3 A_{pg}}{\partial r^3} + \dots$$

Dacă mărimea ochiurilor rețelei și implicit și a lui h a fost aleasă destul de mică, termenii mai mari de ordinul al doilea al seriilor se pot neglija. Ei vor constitui coeficienți de eroare sau reziduali ai ecuațiilor diferențiale.

Înmulțind prima serie cu 4, neglijând termenii mai mari de ordinul al doilea și scăzând seria a doua din prima, se va obține:

$$4A_2 - A_5 = 3A_p + 2h_r \frac{\partial A}{\partial r}$$

Înlocuind în (2.42) rezultă mărimea inducției magnetice în nodul P, pe direcția axei Oz exprimat sub forma:

$$B_{zp} = 2 \frac{\partial A_p}{\partial r} = (4A_2 - A_5 - 3A_p) \frac{1}{h_r}. \quad (2.45)$$

Ținând cont că într-un câmp magnetic potențialele magnetice sunt conectate între ele se vor putea scrie ecuații similare cu cele de mai sus pentru oricare nod al rețelei de discretizare. Pentru orice nod P dintr-o rețea patrată a unui câmp magnetic omogen, aplicînd ecuația de tip Poisson dată sub forma (2.41), se va obține o expresie de forma:

$$A_1 + A_2 + A_3 + A_4 - 4A_p + h^2 \mu j = 0. \quad (2.46)$$

unde nodurile 1,2,3 și 4 sunt acelea din vecinătatea aceluia notat cu P, distanța dintre ele fiind egală cu h. Scrierea unor ecuații similare cu cele prezentate mai sus pentru toate nodurile rețelei va conduce la alcătuirea sistemului de ecuații lineare cu diferențe finite care-l aproximează pe acela cu ecuații diferențiale și care prin rezolvarea numerică a lui, cu ajutorul calculatoarelor electronice, va permite determinarea potențialului magnetic vector și al inducției magnetice în toate nodurile rețelei de discretizare suprapusă peste câmpul magnetic.

În sistemul de ecuații cu diferențe finite este necesar să se includă și ecuațiile scrise pentru anumite condiții de limită și respectiv pentru nodurile situate pe linia de separare a unor zone cu permeabilități diferite, cum sunt acelea din cazul solenozilor S.C. ecranati. Aceste aspecte urmeaza să fie analizate în continuare.

2.3.2.3. CALCULUL POTENȚIALULUI MAGNETIC VECTOR ÎN NODURILE AFLATE LA LIMITA DE SEPARARE A UNOR MEDII CU PERMEABILITĂȚI DIFERITE

Relațiile de calcul ale potențialului magnetic vector date mai sus nu pot fi utilizate în cazul nodurilor aflate pe linia de frontieră a două medii cu o permeabilitate magnetică mult diferită, ele conducând la rezultate eronate în special datorită componente tangențiale a inducției magnetice, care diferă mult în cazul în care este calculată cu potențialul magnetic vector dintr-un mediu față de cazul în care este calculată cu potențialul din celălalt mediu. Din acest motiv trebuiesc găsite alte modalități de exprimare ale acestor relații. Analiza în acest scop se va face, în primă fază, pentru trei cazuri particulare [13] și anume

a) Rețea cu frontieră în linie dreaptă.

În acest caz se va lua exemplul din fig. 2.7. Se poate considera de fapt că sunt două rețele de discretizare, separate de o linie A-P-B, primul mediu avînd o permeabilitate magnetică μ , iar al doilea o permeabilitate μ' . Pentru nodul P(r,z) de pe frontieră condiția de limită este:

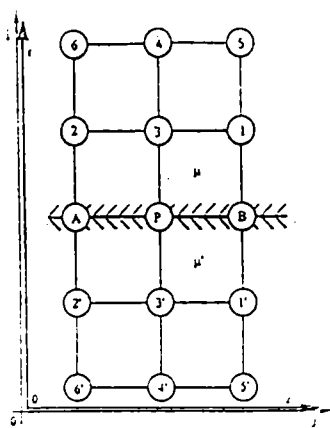


Fig. 2.7. Schița unei rețele cu două zone de permeabilitate diferită și frontieră dreaptă.

$$\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial A}{\partial r} \right)_p = \frac{1}{\mu'} \left(\frac{\partial A'}{\partial r} \right)_p \quad (2.47)$$

Dezvoltînd potențialul magnetic vector în serie Taylor în jurul punctului P, pentru o direcție perpendiculară pe linia de frontieră, se vor putea scrie expresiile

$$A_3 = A_p + \frac{h}{1!} \frac{\partial A_p}{\partial r} + \frac{h^2}{2!} \frac{\partial^2 A_p}{\partial r^2} + \dots; \quad A'_3 = A'_p + \frac{h}{1!} \frac{\partial A'_p}{\partial r} + \frac{h^2}{2!} \frac{\partial^2 A'_p}{\partial r^2} + \dots;$$

$$A_3 = A_p + \frac{2h}{1!} \frac{\partial A_p}{\partial r} + \frac{(2h)^2}{2!} \frac{\partial^2 A_p}{\partial r^2} + \dots; \quad A'_3 = A'_p + \frac{2h}{1!} \frac{\partial A'_p}{\partial r} + \frac{(2h)^2}{2!} \frac{\partial^2 A'_p}{\partial r^2} + \dots$$

Pentru a se evita obținerea unor rezultate eronate se va căuta să se exprime aceste relații în funcție numai de potențialul magnetic vector dintr-un singur mediu. Înmulțind primele ecuații cu 4 și scăzîndu-le pe următoarele din ele, avînd în vedere că $A_p = A'_p$, precum și ținînd cont de condiția de frontieră, va rezulta:

$$\left(\frac{\partial A}{\partial r}\right)_p = \frac{1}{2h}(4A_3 - A_4 - 3A_p),$$

$$\left(\frac{\partial A'}{\partial r}\right)_p = \frac{1}{2h}(4A'_3 - A'_4 - 3A'_p).$$

Din condiția de frontieră (2.47) se obține egalitatea:

$$\frac{1}{\mu}(4A_3 - A_4 - 3A_p) = \frac{1}{\mu'}(4A'_3 - A'_4 - 3A'_p).$$

Schimbând semnul la termenul din stânga egalității, dezvoltarea în serie Taylor fiind făcută pe aceeași direcție dar în sens contrar, va rezulta:

$$3\left(1 + \frac{\mu}{\mu'}\right)A_p = (4A_3 - A_4) + \frac{\mu}{\mu'}(4A'_3 - A'_4). \quad (2.48)$$

Ținând cont de faptul că nodurile se află în exteriorul bobinei și deci $j = 0$ și aplicând ecuația de tip Poisson pentru nodurile 3 și 3', rezultă:

$$4A_3 = A_1 + A_2 + A_p + A_4;$$

$$4A'_3 = A'_1 + A'_2 + A_p + A'_4.$$

Cu aceste expresii ecuația (2.48) va deveni:

$$2\left(1 + \frac{\mu}{\mu'}\right)A_p = A_1 + A_2 + \frac{\mu}{\mu'}(A'_1 + A'_2). \quad (2.49)$$

Procedînd la fel pentru nodurile A și B se vor obține ecuațiile:

$$3\left(1 + \frac{\mu}{\mu'}\right)A_B = (4A_1 - A_5) + \frac{\mu}{\mu'}(4A'_1 - A'_5),$$

$$3\left(1 + \frac{\mu}{\mu'}\right)A_A = (4A_2 - A_6) + \frac{\mu}{\mu'}(4A'_2 - A'_6),$$

$$4A_3 = A_5 + A_6 + A_A + A_B; \quad 4A'_3 = A'_5 + A'_6 + A_A + A_B.$$

Eliminînd din cele cinci ecuații mărimile A_1 , A_2 , A_5 și A_6 se va putea explicita potențialul magnetic vector A_p în funcție numai de potențialele nodurilor vecine A, B, 3 și 3' în mod succesiv. Adunând primele 2 ecuații și înlocuind următoarele două în ecuația rezultantă, se obține o ecuație care, împreună cu expresia (2.49), va forma ultimul sistem de 2 ecuații sub forma următoare:

$$2\left(1 + \frac{\mu}{\mu'}\right)(A_A + A_B) = 4(A_1 + A_2) + 4\frac{\mu}{\mu'}(A'_1 + A'_2) - 4A_3 - 4\frac{\mu}{\mu'}A'_3;$$

$$2\left(1 + \frac{\mu}{\mu'}\right)A_p = A_1 + A_2 + \frac{\mu}{\mu'}(A'_1 + A'_2).$$

Înmulțind a doua ecuație cu 4 și scăzînd prima din a 2-a va rezulta:

$$4\left(1 + \frac{\mu}{\mu'}\right)A_p = 2A_3 + A_A + A_B + \frac{\mu}{\mu'}(2A'_3 + A'_1 + A'_B). \quad (2.50)$$

Deși în relație se utilizează potențialul magnetic vector al unui nod din alt mediu, eroarea va fi admisibilă, deoarece direcția de dezvoltare a seriei Taylor este normală la limita de separație în nodurile P, A și B și deci componentele tangențiale respective ale inducției magnetice sunt egale cu zero, iar toate celelalte noduri care intervin în relațiile de calcul se află într-un singur mediu.

b) Rețeaua cu frontieră în unghi drept.

În cazul în care rețeaua de discretizare, respectiv câmpul magnetic este separat de o frontieră în unghi drept, ca și cel din fig. 2.8, se va utiliza ecuația potențialului magnetic vector obținută pentru punctul P prin dezvoltare în serie Taylor, însă nu pentru punctele imediat vecine, deoarece ar putea conduce la erori, ci pentru nodurile aflate pe diagonală, respectiv pentru nodurile 1, 6 și 1', 6'. Printr-o demonstrație similară cu aceea făcută pentru cazul precedent [13], se obține:

$$3\left(1 + \frac{\mu}{\mu'}\right)A_p = (4A_1 + A_6) + \frac{\mu}{\mu'}(4A'_1 + A'_6).$$

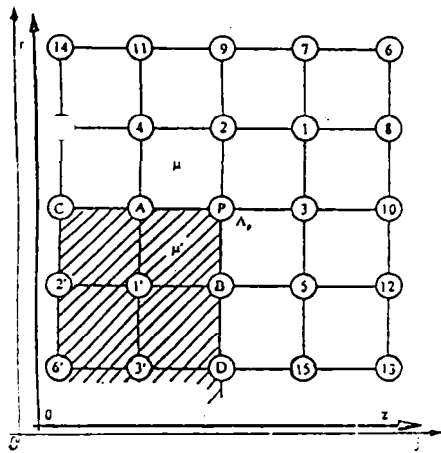


Fig. 2.8. Schița unei rețele cu două zone de permeabilitate diferită și frontiera în unghi drept.

Inducția magnetică radială și axială se va calcula în acest caz cu relațiile următoare.

$$B_{rp} = \frac{1}{2h_z}(4A_A - 3A_p - A_C), \quad (2.52)$$

$$B_{zp} = \frac{A_p}{r_p} + \frac{1}{2h_r}(3A_p - A_D - 4A_B).$$

În cazul în care unghiul drept este răsturnat față de cel din fig. 2.8 semnul potențialelor din paranteza relațiilor de calcul se schimbă.

c) Rețea cu frontiera sub forma unei curbe oarecare.

Atunci când separarea a două medii cu permeabilitate magnetică diferită se face după o suprafață curbă dar simetrică față de axa de simetrie, așa după cum se poate vedea în fig. 2.9, analiza se face doar

pentru metoda și modul de abordare cel mai simplu și mai rapid convergent. Pentru aceasta se atașează unui nod din rețea situat pe linia de frontieră un vector unitate n , normal la aceasta, orientat spre exterior și având originea în punctul P . Folosind proiecțiile acestuia în condiții de limită rezultă:

$$n_z \frac{\partial A}{\partial z} + n_r \frac{\partial A}{\partial r} = \frac{\mu}{\mu'} \left(n_z \frac{\partial A'}{\partial z} + n_r \frac{\partial A'}{\partial r} \right)$$

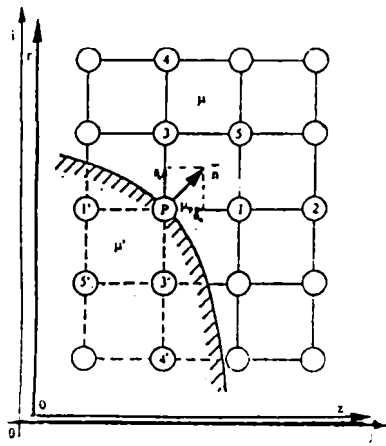


Fig. 2.9. Schița unei rețele cu două zone de permeabilitate diferită și frontiera o curbă oarecare.

În urma dezvoltării în serie Taylor a expresiei potențialului magnetic vector după o singură direcție (2.31), se neglijează termenii mai mari de ordinul al 2-lea și se consideră că μ' este uniform distribuit în preajma liniei de separare a celor două medii. Ținând cont de condiția de limită de frontieră dată de relația (2.47) și înlocuind în aceasta derivatele parțiale, se obține așa după cum s-a mai văzut, prin modificări și simplificări succesive și adecvate [13], relația:

$$3 \left(1 + \frac{\mu}{\mu'} \right) (n_z + n_r) A_p = n_z \left[(4A_1 - A_2) + \frac{\mu}{\mu'} (4A'_1 - A'_2) \right] + n_r \left[(4A_3 - A_4) + \frac{\mu}{\mu'} (4A'_3 - A'_4) \right] \quad (2.53)$$

Pentru determinarea potențialului magnetic vector A_p se folosesc potențialele nodurilor vecine ambelor medii. Dacă permeabilitățile magnetice ale acestora sunt mult diferite, pentru a reduce posibilitatea introducerii unor erori care pot apărea din cauza componentelor tangențiale ale inducției magnetice în suprafața de separație, se caută să se lucreze cu potențialele magnetice vectoriale ale unor noduri care se apropie cât mai mult de normala la linia de separație dusă prin nodul cercetat.

2.3.2.4. CALCULUL POTENȚIALULUI MAGNETIC VECTOR ȘI AL INDUCȚIEI MAGNETICE ÎN CAZUL UNOR REȚELE CU PAS VARIABIL

Pentru a putea calcula mai exact o anumită zonă a câmpului magnetic care ne interesează în mod special, se utilizează uneori o rețea cu un pas mai mare pentru partea câmpului mai comuțată și cu un pas mai mic pentru o anumită zonă specială, (mai particulară), cum este, de exemplu, aceia unde vor fi amplasate armăturile rotorului unei mașini criogenice homopolare axiale. Nodurile vecine pentru care trebuie, de această dată, să se calculeze potențialul magnetic vector sunt situate pe limita de demarcație a celor două zone cu pas diferit. Calculul potențialului magnetic vector în aceste noduri trebuie să permită trecerea de la rețeaua cu un pas, la rețeaua cu un alt pas. Se consideră că în afara liniei de separație a celor două zone, în interiorul celor două rețele de discretizare, pasul dintre noduri este constant. Pe direcția transversală liniei de demarcație a celor două zone ale rețelei distanța dintre noduri este diferită, așa după cum se vede și în fig. 2.10. [13; 65].

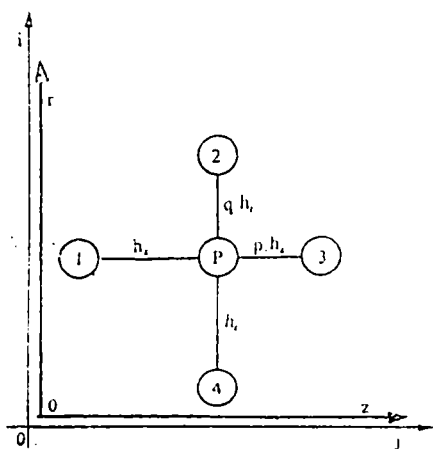


Fig. 2.10. Schița unei rețele cu două zone cu pas diferit una de alta.

Se procedează similar cazului în care distanța dintre noduri este egală. Demonstrația se pornește de la ecuația de tip Poisson scrisă sub forma (2.27):

$$\frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{1}{\mu r} \frac{\partial}{\partial r} (rA) \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left[\frac{1}{\mu r} \frac{\partial}{\partial z} (rA) \right] + J_P = 0$$

Pentru a găsi ecuația cu diferențe finite, se aproximează derivatele parțiale de ordinul unu și doi.

Cu aceste aproximări ecuația de tip Poisson de mai sus se exprimă ca și o ecuație cu diferențe finite, înlocuind derivatele parțiale de ordinul unu și respectiv doi din ecuație cu aceste expresii. Pentru simplificarea formei de exprimare, în vederea calculului ei cu ajutorul calculatorului, se vor face din nou înlocuirile potrivit relațiilor (2.40). Expresia potențialului magnetic în nodul P se obține în acest caz sub forma:

$$A_p = \frac{(h_{z1} + h_{z3}) \left(\frac{u_2 A_2}{h_{r2}} c_{a2} + \frac{u_4 A_4}{h_{r4}} c_{a4} \right) + (h_{r2} + h_{r4}) \left(\frac{u_3 A_3}{h_{z3}} + \frac{u_1 A_1}{h_{z1}} \right) + \mu_p (h_{z1} + h_{z3})(h_{r2} + h_{r4}) J_p}{(h_{z1} + h_{z3}) \left(\frac{u_2 c_2}{h_{r2}} + \frac{u_4 c_4}{h_{r4}} \right) + (h_{r2} + h_{r4}) \left(\frac{u_3}{h_{z3}} + \frac{u_1}{h_{z1}} \right)} \quad (2.54)$$

Sistemul de ecuații cu diferențe finite se va forma în mod corespunzător fiecărei zone a câmpului magnetic. Se recomandă utilizarea unei rețele cu un pas mai mic numai pe zone reduse, dar mai speciale. Se va căuta, de asemenea, ca zonele cu pas diferit să fie pe cât posibil de formă dreptunghiulară, pentru a nu complica prea mult programul pe calculator, deoarece acest model va fi mult mai performant.

Odată determinat potențialul magnetic vector pentru un nod din zona cu pas variabil va fi posibilă și determinarea inducției magnetice pentru nodul respectiv. Pentru zona în care avem o permeabilitate magnetică constantă a mediului, componentele inducției magnetice pe direcția celor două axe de coordonate se vor calcula cu relațiile:

$$B_{rp} = \frac{1}{h_{z1} + h_{z3}} (A_3 - A_1),$$

$$B_{zp} = \frac{1}{(h_{r2} + h_{r4}) r_p} (r_2 A_2 - r_4 A_4) = \frac{A_p}{r_p} + \frac{1}{h_{r2} + h_{r4}} (A_2 - A_4) \quad (2.55)$$

În cazul în care $r_p = 0$ și deci nodul nostru se află pe axa de simetrie, va trebui ridicată și în acest caz nedeterminarea. Se va proceda ca și în cazul rețelei cu pas constant.

2.3.2.5. CRITERII GENERALE DE LUCRU ÎN PRAJMA LINIILOR DE FRONTIERĂ ALE REȚELEI DE DISCRETIZARE

Pentru a avea posibilitatea rezolvării cu ajutorul calculatorului electronic a oricăror probleme de câmp magnetic solenoidal S.C., este necesar să se precizeze criteriile generale de lucru din preajma liniilor de frontieră ale rețelei de discretizare, deoarece acestea permit formularea unor ipoteze de lucru simplificatoare. Aceste criterii crează premisele stabilirii condițiilor inițiale care să permită începerea iterațiilor de rezolvare a sistemului de ecuații. Astfel s-a constatat că în soluționarea problemelor de câmp magnetic cu simetrie axială pot fi făcute importante simplificări în calcule prin folosirea unor condiții de existență a liniilor de delimitare ale rețelei de discretizare, precum și a acelor formulate pentru nodurile din preajma axelor de coordonate ale bobinei. Cerințele respective vor constitui ipoteze de lucru în soluționarea sistemului de ecuații. În cele ce urmează se vor enumera câteva dintre acestea [13] și anume:

a) Condiția Dirichlet

Această condiție se referă la stabilirea potențialului magnetic vector pe o frontieră curbă care trece printre nodurile rețelei de discretizare și nu le traversează, așa după cum este exemplificat în fig. 2.11. Se știe că potențialul magnetic vector la limită fie este constant ($A = ct$), cum este în cazul liniilor de flux magnetic, fie este o funcție $A = f(r, z)$. În cazul analizat se consideră date potențialele magnetice vector din punctele Q_1 și Q_2 de pe linia de frontieră și se cere să se stabilească, prin diferite moduri de aproximare și interpolare, acelea din nodurile din imediata vecinătate a rețelei în funcție de acelea din punctele cunoscute. Unui din aceste moduri de aproximare este cunoscut sub denumirea de interpolare de grad zero. În acest caz potențialul dintr-un punct se va aproxima ca fiind egal cu acela din nodul cel mai apropiat situat față de linia de frontieră. Vom avea:

$$A_1 = A(Q_2) \text{ și } A_2 = A(Q_1).$$

Această aproximare se poate face pentru rețelele fine, cu distanța între noduri h mică (atunci când $h \rightarrow 0$).

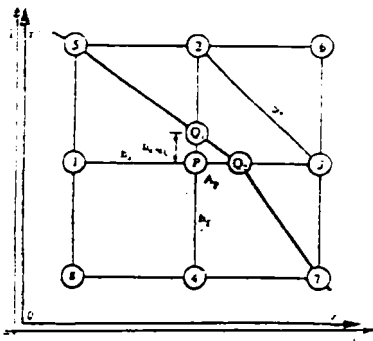


Fig. 2.11. Schița rețelei pentru aplicarea condiției Dirichlet.

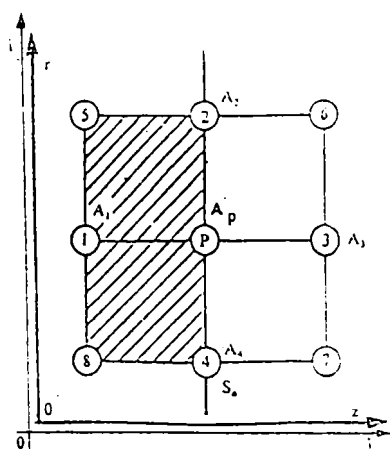
Un alt mod de aproximare, pentru cazul analizat, este acela propus de Collatz [13] sub forma unei interpolări liniare (de ordinul unu), dat de relația:

$$A_v = \frac{h \cdot A(Q_1) + hq_1 A_2}{h + hq_1} \quad (2.56)$$

Acest mod de aproximare va conduce la erori mai reduse decât în cazul precedent.

b) Condiția Neumann

Această condiție se referă la situația în care liniile de câmp pătrund într-un alt mediu sub forma unui unghi drept cu limita de separație, deci normal la linia de demarcație. Gradientul potențialului magnetic vector în acest loc și componenta tangențială a inducției magnetice este zero. În cazul reprezentat în fig. 2.12, dacă presupunem că problema este simetrică pe linia S, liniile de câmp vor trece perpendicular pe S și deci $B_r = 0$. Un exemplu în acest sens îl constituie nodurile din preajma axei de coordonate Oz situate pe perpendiculara la aceasta. Condiția este satisfăcută dacă avem egalitățile [13]:



$$A(r, z) = A(-r, -z) \text{ sau } A_1 = A_3 \quad (2.57)$$

Aproximările de acest tip se pot face numai dacă diferența între permeabilitățile magnetice ale celor două medii nu este foarte mare.

Fig. 2.12. Schița rețelei pentru aplicarea condiției Neumann.

c) Condiția de simetrie

Atunci când semnul coordonatelor unor noduri din preajma liniei de frontieră este inversat, potențialul magnetic vector al acestora va avea aceeași mărime. Este, de exemplu, cazul nodurilor din preajma axei Oz. Deci vom avea [13]:

$$A(r, z) = A(r, -z) \text{ și respectiv } A(r, z) = A(-r, z). \quad (2.58)$$

d) Condiția de antisimetrie

Odată cu schimbarea semnelor coordonatelor își schimbă semnul și potențialul magnetic vector. Este, de exemplu, cazul unor noduri situate în preajma unei axe care trece prin solenoid, este paralelă cu axa Oz și numai dacă ne vom raporta la noua axă. Va rezulta:

$$A(r, z) = -A(-r, z) \text{ și } A(r, z) = -A(r, -z). \quad (2.59)$$

Aceste condiții, exprimate prin egalitățile respective, vor completa sistemul de ecuații algebrice scrise pentru potențialul magnetic vector din nodurile rețelei de discretizare, simplificând mult modul de rezolvare al acestuia.

2.3.2.6. REZOLVAREA SISTEMELOR DE ECUAȚII CU DIFERENȚE FINITE SCRISE PENTRU UN SOLENOID S.C. CU AJUTORUL TEHNICILOR RELAXĂRII

În paragrafele precedente am fundamentat teoretic modul de aproximare al ecuațiilor diferențiale de calcul a potențialului magnetic vector dintr-un câmp magnetic al unui solenoid, cu ecuații cu diferențe finite.

Procedeele analizate permit constituirea sistemului de ecuații algebrice cu diferențe finite care are ca și necunoscute potențialele magnetice vector din nodurile rețelei de discretizare. Acest sistem de ecuații urmează să fie rezolvat prin metode specifice. El este de ordinul de mărime al numărului de noduri al rețelei de discretizare utilizate. Rezolvarea computerizată este obligatorie în acest caz.

La rezolvarea sistemului de ecuații algebrice pe calculator se utilizează în prezent metode numerice de soluționare, cum este, de exemplu, procedeul care se bazează pe algoritmul lui Gauss folosit în cazul unui sistem de ecuații liniare. În cazul sistemelor de ecuații neliniare, cum sunt de fapt acelea analizate în lucrare, se folosește procedeul Newton-Raphson [14], în cazul în care există o soluție inițială a sistemului de ecuații suficient de bine aproximată, sau acela care are la bază una din tehnicile relaxării [13]. În acest ultim caz calculele se fac în mod secvențial și din aproape în aproape, putând însă să se obțină soluția pe calculator aproape simultan pentru toate ecuațiile din sistem. Această ultimă metodă este cea mai potrivită pentru rezolvarea sistemului de ecuații algebrice avut în vedere, deoarece acesta are doar până la maximum cinci termeni într-o ecuație, cu necunoscutele legate între ele de la o ecuație la alta în mod crescător, iar prin utilizarea condițiilor de limită se poate mai ușor obține o soluție inițială. Metoda se bazează pe o tehnică de aproximări și înlocuiri succesive a potențialului magnetic vector din iterația precedentă cu o mărime corectată din rularea curentă, operație executată la fiecare iterație. În final calculele conduc la o soluție care modelează bine fenomenul fizic, rezultatele fiind corecte atunci când aproximările sau estimările făcute inițial la înlocuirea ecuațiilor diferențiale cu ecuații cu diferențe finite, deci la constituirea soluției inițiale, au fost logice, s-au făcut corespunzător teoriei, modelând cât mai fidel fenomenul real, iar sistemul de ecuații creat este convergent, astfel ca în urma iterațiilor care se fac să se ajungă la obținerea unor erori minime, mai mici decât acelea admisibile.

Dintre metodele secvențiale și iterative de rezolvare a acestor sisteme de ecuații, sunt menționate acelea care se bazează pe una din procedeele de relaxare dreaptă, punctiformă, sau de suprar relaxare și subrelaxare [13; 65; 71]. Modul practic de aplicare al metodelor relaxării sunt suficient de simple și cu o experiență oarecare se poate elabora un program care să permită rezolvarea problemelor numerice pe un calculator. În exemplul dat în lucrare, s-a ales ca metodă de iterare a calculelor aceia a relaxării drepte, punctiforme.

Metoda computerizată de relaxare punctiformă admisă ca tehnică de lucru urmărește, după cum am amintit deja, o reducere sistematică către zero a așa-ziselor "reziduuri" care survin atunci când potențialele magnetice vector obținute într-o iterație nu satisfac ecuațiile de tip Poisson, iar partea dreaptă a acestora diferă de zero cu o cantitate notată ΔA . Admiterea în calculele pe calculator a unei valori admisibile ε_{adm} pentru eroarea ΔA , care dacă se depășește să atragă după sine reluarea iterațiilor, necesită o oarecare experiență a aceluia care face programarea. Se admite pentru acest ΔA , în mod obișnuit, un număr arbitrar de mic, ε_{adm} , acceptabil. Cu cât acest număr este mai mic, numărul de iterații va crește odată cu creșterea acurateții și exactității calculelor. Va crește însă în mod simultan și timpul de calcul. Dacă $\varepsilon_{adm} \rightarrow \infty$ și timpul de calcul $t_{calc} \rightarrow \infty$. Trebuie găsită deci o mărime optimă pentru ε_{adm} . Din acest motiv mărimea lui ΔA poate fi modificată în mod corespunzător după o primă rulare de probă a programului de calcul.

Metoda iterativă a relaxării punctiforme folosită în rezolvare pentru verificarea corectitudinii soluțiilor și corectarea erorilor aflate peste o anumită limită admisibilă dată, conduce la o convergență destul de rapidă și la găsirea soluției finale. Iterațiile, aplicate soluției inițiale, se vor face deci până se va îndeplini condiția ca:

$$\Delta A_p = \left| A_p^{(k+1)} - A_{ij}^{(k)} \right| < \varepsilon_{adm}, \quad (2.60)$$

unde ε_{adm} este valoarea admisă pentru acest reziduu, respectiv eroarea de calcul, $k+1$ reprezintă numărul de iterații începute de la $k = 0$ pentru soluția inițială și făcute până în acel moment, i și j sunt coordonatele nodului avut în vedere din rețeaua de discretizare, $A_{ij}^{(k)}$ este valoarea potențialului magnetic vector calculată în iterația anterioară în nodul respectiv, iar $A_p^{(k+1)}$ aceea nou calculată ($A_{ij}^{(0)}$ corespunzând soluției inițiale).

Tehnica relaxării constă deci în schimbarea valorilor necunoscute, calculate într-o fază anterioară, cu acelea obținute în cadrul iterației curente, în cazul în care $\Delta A_p \geq \varepsilon_{adm}$, conform schemei:

$$\begin{aligned} -A_p^{(k+1)} - A_{ij}^{(k)} > 0 &\Rightarrow A_{ij}^{(k+1)} = A_{ij}^{(k)} + f_{c,opt} \Delta A_p; \\ -A_p^{(k+1)} - A_{ij}^{(k)} < 0 &\Rightarrow A_{ij}^{(k+1)} = A_{ij}^{(k)} - f_{c,opt} \Delta A_p; \end{aligned} \quad (2.61)$$

În cazul acesta $f_{c,opt}$ reprezintă factorul de corecție optim, avînd mărimea $f_{c,opt} < 1$. În mod curent programul de calcul se poate elabora cu o eroare admisă în tehnică de până la $\varepsilon_{adm} = 10^{-5}$. În literatura de specialitate se recomandă calcularea factorului de corecție optim cu relația [13; 65]:

$$f_{c,opt} = 1 - \sqrt{2 \left[(m-1)^{-2} + (n-1)^{-2} \right]}. \quad (2.62)$$

Se admite uneori în practică $f_c \leq f_{c,opt}$, experiența arătînd că problema este stabilă în acest caz. Determinarea lui $f_{c,opt}$ se poate face și cu alte relații de calcul date în literatura de specialitate, dar se poate face și prin încercări, rulînd succesiv cu anumite mărimi atribuite pe rînd lui f_c . Trasînd grafic variația lui f_c în funcție de numărul de iterații care conduc la un $\Delta A_p < \varepsilon_{adm}$ se va obține $f_{c,opt}$. Se vor putea face analize a rezultatelor obținute pentru diverse rețele de discretizare, cu valori ale lui m și n , precum și ale lui h_r și h_z diferite. În acest mod se vor putea verifica relațiile de calcul date în literatura de specialitate pentru $f_{c,opt}$ cu acelea obținute în urma acestor analize.

Mărimile atribuite permeabilității magnetice în aceste rulări au fost niște valori inițiale approximate, care însă nu corespund cu distribuția reală din câmpul magnetic. Din acest motiv va fi necesar ca prin tehnica relaxării să se facă și o înlocuire a acestor mărimi. Pentru aceasta se va utiliza relația următoare:

$$\mu_i = \mu_{i-1} + f_u (\mu_i - \mu_{i-1}), \quad (2.63)$$

unde $f_u < 1$ reprezintă și în acest caz factorul de relaxare, iar i numărul iterației curente. Se recomandă ca eroarea admisă în calcule să fie de $\varepsilon_{\mu adm} = 0,01$, astfel ca să se verifice inegalitatea:

$$\frac{\mu_1 - \mu_{1,1}}{\mu_{1,1}} < \varepsilon_{\mu,adm}$$

(2.64)

Iterațiile de calcul al sistemului de ecuații se vor relua atât timp cât expresia de mai sus nu este satisfăcută.

Rezolvarea sistemului de ecuații cu diferențe finite, cu ajutorul tehnicii relaxării punctiforme, descrisă mai sus, răspunde cel mai bine cazului analizat.

2.4. METODA DE CALCUL GRAFO-ANALITICĂ A SOLENOIZILOR S.C. FUNDAMENTATĂ PE TEORIA ÎNFĂȘURĂRILOR TOROIDALE

Proiectarea într-o primă fază a bobinelor solenoidale S.C., cu o simetrie axială și transversală este mult ușurată azi de utilizarea unor metode de calcul bazate pe folosirea calculatoarelor electronice și a unor grafice și tabele întocmite în mod adecvat (existente în literatura de specialitate [15; 47]). Una dintre aceste metode de calcul și analiză este și aceea prezentată în continuare și fundamentată pe teoria înfășurărilor toroidale, utilizată mai ales în cadrul Studiilor de fezabilitate și oportunitate a investițiilor, în calculele preliminare de proiectare pentru stabilirea soluției inițiale, precum și uneori la calculul câmpurilor magnetice mari [47].

Prin integrarea ecuației care definește câmpul magnetic pe axa solenoidului, dată sub forma:

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_V \frac{\mathbf{j} \times \mathbf{r}}{r^3} dV, \text{ vom obține pentru centrul bobinei relația lui Fabry (2.15) dată sub forma următoare}$$

[47]:

$$B_0 = \mu_0 \cdot \lambda_c \cdot f_u \cdot j_c \cdot a_i \cdot F(\alpha, \beta), \quad (2.65)$$

unde $F(\alpha, \beta)$ reprezintă factorul densității de curent introdus de Gauster și care se exprimă astfel [13]:

$$F(\alpha, \beta) = \beta \ln \frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}{1 + \sqrt{1 + \beta^2}}, \quad (2.66)$$

iar λ_c - factorul de umplere a matriței cablului multifilamentar și f_u - factorul de umplere al matriței înfășurării S.C. Este o expresie care depinde de α și β , coeficienți adimensionali relativi dați de geometria bobinei, a căror mărime se calculează cu relațiile cunoscute:

$$\alpha = \frac{a_2}{a_1}, \quad \beta = \frac{H}{2a_1} = \frac{b}{a_1}$$

Cu ajutorul relației (2.65) vom putea calcula mărimea inducției magnetice din centrul înfășurării, în funcție de densitatea de curent din filamentul S.C. j_c , diametrul interior al bobinei a_1 , a celui exterior a_2 și a lungimii acesteia $H = 2b$. Valoarea lui $F(\alpha, \beta)$ fiind astfel determinată, în discuție rămân numai coeficienții α și β . Presupunând că razei interioare a_1 a înfășurării i se atribuie o anumită mărime din motive constructive, se vor putea trasa grafice și tabele de variație a factorului $F(\alpha, \beta)$ în funcție de α și β , respectiv a_2 și b .

Pentru interpretarea fenomenelor din câmpul magnetic o importanță deosebită o prezintă inducția magnetică axială maximă $B_{z\max}$. Ea apare în locul în care $z = 0$, $r = a_1$ și se poate calcula cu relația [15; 47]:

$$B_{z\max} = B_0 \cdot K(\alpha, \beta) \quad , \quad (2.67)$$

în care $K(\alpha, \beta)$ este o funcție complexă care se găsește rezolvată și în acest caz sub formă de tabele în literatura de specialitate, precum și sub formă de grafice ca și acela prezentat în fig. 2.13 pentru diferite valori ale coeficienților α și β [15; 47].

Inducția magnetică radială maximă $B_{r\max}$ este mai mică decât $B_{z\max}$ și se calculează cu relația:

$$B_{r\max} = B_{z\max} \cdot A(\alpha, \beta) \quad , \quad (2.68)$$

- unde funcția $A(\alpha, \beta)$ se găsește, de asemenea, în literatura de specialitate și este dată sub formă de tabele sau grafice similare [15; 47].

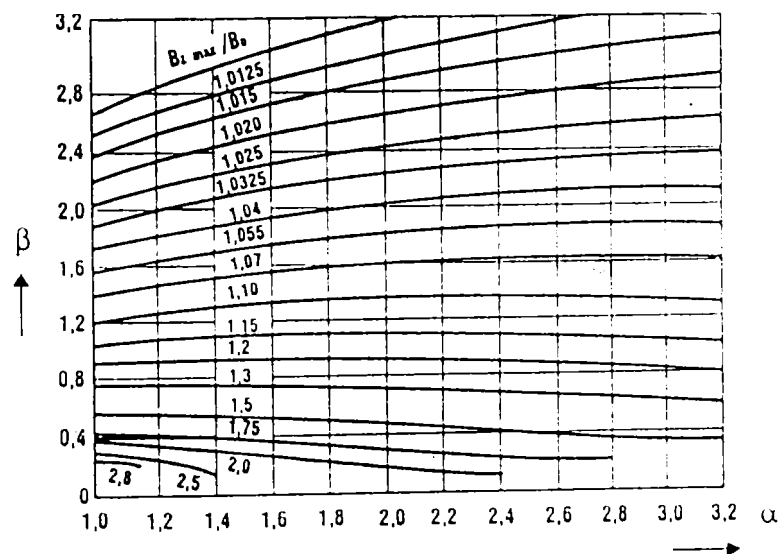


Fig. 2.13. Variația funcției $K(\alpha, \beta) = B_{z\max} / B_0$ pentru diferite valori ale coeficienților α și β în cazul unor solenoizi simpli [47].

Tabelele cu inducții magnetice axiale și radiale al punctelor din câmpul magnetic al solenozilor au fost elaborate pe baza relațiilor (2.42), potențialul magnetic vector obținându-se pornind de la relația următoare [15]:

$$dA_\varphi(r, z, \varphi) = \frac{\mu J(a) dS}{4\pi} \int \frac{a \cos \theta d\theta}{R} \quad , \quad (2.69)$$

unde: a și θ sunt coordonatele cilindrice al elementelor curente din solenoid, R este distanța de la elementul curent al solenoidului la un punct din câmpul magnetic, r , z și φ sunt coordonatele cilindrice ale punctelor din câmpul magnetic, iar dS este aria elementară a secțiunii solenoidului. În cazul analizat unghiurile $\varphi = 0$ și $\theta = 0$ vor coincide.

Din relația (2.69) se poate deduce și calcula potențialul magnetic vector cu expresia:

$$A_{\varphi}(r, z, 0) = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-l}^l \int_{a_1}^{a_2} aJ(a) da \int_0^{2\pi} \frac{\cos \theta l \theta}{\sqrt{(z-l)^2 + r^2 + a^2 - 2ar \cos \theta}} d\theta, \quad (2.70)$$

unde: L reprezintă semilungimea solenoidului și l lungimea unui element curent din solenoid. Având relațiile (2.42) pentru inducția magnetică axială și radială date sub forma:

$$B_r = -\frac{\partial A_{\varphi}}{\partial z} \quad \text{și} \quad B_z = \frac{1}{r} \frac{\partial(rA_{\varphi})}{\partial r}$$

și făcând înlocuirile, precum și unele calcule intermediare (vezi [15]), în ipoteza în care densitatea de curent j este considerată constantă în solenoid, pentru inducția magnetică axială se va obține:

$$\begin{aligned} B_r = & -\frac{\mu J}{2\pi} \left\{ -\int_0^{\pi} \cos \theta \sqrt{\xi_1^2 + r^2 + a^2 - 2ar \cos \theta} d\theta + \int_0^{\pi} \cos \theta \sqrt{\xi_2^2 + r^2 + a^2 - 2ar \cos \theta} d\theta - \right. \\ & - \int_0^{\pi} r \cos^2 \theta \ln(a - r \cos \theta + \sqrt{\xi_1^2 + r^2 + a^2 - 2ar \cos \theta}) d\theta + \int_0^{\pi} r \sin^2 \theta \ln \left[\frac{a - r \cos \theta}{r \sin \theta} + \right. \\ & \left. \left. + \sqrt{\left(\frac{a - r \cos \theta}{r \sin \theta} \right)^2 + 1} \right] d\theta - \int_0^{\pi} \frac{r \cos \theta (r - a \cos \theta)}{\sqrt{r^2 + a^2 - 2ar \cos \theta}} d\theta \right\} \Bigg|_{a_1}^{a_2}. \end{aligned} \quad (2.71)$$

unde: $\xi_1 = z - L$; $\xi_2 = z + L$, iar $\xi = z-l$ și pentru inducția magnetică radială va rezulta:

$$\begin{aligned} B_z = & \frac{\mu J}{2\pi} \left\{ \xi \int_0^{\pi} \ln \left[(a - r \cos \theta) + \sqrt{\xi^2 + r^2 + a^2 - 2ar \cos \theta} \right] d\theta - \right. \\ & - \xi ar^2 \int_0^{\pi} \frac{\sin^2 \theta d\theta}{(a^2 - r^2 - 2ar \cos \theta) - \sqrt{\xi^2 + r^2 + a^2 - 2ar \cos \theta}} - \\ & \left. - \frac{r\xi}{|\xi|} \int_0^{\pi} \sin \theta \tan^{-1} \frac{|\xi|(a - r \cos \theta)}{(r \sin \theta) \sqrt{\xi^2 + r^2 + a^2 - 2ar \cos \theta}} d\theta \right\} \Bigg|_{a_1}^{a_2}, \end{aligned} \quad (2.72)$$

Calculul acestor integrale au permis elaborarea tabelelor, existente în literatura de specialitate (ex. [15]), precum și trasarea unor grafice ca și acela redat ca și exemplu în fig. 2.13 [47], pe baza cărora se pot obține relativ ușor inducțiile magnetice axiale și radiale din diferite puncte al câmpului magnetic al solenozilor.

În cazul supraconductorilor dimensionarea cu relațiile anterioare este numai atunci posibilă când sunt îndeplinite și condițiile: $B_{zmax} < B_{c2}(j_L)$ - pentru cablurile de tip LTS și $B_{zmax} < B_{irr}(j_L)$ sau $B_{zmax} < \mu_0 H_{c2}(j_L)$, respectiv $B_{zmax} < \mu_0 H_{irr}(j_L)$, - pentru acelea de tip HTS, adică atunci când intensitatea magnetică critică a câmpului (H_{c2} sau H_{irr}) obținută în cazul densității de curent j_L a materialului de conducție este mai mare decât intensitatea maximă ce poate apare la conductor ($j_L = \lambda \cdot f_u \cdot j_c$).

Se poate concluda că metoda grafică și/sau tabelară de calcul, analiză și proiectare a câmpurilor magnetice a bobinelor solenoidale S.C., fundamentată pe teoria înfășurărilor toroidale, permite obținerea în mod relativ ușor a unor soluții aproximative (datorită erorilor care apar la citirea graficelor și interpolarea unor date), însă suficient de exacte pentru calculul preliminar de elaborare a unei soluții inițiale sau de verificare a unor rezultate obținute prin alte metode de calcul. Utilizarea unor astfel de grafice ne permite și aproximarea cantității de supraconductor necesară la construirea înfășurării, mărime necesară pentru calculul economic de evaluare a costurilor. Desigur că soluțiile astfel obținute vor constitui numai rezultate orientative, precum și punctul de plecare în efectuarea calculelor câmpurilor magnetice în cadrul unor metodologii mai laborioase de lucru.

2.5. CALCULUL GRAFO-ANALITIC AL FORȚELOR ELECTROMAGNETICE CARE APAR ÎN ÎNFĂȘURĂRILE S.C. CU SIMETRIE AXIALĂ

Ultimul pas al etapei de dimensionare a înfășurărilor solenoidale S.C. îl constituie calculul forțelor electromagnetice ce apar în acestea, valoarea lor fiind necesară pentru determinarea solicitărilor la care este supus materialul din structura constitutivă a bobinei (cabluri S.C., matrița înfășurării, piese suport și de fixare, distanțiere, etc.), precum și pentru găsirea soluției constructive de anulare a eforturilor ce depășesc limitele admisibile.

Calculul forțelor electromagnetice în înfășurările convenționale nu prezintă același interes ca și în acelea supraconductoare, deoarece în acest ultim caz forțele Lorentz sunt mai mari cu cel puțin un ordin de mărime față de primul caz. Cu cât câmpul magnetic în care lucrează bobina S.C. este mai intens, cu atât și mărimea acestor forțe va fi mai mare și rolul lor în proiectarea înfășurărilor respective va crește. Calculul lor, însă, în cazul solenoizilor este mai simplu decât în cazul general.

În solenoizi intervin, în principiu, două feluri de forțe electromagnetice: axiale – de compresiune a spirelor înfășurării, respectiv radiale – de întindere a sârmelor S.C. Forțele axiale F_z trebuie să fie preluate de structura solenoidului și de spirele acestuia, cele radiale F_r de sârma S.C., de matrița acesteia și de materialul de structură. Ele sunt reprezentate în schița din fig. 2.14.

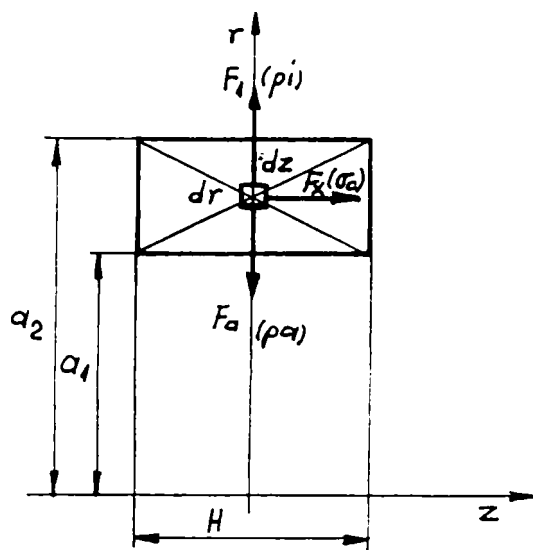


Fig. 2.14. Schița forțelor electromagnetice care intervin în solenoidii S.C.

O valoare maximă pentru efortul unitar de compresiune axială σ_c se poate determina pornind de la ipoteza, admisă pentru sistemele cu simetrie axială, că toate forțele axiale acționează asupra planului median $z = 0$. În acest caz forța elementară va fi $f_z(r, \varphi, z) = f_z(r, z)$, pe direcția lui φ forța fiind nesemnificativă. Dacă se presupune și existența unei simetrii față de un plan transversal, caz în care forța va acționa pe elementul de volum $r \cdot dr \cdot d\varphi \cdot dz$, în poziția $P(r, \varphi, z)$, atunci forța axială F_z ce acționează perpendicular pe planul $z = 0$ va fi o sumă a forțelor elementare ce acționează pe un plan inelar, de formă circulară, cu

$$F_z = 2\pi r dr \int_0^b f_z(r, z) dz \quad (2.73)$$

Se poate demonstra [13; 46; 47] că efortul unitar maxim de compresiune și efortul unitar la presiune radială maximă se pot exprima astfel:

$$\sigma_{c \max} = \frac{B_0^2}{\mu_0 \cdot F(\alpha, \beta) a_1} \int_0^b \frac{B_r(r, z)}{B_0} \Big|_{r=(a_1+a_2)} dz, \quad p_{\max} = \frac{d\varphi \cdot dz \cdot \int_{a_1}^{a_2} f_r(r, 0) \cdot r \cdot dr}{a_2 \cdot d\varphi \cdot dz} \quad (2.74).$$

Pentru calculul integralei se poate aprecia, cu o bună aproximare, că în direcția radială câmpul scade liniar de la B_{\max} , în poziția $r = a_1$, la zero, în poziția $r = a_2$. Astfel vom putea scrie:

$$B_z(r, 0) = B_0 K(\alpha, \beta) \frac{a_2 - r}{a_2 - a_1}$$

De unde va rezulta efortul unitar la presiune radială maximă:

$$p_{\max} = \frac{B_0^2 K(\alpha, \beta) (\alpha + 2)(\alpha - 1)}{2 \mu_0 \cdot 3 \cdot \alpha \cdot F(\alpha, \beta)} \quad (2.75).$$

Atunci când efortul unitar de întindere care acționează asupra cablului S.C. al înfășurării depășește limita admisibilă a cablului S.C. va trebui ca matrița acestuia să conțină și componente care să preia sarcina suplimentară (cum ar fi fibre de oțel sau sticlă). Pot fi găsite, de asemenea, și alte soluții ca, de exemplu, de înfășurare a bobinei-cu bandaje exterioare pretensionate care să descarce complet cablurile S.C. Acest lucru este necesar mai ales în cazul cablurilor de tip HTS și a câmpurilor magnetice mari. Pentru o înfășurare S.C. de formă cilindrică cu pereți groși, bandajați, având o presiune exterioară p_a (datorată pretensionării bandajului și cablului S.C.) și având un efort unitar de presiune electromagnetică interioară maximă $p_i =$

p_{\max} , determinat cu relația (2.75), efortul unitar rezultat la întindere sau la compresiune în conductor se poate exprima sub forma următoare:

$$\sigma_{p_i}(r) = \frac{a_1^2 \cdot p_i - a_2^2 \cdot p_a}{a_2^2 - a_1^2} - \frac{a_1^2 \cdot a_2^2 (p_i - p_a)}{r^2 (a_2^2 - a_1^2)} ;$$

$$\sigma_{p_a}(r) = \frac{a_1^2 \cdot p_i - a_2^2 \cdot p_a}{a_2^2 - a_1^2} + \frac{a_1^2 \cdot a_2^2 (p_i - p_a)}{r^2 (a_2^2 - a_1^2)} .$$

(2.76)

Rezultatele obținute trebuie să se încadreze și în acest caz în limitele efortului unitar admisibil pentru materialele din cablurile și bandajele folosite. Vom avea întindere atunci când predomină p_i , iar rezultatele din relațiile de mai sus sunt pozitive; vom avea compresiune când predomină p_a , iar rezultatele sunt negative.

Aceste eforturi unitare este bine să fie cât mai mici, în scopul diminuării, sau chiar anulării, efectelor distructive ale forțelor Lorentz care apar în înfășurare. Acest lucru se poate realiza prin măsuri luate în mod adecvat.

Dacă se dorește determinarea mai exactă a repartiției forțelor în interiorul spirei va trebui să se introducă în calcul tensorul de tensiune pentru o bobină cilindrică cu pereții groși, având vectorul forței elementare egală cu $\vec{j} * \vec{B}(r,z)$. În literatura de specialitate sunt date și alte modalități de calcul a forțelor care apar în bobinele solenoidale [13; 46; 47; 69]. În prezent există și programe pe calculatoare cu ajutorul cărora acestea pot fi calculate relativ ușor pentru bobinele solenoidale.

2.6. ALEGEREA METODEI DE CALCUL AL CÂMPULUI MAGNETIC AL ÎNFĂȘURĂRII S.C.

Alegerea metodei de calcul a înfășurării S.C. solenoidale constituie operația decizională a acestei părți a lucrării, de concluziile formulate în această fază depinzând întreg ansamblul de calcule ce urmează să se facă în continuare. Acesta a fost și motivul acordării unei importanțe deosebite în cercetarea și analiza teoretică a metodelor de calcul al acestor solenoizi S.C.

La alegerea metodei de calcul, utilizată în etapa de dimensionare a ansamblului înfășurare S.C.-rotor-ecran din cadrul metodologiei de proiectare a mașinii homopolare axiale, este necesar să se țină cont de fazele de proiectare obligatorii de parcurs. În ordine cronologică acestea sunt următoarele:

- 1.- Calculul câmpului magnetic al înfășurării S.C. și analiza rezultatelor obținute;
- 2.- Dimensionarea instalației criogenice a înfășurării S.C.
- 3.- Dimensionarea ansamblului înfășurării S.C.-instalație criogenică-rotor și optimizarea soluțiilor.
- 4.- Calculul câmpului magnetic al ansamblului înfășurare S.C.-instalație criogenică-rotor-ecran, optimizarea soluțiilor de ecranare și dimensionarea acestuia.

Se observă că în faza 1-a și a 3-a este necesară o metodă de calcul al câmpului magnetic al înfășurării S.C. necranate, iar în faza a 4-a a uneia care se va folosi în cazul ecranării.

Pentru calculul înfășurării S.C. necranate pot fi utilizate metode mai simple, cum sunt acelea analitice, în timp ce pentru acelea ecranate, deoarece metodele analitice nu pot fi folosite, în acest caz nefiind rezolvabile, este obligatorie alegerea unei metode numerice de calcul și implicit, datorită volumului mare de operații, rezolvarea cu ajutorul calculatoarelor electronice. În baza acestor considerente m-am decis să aleg o metodă analitică de calcul al câmpului magnetic pentru faza 1-a și a 3-a și o metodă numerică pentru faza a 4-a. Acest mod de lucru permite în final și verificarea rezultatelor obținute pentru inducția magnetică cu prima metodă prin comparație cu acelea din a doua metodă de calcul. Această verificare se va face analizând soluțiile rezultate în urma utilizării celor două metode pentru același ansamblu înfășurare S.C.-rotor și respectiv pentru cazul aceluiași câmp magnetic necranat.

În vederea alegerii metodelor de dimensionare a înfășurării S.C. necranate și ecranate s-a făcut în prealabil o analiză a acelor prezentate, s-au comparat în final avantajele și dezavantajele pe care le prezintă fiecare în parte, precum și experiența care există în aplicarea concretă a lor. Concluziile care s-au desprins în urma acestor operațiuni sunt prezentate mai jos.

Din analiza metodelor analitice de calcul a rezultat că acelea care folosesc sisteme de ecuații cu integrale eliptice devin deosebit de complexe, rezolvarea analitică neputându-se face decât în urma apelării la anumiți algoritmi de convertire a sistemelor de ecuații integrale în sisteme de ecuații algebrice și de soluționare numerică a acestora cu ajutorul calculatoarelor.

Metodele grafo-analitice de calcul al acestor câmpuri sunt mult mai simple (dar și mai puțin exacte), ele recomandându-se însă numai pentru obținerea unor rezultate aproximative cum sunt acelea necesare în cazul unor "Studii tehnico-economice de fezabilitate" sau a unor verificări mai grosiere a anumitor rezultate.

Metoda dezvoltării în serie a potențialului magnetic scalar, de calcul a inducției magnetice dintr-un punct al unui câmp magnetic omogen al unui solenoid, bazată pe teoria expansiunii acestui potențial magnetic în armonice sferice, prezintă o serie de avantaje care o recomandă spre utilizare. Astfel, se poate afirma că sistemul de ecuații rezultat în urma dezvoltării în serie a potențialului magnetic scalar poate fi rezolvat relativ ușor cu ajutorul unor programe adecvat elaborate și rulate pe calculatoare de tip PC de puteri și capacități relativ reduse, care sunt mai ușor accesibile, erorile de calcul rezultate fiind suficient de mici ele putând fi admise în tehnică. Numărul de ecuații din sistem, în acest caz, este sensibil mai mic decât acela din cazul sistemelor de ecuații integrale, fapt ce conduce la un timp de rezolvare pe calculator mult mai mic, obținându-se în consecință și efecte economice favorabile. Se poate concluda că această metodă este mai avantajoasă decât celelalte, fapt care m-a determinat să o aleg și să o folosesc în cadrul metodologiei de analiză și proiectare a ansamblului înfășurare S.C.-tambur rotor al mașinilor homopolare axiale necranate, la calculul de dimensionare al acestora din fazele 1-a și a 3-a de proiectare amintite.

Pentru dimensionarea ansamblului solenoid S.C.-rotor-ecran am analizat metodele numerice de calcul al înfășurărilor S.C. ecranate, în final desprinzându-se concluziile expuse în continuare.

Metoda bazată pe calculul unor ecuații integrale și tensoriale este mai puțin utilizabilă în practică datorită dificultății și complexității mai mari de aproximare a acestor ecuații cu unele algebrice care pot fi rezolvate prin procedee numerice, precum și datorită folosirii unor algoritmi mai greu aplicabili în acest scop. Dezavantajul major, însă, constă în greutatea mare de scriere a sistemului de ecuații de modelare a

câmpului magnetic și de soluționare a acestora printr-un program întocmit în mod adecvat și rulat pe calculatoare de tip PC. Acestea au fost motivele pentru care în această lucrare nu am optat pentru folosirea acestei metode.

Metoda bazată pe ecuații diferențiale de calcul a potențialului magnetic vector dintr-un câmp magnetic permite încadrarea diferitelor zone neomogene ale câmpului respectiv în anumite rețele de discretizare mult mai ușor decât în cazul altor metode și crează premisele rezolvării în cazul unor câmpuri magnetice cu geometrii complicate și medii cu permeabilități magnetice diferite. Este o metodă relativ mai simplă care permite rezolvarea sistemului de ecuații algebrice rezultat prin utilizarea unor iterații succesive bazate pe tehnicile de relaxare. Datorită faptului că folosește un volum relativ redus de date inițiale, având în schimb un număr mare de ecuații în sistem, care se pot scrie destul de ușor și care se rezolvă prin intermediul unui număr mare de iterații, această metodă se pretează foarte bine pentru programarea și soluționarea cu ajutorul calculatoarelor electronice. Poate fi, de asemenea, ușor adaptată unor cazuri particulare. Această metodă are, de asemenea, și o bază teoretică mai bine pusă la punct, având procedee numerice de calcul clare, are o mare flexibilitate și este cel mai mult folosită în practică, existând o experiență mai mare în aplicarea ei.

Factorul determinant în alegerea metodei de lucru și în acest caz a fost mai ales posibilitatea modelării mai ușoare a fenomenului fizic și rezolvării sistemului de ecuații algebric rezultat prin intermediul unor programe scrise în limbaje compatibile cu calculatoarele electronice de tipul PC-urilor, care în prezent sunt mult mai ușor accesibile. Este adevărat că analiza și programarea propriu zisă a calculelor pe calculator este și în cazul metodei potențialului magnetic vector destul de complexă, dar programul odată făcut nu mai apar probleme deosebite, acesta fiind general valabil și ușor adaptabil la diferite cazuri concrete.

În baza considerentelor de mai sus am optat în cele din urmă pentru alegerea în acest caz a metodei numerice care are la bază ecuațiile diferențiale de calcul al potențialului magnetic vector și al inducției magnetice axiale și radiale al punctelor din interiorul câmpului magnetic, care folosește tehnica de aproximare a ecuațiilor diferențiale cu ecuații cu diferențe finite și de rezolvare finală a sistemului numeric de ecuații prin procedeul relaxării punctiforme. Această metodă urmează să fie utilizată în continuare în cadrul fazei a 4-a a metodologiei de analiză, proiectare și optimizare a ansamblului înfășurare S.C.-criostat-rotor-ecran al mașinilor homopolare axiale.

Cele două metode de calcul alese pentru folosirea lor în cadrul metodologiei de proiectare a mașinilor criogenice homopolare axiale răspund cel mai bine cerințelor, având și avantaje semnificative la aplicarea lor practică. Utilizarea ambelor metode în cazul solenoizilor S.C. necranați îmi crează și posibilitatea comparării și respectiv verificării rezultatelor obținute cu una dintre ele cu acelea obținute cu a doua metodă, permițând în final efectuarea corecțiilor dacă acestea sunt necesare.

III. METODE DE CALCUL UTILIZATE LA PROIECTAREA ANSAMBLULUI ÎNFĂȘURARE S.C. – ROTOR – ECRAN AL UNEI MAȘINI HOMOPOLARE AXIALE

3.1. CALCULUL DE DIMENSIONARE A ANSAMBLULUI ÎNFĂȘURARE S.C.-CRIOSTAT-ROTOR AL MAȘINII HOMOPOLARE AXIALE CU AJUTORUL METODEI DEZVOLTĂRII ÎN SERIE A POTENȚIALULUI MAGNETIC SCALAR

3.1.1. PROGRAMAREA CALCULELOR DE DIMENSIONARE ALE ANSAMBLULUI ÎNFĂȘURARE S.C. SOLENOIDALĂ-ROTOR

Ipotezele de lucru și calculul preliminar de proiectare a unei mașini criogenice homopolare sunt etape considerate deja parcurse în cuprinsul primului capitol, în care s-a stabilit și tipul constructiv ca fiind acela axial, precum și principalele mărimi mecanice, electromagnetice și de gabarit necesare în faza de dimensionare a ansamblului înfășurare S.C.-tambur-rotor. În urma analizei și evaluărilor făcute în capitolul al 2-lea, am ales cele două metode de calcul pe care le voi folosi în cadrul calculelor de proiectare a mașinii studiate. Câmpul magnetic al ansamblului înfășurare S.C.-rotor (neecranat) îl voi calcula, potrivit alegerii făcute, cu metoda potențialului magnetic scalar. Pentru a putea urmări în mod concret modul de calcul iterativ al câmpului magnetic al unei înfășurări S.C. solenoidale cu ajutorul relațiilor fundamentate pe metoda de dezvoltare în serie a potențialului magnetic scalar notate (2.17), în cele ce urmează voi proceda la stabilirea și descrierea metodologiei de lucru, precum și la analiza acesteia printr-un exemplu de rezolvare concretă, atât manuală, cât și cu ajutorul unui program de calcul scris de mine pentru calculatoare de tip PC, în limbajul FOXPRO și denumit inițial MPS1. Programul inițial, corectat de mine potrivit necesităților apărute în faza de testare și redenumit MPV2, are un grad de aplicabilitate mare, el putând să fie folosit în cazul tuturor aplicațiilor de acest tip. El permite obținerea principalelor mărimi caracteristice ale ansamblului proiectat prin intermediul inducției magnetice radiale calculate pentru punctele din zona activă a tamburului rotor. Datele din tema de proiectare aleasă ca și exemplu de calcul numeric sunt prezentate în cele ce urmează.

Prin tema de proiect aleasă potrivit necesităților cercetării mi-am propus să realizez un motor homopolar axial de c.c., cu înfășurare S.C., care să furnizeze o putere de cca. 1 MW. Turația motorului va trebui să fie de $n = 200$ rot/min. Curentul continuu de alimentare al armăturilor rotorului va fi de 6 kA. Supraconductorul ce se va folosi pentru înfășurarea amintită, face parte din ultima generație a cablurilor S.C.-HTS, așa după cum s-a menționat deja, este de tipul Bi-2223 multifilamentar, cu caracteristicile prezentate de fabrica producătoare în prospectul din anexa I. Înfășurarea S.C. urmează să fie răcită cu azot lichid la 20 °K, temperatură la care va corespunde o densitate critică de curent de $j_c = 512,82$ A/mm² și un curent critic de 120 A, pentru un câmp magnetic admisibil mai mic de 10 T. Secțiunea lui va fi

dreptunghiulară, de $3,6 \times 0,25$ mm, formată din 55 filamente și un factor de umplere a benzii S.C. de $\lambda_b = 0,26$. Din cele de mai sus rezultă o suprafață a secțiunii benzii S.C. de $S_{SC} = 0,9$ mm². La alegerea lui am ținut cont de cerințele impuse de mașina homopolară și de toate considerentele formulate în primul capitol.

În funcție de tipul constructiv axial al mașinii homopolare și de puterea pe care aceasta urmează să o dezvolte se alege raza interioară a_1 sau respectiv exterioară a_2 a înfășurării. Inițial se admite o formă constructivă formată dintr-o înfășurare amplasată la mijlocul unui tambur rotor cu armăturile dispuse în două brațe poziționate deasupra solenoidului S.C. Această formă constructivă urmează să fie corectată în funcție de rezultatele obținute în etapa de optimizare a acesteia, analizată în teză într-un capitol distinct.

Se admite că înfășurarea S.C. se află amplasată într-o cuvă criogenică de formă toroidală, ca și accia din schița prezentată în calculul preliminar. Această schiță ne permite și proiectarea subansamblului înfășurare S.C. - cuvă criogenică, precum și a părților ei constitutive, majoritatea dimensiunilor pereților admitându-se constructiv potrivit datelor existente în literatura de specialitate.

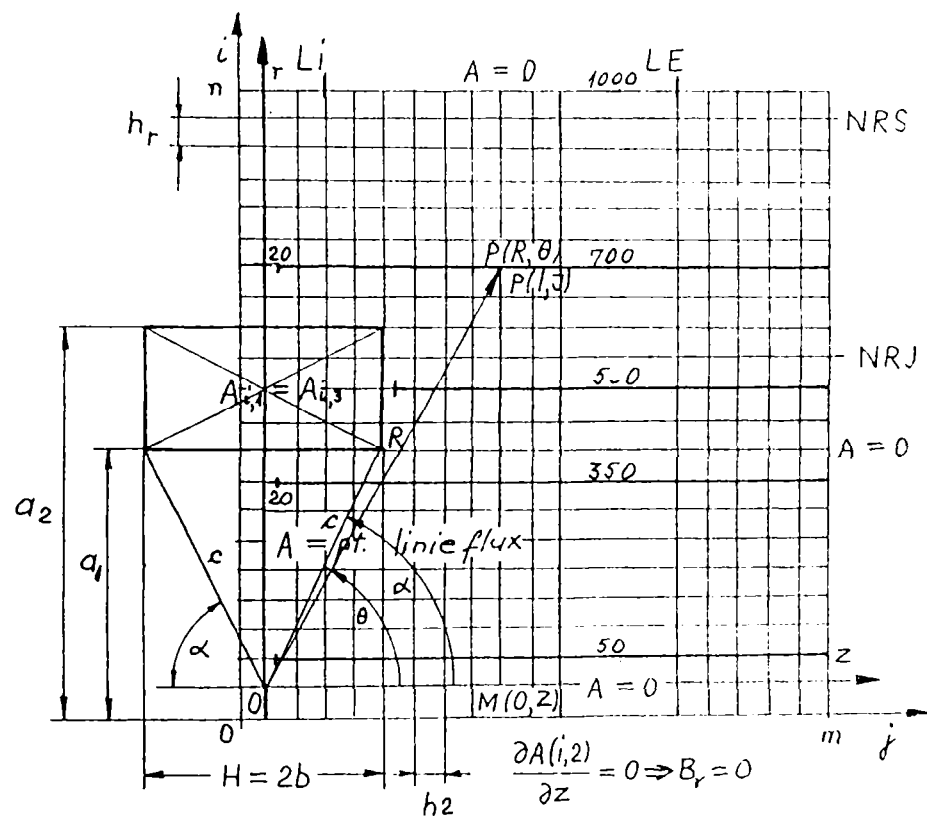


Fig. 3.1. Schița de lucru pentru exemplul de calcul al solenoidului S.C. al unei mașini homopolare axiale.

S-a presupus că în cadrul temei de proiectare s-a solicitat să se aibe în vedere ca și ipoteze de lucru analiza unei geometrii a înfășurării solenoidale S.C. definită inițial printr-o rază a_2 fixă, iar în calcule să se aibe în vedere maximizarea puterii și minimizarea costurilor. Având raza exterioară a_2 a bobinei dată, în calcule se vor modifica mărimile atribuite razei interioare a_1 și lungimii acesteia $H = 2b$, acestea refăcându-se de fiecare dată în funcție de rezultatele obținute și de scopul urmărit în cercetare. Acest lucru se va realiza prin intermediul unei serii succesive de iterații de calcul în cadrul fazei de optimizare a soluțiilor obținute. În exemplul de calcul dat, având în vedere forma mașinii, precum și mărimea puterii din tema de proiect, s-a ales inițial, $a_2 = 600$ mm. În calcule se vor utiliza notațiile din fig. 3.1. Pentru început, respectiv pentru prima

iterație de calcul, s-a admis $a_1 = 400$ mm și $H = 400$ mm. Un calcul preliminar, sumar efectuat, confirmă realizarea puterii din tema de proiect folosind un astfel de solenoid S.C.

Admițând (conform literaturii de specialitate) un factor de umplere a înfășurării S.C. de $f_u = 0,4$, se pot calcula volumul și lungimea benzii S.C., precum și numărul de spire din care este formată bobina. Aceste mărimi vor fi următoarele:

$$V_b = \frac{\pi(a_2^2 - a_1^2)H}{4} f_u = \frac{\pi(0,6^2 - 0,4^2) \cdot 0,4 \cdot 0,4}{4} = 0,02512 \text{ m}^3$$

$$l_{SC} = \frac{\pi(a_2^2 - a_1^2) \cdot b \cdot f_u}{2 \cdot S_{SC}} = \frac{\pi(0,6^2 - 0,4^2) \cdot 0,2 \cdot 0,4}{2 \cdot 0,9 \cdot 10^{-6}} = 27,911 \text{ m,}$$

$$N = \frac{H(a_2 - a_1) \cdot f_u}{S_{SC}} = \frac{40(60 - 40) \cdot 0,4}{0,009} = 35555 \text{ spire}$$

Știind că în prezent prețul benzii S.C. alese este de cca. 42 Euro/ m (preț oferit de firma constructoare în anul 1999), cantitatea totală necesară înfășurării va costa 1.172.262 Euro. Această valoare mare demonstrează ce importanță deosebită are proiectarea înfășurării S.C. la un volum cât mai mic, ea justificând, de asemenea, și alegerea formei constructive a mașinii homopolare în funcție și de minimizarea acestor costuri. În baza acestor considerente pe parcursul calculelor volumul benzii S.C. se va menține constant.

Se vor calcula în continuare coeficienții α și β :

$$\alpha = \frac{a_2}{a_1} = \frac{60}{40} = 1,5; \quad \beta = \frac{H}{2a_1} = \frac{40}{2 \cdot 40} = 0,5$$

Cu aceste date se va putea calcula pentru întreaga înfășurare S.C. inducția magnetică din centrul bobinei cu relația Fabry (2.65):

$$B_z(0,0) = \mu_0 \lambda_b j_c f_u a_1 \beta \ln \frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}{1 + \sqrt{1 + \beta^2}} = 4\pi 10^{-7} \cdot 0,26 \cdot 512,82 \cdot 10^6 \cdot 0,4 \cdot 40 \cdot 10^{-2} \cdot 0,5 \cdot \ln \frac{1,5 + \sqrt{1,5^2 + 0,5^2}}{1 + \sqrt{1 + 0,5^2}} = 4,79757 \text{ T.}$$

Principala cerință la care trebuie să răspundă înfășurarea S.C. a mașinii homopolare axiale este de a crea un câmp magnetic în zona activă a tamburului-rotor suficient de intens pentru ca să realizeze tensiunea electromotoare corespunzătoare puterii pe care trebuie să o producă. Potrivit acestei solicitări calculele înfășurării vor trebui să pună în evidență inducția magnetică pentru punctele $P(R,\theta)$ din câmp, situate pe partea activă a tamburului, și anume pe armăturile acestuia situate la o rază R_1 față de axa Oz. Lungimea activă a acestora este de $l_1 = l_e - l_i$, unde l_i fiind distanța interioară și l_e distanța exterioară de amplasare a periiilor colectoare de curent, măsurată de la axa Oz, distanță de-a lungul căreia se vor deplasa purtătorii de sarcină electrică. Deoarece în cazul mașinii homopolare axiale intervine doar inducția magnetică radială $B_r(R, \theta)$, în exemplul numeric dat se va calcula numai această inducție pentru zona analizată cu ajutorul

relațiilor (2.16). În expresia de calcul a acestora punctele $P(R,\theta)$ sunt date în coordonate cilindrice, dar inducțiile magnetice se vor obține pe direcția axelor de coordonate carteziene rOz , potrivit teoriei prezentate.

Pentru calculul inducției magnetice în punctele $P(R,\theta)$ de pe partea activă a generatoarei tamburului mașinii se va folosi o rețea de discretizare, cu axele rectangulare iOj , poziționate peste sistemul de axe rOz al solenoidului cu un nod mai la stânga acestora și cu unul sub ele, ca și aceea redată în fig. 3.1. Punctele din nodurile rețelei de discretizare vor corespunde cu acelea situate pe partea activă a generatoarei tamburului rotor. În cadrul fiecărei iterații se va calcula inducția radială din armăturile rotorului și respectiv tensiunea electromotoare care apare în acestea. Am folosit această rețea de discretizare pe de o parte pentru a ușura efectuarea calculelor și pe de altă parte pentru a pregăti prelucrarea acestora cu ajutorul unui calculator. Rețeaua folosită în calcule este una dreptunghiulară, cu distanța dintre noduri pe abscisă de $HZ = 2$ cm, și pe ordonată de $HR = 2$ cm, având în prima iterație a calculelor ordonata corespunzătoare razei tamburului de $R_{t1} = 66$ cm. Lungimea activă a armăturilor rotorului l_r am admis-o că se întinde, pentru prima iterație, de la distanța $l_1 = 6$ cm la $l_c = 54$ cm, rezultând o lungime activă de $l_a = l_c - l_1 = 54 - 6 = 48$ cm. În exemplul dat pentru această distanță a rezultat o lungime de rețea cu 25 de noduri pe orizontală. În practică calculele se pot face desigur, mai ales la prima rulare, pentru un număr mai mare de noduri, pentru că în final, în funcție de mărimea inducției radiale, să se admită lungimea optimă.

Pentru fiecare iterație se va calcula tensiunea electromotoare, fluxul magnetic și puterea obținută la o turație de $n = 200$ rot/min, precum și pentru o zonă activă a tamburului împărțită în 24 de segmente. La calculul puterii se ține cont că aceasta se dublează datorită existenței unui tambur rotorice format din două părți distincte, dar simetrice față de axa O_r a înfășurării S.C., cel din stânga acestei axe fiind similar cu acela din dreapta, dar văzut în oglindă, corespunzător formei constructive admise inițial.

Calculul polinoamelor Legendre din dezvoltarea în serie se va face numai pentru primii trei termeni, eroarea asumată fiind considerată admisibilă pentru cazul concret din tehnică, deci pentru mașina criogenică homopolară luată ca și exemplu de calcul. Această eroare nu va influența rezultatele finale, termenii de ordin superior ai acestor polinoame având o mărime mică comparativ cu primii din serie.

Calcululele vor începe la fiecare iterație cu determinarea coordonatelor carteziene x_p și z_p ale punctelor $P(R,\theta)$, după aceea a celor cilindrice R și θ ale acestora și în cele din urmă se va calcula inducția magnetică radială, cu relația (2.16) corespunzătoare. În final se vor însuma aceste inducții pentru fiecare nod din rețea, amplasat pe armături, înmulțite cu distanța HZ dintre acestea și se va calcula, cu rezultatul obținut, tensiunea electromotoare care ia naștere în armăturile tamburului mașinii, fluxul magnetic ce trece prin suprafața activă a acestuia și puterea mașinii homopolare. Ilustrativ am redat mai jos calculele pe care le-am făcut manual pentru primele trei puncte, respectiv noduri ale rețelei, de pe generatoarea activă prezumată a tamburului rotor.

1. Pentru punctul $P_1(R,\theta)$, respectiv pentru primul nod al rețelei de discretizare admise, vom avea:

$P'_0(\cos\theta) = 0$, $z_1 = l_1 = 6$ cm și $r_1 = R_{t1} = 66$ cm. Se vor obține următoarele coordonate cilindrice:

$$R_{1,1} = \sqrt{r_1^2 + z_1^2} = \sqrt{66^2 + 6^2} = 66,27 \text{ cm},$$

$$\cos\theta_{1,1} = \frac{z_1}{R_{1,1}} = \frac{6}{66,27} = 0,0905357 \Rightarrow \theta_{1,1} = 84,805401^\circ;$$

În acest caz având $R_{1,1} > a = a_2 - a_1 / 2$, inducția magnetică radială în acest punct se va calcula în modul următor:

$$B_{r_{2,1,1}}(R_{1,1}, \theta_{1,1}) = B_z(0,0) \left[\frac{1}{(2 \cdot 0 + 1)!} \cdot \left(\frac{1}{R_{1,1}}\right)^{2 \cdot 0 + 1} \cdot P'_{2,0}(\cos\theta_{1,1}) + \frac{1}{(2 \cdot 1 + 2)!} \cdot \left(\frac{1}{R_{1,1}}\right)^{2 \cdot 1 + 1} \cdot P'_{2,2}(\cos\theta_{1,1}) - \frac{1}{(2 \cdot 2 + 2)!} \cdot \left(\frac{1}{R_{1,1}}\right)^{2 \cdot 2 + 1} \cdot P'_{4,4}(\cos\theta_{1,1}) \right] = 4,79757 \cdot \left[\frac{1}{6} \left(\frac{1}{0,6627}\right)^3 \cdot 3 \cdot 0,0905357 - \frac{1}{120} \cdot \frac{5 \cdot 0,0905357}{2} \cdot \left(\frac{1}{0,6627}\right)^5 \cdot (7 \cdot 0,0905357^2 - 3) \right] = 0,9545376 \text{ T}.$$

II. Pentru nodul al 2-lea al rețelei vom avea: $z_2 = l_1 + HZ = 6 + 2 = 8 \text{ cm}$ și $r_1 = 66 \text{ cm}$. Cu aceste date se va obține:

$$R_{1,2} = \sqrt{r_1^2 + z_2^2} = \sqrt{66^2 + 8^2} = 66,48 \text{ cm},$$

$$\cos\theta_{1,2} = \frac{z_2}{R_{1,2}} = \frac{8}{66,48} = 0,12033 \Rightarrow \theta_{1,2} = 83,08877^\circ ;$$

$$B_{r_{2,1,2}}(R_{1,2}, \theta_{1,2}) = 4,797 \cdot \left[\frac{1}{6} \left(\frac{1}{0,6648}\right)^3 \cdot 3 \cdot 0,12033 - \frac{1}{120} \left(\frac{1}{0,6648}\right)^5 \cdot \frac{5 \cdot 0,12033}{2} \cdot (7 \cdot 0,12033^2 - 3) \right] = 1,25087 \text{ T}.$$

III. Pentru nodul al 3-lea va rezulta: $z_3 = l_1 + 2HZ = 6 + 2 \cdot 2 = 10 \text{ cm}$ și $r_1 = 66 \text{ cm}$ și se va obține:

$$R_{1,3} = \sqrt{r_1^2 + z_3^2} = \sqrt{66^2 + 10^2} = 66,75 \text{ cm},$$

$$\cos\theta_{1,3} = \frac{z_3}{R_{1,3}} = \frac{10}{66,75} = 0,1498 \Rightarrow \theta_{1,3} = 81,384^\circ;$$

$$B_{r_{2,1,3}}(R_{1,3}, \theta_{1,3}) = 4,797 \cdot \left[\frac{1}{6} \left(\frac{1}{0,6675}\right)^3 \cdot 3 \cdot 0,1498 - \frac{1}{120} \left(\frac{1}{0,6675}\right)^5 \cdot \frac{5 \cdot 0,1498 \cdot [7(0,1498)^2 - 3]}{2} \right] = 1,52944 \text{ T}.$$

Rezultatele pentru toate cele 25 de noduri, corespunzând armăturilor rotorului pentru care am făcut calculele, au fost sintetizate în tabelul 3.1 de mai jos.

Tabel cu marimile de calcul utilizate și rezultatele obținute cu programul MPS1 la dimensionarea ansamblului înfășurare S.C.-tambur rotor al mașinii homopolare axiale prin metoda dezvoltării în serie a potențialului magnetic scalar

Inducția magnetică din centrul bobinei: $B_{Z00} = 4.798 \text{ T}$
 Dimensiunile de calcul admise au fost pentru înfășurarea S.C.:
 $A_1 = 400 \text{ mm}; A_2 = 600 \text{ mm}; H_J = 400 \text{ mm},$
 iar pentru tamburul rotor: $R = 660 \text{ mm}; l_i = 60 \text{ mm}$ și $l = 480 \text{ mm},$
 Densitatea curentului electric în S.C. $j = 512,82 \text{ A/ mmp}.$

Tabelul 3.1.

I	J	RI (m)	ZJ (m)	RIJ (m)	COSJ	BRIJ (T)	BRJ*HZ (T*m)
1	1	0.660	0.060	0.66272	0.09054	0.95443	0.01909
1	2	0.660	0.080	0.66483	0.12033	1.25069	0.02501
1	3	0.660	0.100	0.66753	0.14981	1.52925	0.03058
1	4	0.660	0.120	0.67082	0.17889	1.78688	0.03574
1	5	0.660	0.140	0.67469	0.20750	2.02110	0.04042
1	6	0.660	0.160	0.67912	0.23560	2.23011	0.04460
1	7	0.660	0.180	0.68411	0.26312	2.41288	0.04826
1	8	0.660	0.200	0.68964	0.29001	2.56904	0.05138
1	9	0.660	0.220	0.69570	0.31623	2.69887	0.05398
1	10	0.660	0.240	0.70228	0.34174	2.80316	0.05606
1	11	0.660	0.260	0.70937	0.36652	2.88318	0.05766
1	12	0.660	0.280	0.71694	0.39055	2.94050	0.05881
1	13	0.660	0.300	0.72498	0.41380	2.97696	0.05954
1	14	0.660	0.320	0.73348	0.43627	2.99455	0.05989
1	15	0.660	0.340	0.74243	0.45796	2.99530	0.05991
1	16	0.660	0.360	0.75180	0.47885	2.98126	0.05963
1	17	0.660	0.380	0.76158	0.49896	2.95443	0.05909
1	18	0.660	0.400	0.77175	0.51830	2.91669	0.05833
1	19	0.660	0.420	0.78230	0.53688	2.86982	0.05740
1	20	0.660	0.440	0.79322	0.55470	2.81543	0.05631
1	21	0.660	0.460	0.80449	0.57179	2.75499	0.05510
1	22	0.660	0.480	0.81609	0.58817	2.68981	0.05380
1	23	0.660	0.500	0.82801	0.60386	2.62104	0.05242
1	24	0.660	0.520	0.84024	0.61887	2.54968	0.05099
1	25	0.660	0.540	0.85276	0.63324	2.47660	0.04953

$PIJ = 2.495 \text{ MW}; P = 51.74 \text{ MW}; UEI = 8.66 \text{ V}; FI = 5.198 \text{ Wb}; SBRJ = 1.254 \text{ T}\cdot\text{m}.$

Având inducțiile magnetice radiale calculate pentru toate cele 25 de noduri ale rețelei, respectiv puncte de pe partea activă a generatoarei prezumate a tamburului mașinii homopolare, precum și suma produselor dintre inducția radială din noduri și distanța dintre două noduri vecine notată:

$$SBRJ = \sum_{j=1}^m B_{rij} * HZ \quad ,$$

am calculat, prin aplicarea metodei diferențelor finite, fluxul magnetic ϕ ce străbate suprafața părții active a rotorului și tensiunea electromagnetică care ia naștere de-a-lungul armăturilor acestuia U_{tem} , în modul următor:

$$\phi_1 = 2\pi R_{r1} \sum_{j=1}^m B_{rij} * HZ = 2\pi 0,66 * 1,254 = 5,198 \text{ Wb}; \quad (3.1)$$

$$U_{tem1} = \frac{\pi n}{60} R_{r1} \sum_{j=1}^m B_{rij} * HZ = \frac{\pi \cdot 200}{60} 0,66 * 1,254 = 8,66702 \text{ V}. \quad (3.2)$$

La calculul puterii mașinii criogenice homopolare axiale, aceasta lucrând ca și motor, va trebui să se determine în prealabil intensitatea de c.c. cu care va trebui alimentat rotorul acesteia. Deoarece tensiunea electromotoare este relativ mică, de câțiva V, intensitatea curentului va trebui să fie foarte mare, de ordinul zecilor de mii de A. Pentru reducerea acestei mărimi am admis, așa după cum am mai precizat, ca și o soluție constructivă, divizarea suprafeței active a tamburului într-un număr de $N_{pt} = 24$ segmente. Prin această măsură, curentul în armături poate scădea în mod corespunzător (de 24 de ori), mașina furnizând aceeași putere. La un diametru al rotorului de peste un metru, ca și în exemplul nostru, se poate admite un astfel de număr de segmente fără să conducă la complicații constructive și electrice majore. Un număr mai mare de segmente ar putea genera însă probleme mecanice, dar mai ales electrice, datorită cărora s-ar putea produce anumite scurtcircuite în periile colectoare de curent. În aceste condiții intensitatea de calcul a curentului electric furnizată rotorului mașinii din exemplul dat am admis-o de $I_t = 6000$ A, asemănătoare cu aceea a motorului criogenic homopolar radial de tip Fawley și definită astfel deja în tema de proiectare.

Ținând cont de aceste considerente, precum și de faptul că fiind vorba de c.c. puterea mașinii se va putea obține, în primă instanță, ca și un produs între tensiunea și intensitatea curentului electric, se va putea calcula cu relația:

$$P_{ij} = 2 \cdot N_{pt} \frac{\pi n}{60} R_t I_t \cdot 10^{-3} \sum_{j=1}^m B_{rj} * HZ = 2 \cdot 24 \frac{\pi 200}{60} 0,66 \cdot 6000 \cdot 10^{-3} \cdot 1,254 =$$

$$= 2496,1034 kW = 2,496 MW. \quad (3.3)$$

În cazul mașinilor criogenice homopolare axiale întotdeauna va fi necesar să se verifice puterea și cu relația (1.5):

$$P = 2 p_p \frac{\pi n}{60} D_t \phi \cdot q \cdot 10^{-3} (MW), \quad (3.4)$$

unde q reprezintă intensitatea maximă de c.c. care poate trece prin inelul colector raportat la un metru de circumferință a tamburului spălat de perii, dat în A/m, iar p_p numărul de perechi de perii colectoare de curent de pe circumferința rotorului. Puterea calculată cu această expresie va fi limita maximă admisibilă condiționată de periile inelelor colectoare. Puterea motorului criogenic homopolar axial se va putea mări, până la această limită maximă, prin mărirea intensității curentului de alimentare a motorului. Admițând, potrivit literaturii de specialitate, un $q_{max} = 30000$ A/m, în cazul unor perii din cupru cu un conținut ridicat de grafit sau un $q_{max} = 100000$ A/m în cazul unor contacte cu metal lichid, precum și $p_p = 4$, puterea maximă ce se va putea atinge cu motorul S.C. din exemplul nostru, această putere va fi:

$$P_{c,u} = 2 \cdot 4 \frac{\pi 200}{60} 1,32 \cdot 5,2002 \cdot 30000 \cdot 10^{-3} = 17,25177 \text{ MW sau}$$

$$P_l = 2 \cdot 4 \frac{\pi 200}{60} 1,32 \cdot 5,2002 \cdot 100000 \cdot 10^{-3} = 51,74 \text{ MW.}$$

Aceste mărimi ale puterii fiind mult mai mari decât acelea calculate anterior se poate considera că rezultatele obținute sunt evident acoperitoare.

Analizând tabelul cu inducțiile magnetice radiale, obținute cu relațiile (2.16), se constată că acestea nu prezintă discontinuități, cresc până la o mărime maximă și după aceea scad, așa după cum este și firesc. Se observă însă o mărime absolută pentru majoritatea lor prea mare, panta de creștere și descreștere a acestora fiind nefiresc de lină. Din acest motiv am decis să fac o verificare mai amplă a acestei metode de calcul pentru întreg câmpul magnetic.

Modul de calcul prezentat se va repeta pentru fiecare iterație care se va face în vederea optimizării amplasării generatoarei active a tamburului față de înfășurările S.C. pe de o parte și pentru găsirea dimensiunilor geometrice optime ale solenoidului pe de altă parte. În prealabil, însă, procedeul de lucru prezentat, va trebui verificat pentru întregul câmp magnetic și pentru toate expresiile de calcul ale inducției magnetice (B , B_z și B_r). Datorită acestor considerente acest deziderat se va realiza în paragraful următor.

3.1.2. TESTAREA ȘI ANALIZA REZULTATELOR OBȚINUTE CU PROGRAMUL MPS1 PENTRU INDUCȚIILE MAGNETICE CALCULATE PENTRU ÎNTREGUL CÂMP MAGNETIC AL ÎNFĂȘURĂRII S.C.

În paragraful precedent calculele le-am efectuat numai pentru 25 de puncte $P(R, \theta)$ din câmp. zonă în care am presupus că se amplasează armăturile rotorului mașinii homopolare axiale. Datorită anomaliilor apărute, am decis să fac o verificare a rezultatelor care se obțin pentru întreg câmpul magnetic folosind toate cele patru expresii (2.16) ale inducției magnetice. Am făcut în acest sens o serie întreagă de rulări pe calculator, scanând întregul câmp magnetic și calculând atât inducția radială, cât și aceia axială și totală.

În urma analizei rezultatelor obținute, o primă concluzie pe care am putut-o trage a fost aceea că racordarea rezultatelor la locul de întâlnire al acelor notate cu indicele "1" cu acelea notate cu "2" (loc în care avem $R = a = RC$), nu se face în mod firesc și continuu. Analizând mai atent acest aspect am ajuns la concluzia că în acest caz calculul pentru toate punctele câmpului magnetic necesită și folosirea, în afara celor patru expresii amintite, a încă două de tipul (2.12), notate în cele ce urmează cu indicele "3", solicitate pentru situația în care avem $a_1 < R \leq a_2$, zonă în care vor fi utilizate ambele tipuri de relații, dar într-un raport diferit de la un punct la altul (vezi 2.2.2.3). Numai astfel se poate obține o racordare corectă, lină și firească a rezultatelor dezvoltării în serie obținute cu cele două tipuri de relații.

Pentru realizarea acestui obiectiv am trecut la examinarea relațiilor (2.16), precum și a schiței din fig. 3.2, ceia ce mi-a permis constatarea că în calculul inducției magnetice notată cu indicele "3" și calculată pentru un punct $P(R, \theta)$ situat în zona a treia ca și aceia reprezentată în figură, numărul termenilor calculați cu relațiile cu indicele "1" este direct proporțional cu suprafața solenoidului aflată deasupra arcului de cerc de rază R (care împarte suprafața secțiunii acestuia în două părți).

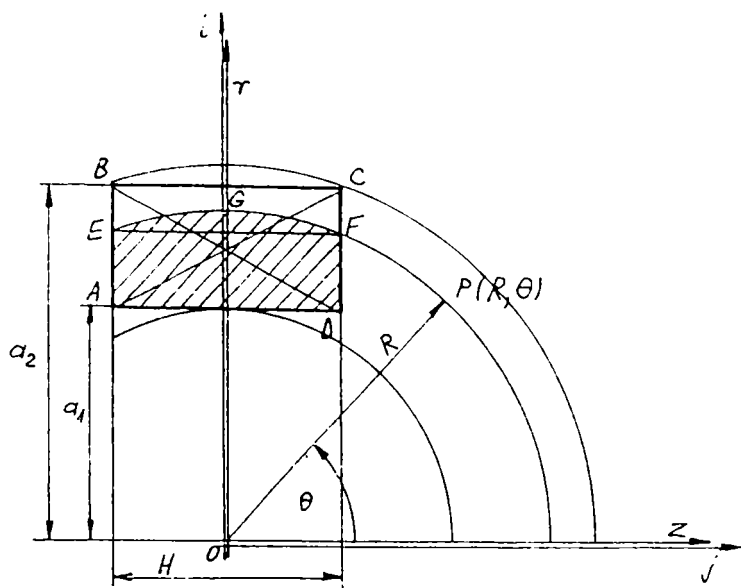


Fig. 3.2. Schița explicativă a relațiilor de calcul de tipul 3 folosite la calculul inducției în punctele din câmpul magnetic al unui solenoid. Cazul I.

- 1. În primul caz, definit de existența inegalității:

$$\sqrt{a_1^2 + (H/2)^2} \leq R \leq a_2 \quad ,$$

solenoidul, având aria secțiunii sub formă dreptunghiulară, are suprafața de sub arc de cerc formată din două părți, una de formă dreptunghiulară și o a doua formată dintr-un segment de cerc, așa după cum se poate vedea în fig. 3.2. În această situație calculul raportului celor două suprafețe începe cu acela al determinării ariei segmentului de cerc care se calculează cu relația:

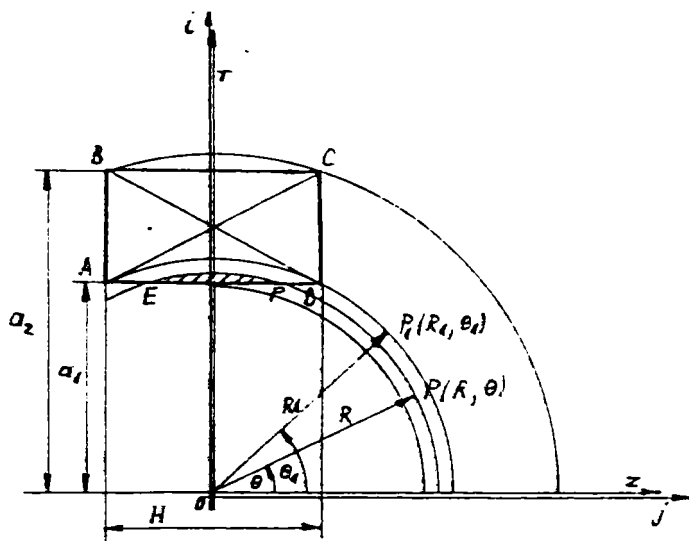
$$S_s = \frac{R(l-s) + s \cdot h}{2} \quad ,$$

unde l reprezintă lungimea arcului de cerc, s lungimea coardei, iar h înălțimea segmentului de cerc. În tehnică, fără a face o eroare semnificativă, se poate calcula și cu expresia $S_s = 2hs/3$, pe care o să o folosesc în cele ce urmează.

În aceste condiții aria solenoidului de sub arc de cerc S_s , cu notațiile din fig. 3.2, va fi următoarea:

$$R_a = S_s / ((a_2 - a_1) \cdot H) \quad \text{si} \quad R_b = ((a_2 - a_1) \cdot H - S_s) / ((a_2 - a_1) \cdot H) \quad (3.5)$$

Rapoartele suprafețelor cu care se vor pondera inducțiile magnetice de tipul 1 și 2, pentru ca să se obțină aceia notată cu β , se vor calcula cu relațiile:



(3.6)

$$S_s = \frac{2}{3} \left(R - \sqrt{R^2 - (H/2)^2} \right) \cdot H + \left(\sqrt{R^2 - (H/2)^2} - a_1 \right) \cdot H$$

Se observă că lățimea H a solenoidului se reduce în expresiile ambelor rapoarte, simplificând relațiile respective.

Fig. 3.3. Schița explicativă a cazului al 2-lea de calcul al rapoartelor suprafețelor solenoidului folosite la calculul inducției magnetice de tipul al 3-lea.

- II. Cazul al 2-lea tratează situația din fig. 3.3 și este definit de existența inegalității:

$$R < \sqrt{a_1^2 + (H/2)^2}$$

De această dată suprafața solenoidului de sub arc de cerc de rază R este chiar segmentul de cerc descris de acesta și delimitat de coarda EF . Va rezulta:

$$S_s = \frac{2}{3} h \cdot s = \frac{4}{3} (R - a_1) \cdot \sqrt{R^2 - a_1^2}$$

Iar expresiile celor două rapoarte ale suprafețelor vor fi următoarele:

$$R_a = \frac{S_s}{(a_2 - a_1) \cdot H} \quad \text{și} \quad R_b = \frac{(a_2 - a_1) \cdot H - S_s}{(a_2 - a_1) \cdot H} \quad (3.8)$$

Se observă că relațiile (3.8) sunt similare cu acelea notate cu (3.6), expresiile suprafețelor S_s fiind însă mult diferite.

- III. Ultima situație de analizat este aceea din schița din fig. 3.4. Ea este definită de existența inegalității $R > a_2$.

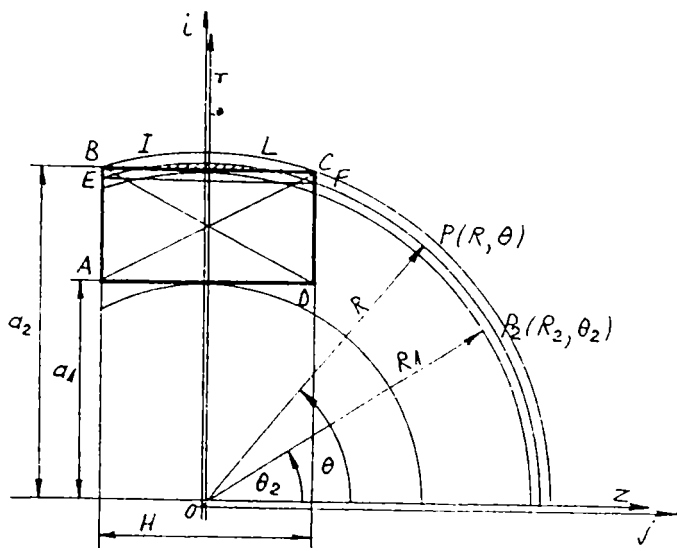


Fig. 3.4. Schița explicativă a cazului al 3-lea de calcul al rapoartelor suprafețelor solenoidului folosite la calculul inducției magnetice de tipul al 3-lea.

Cu aceste relații suprafața solenoidului de sub arc de cerc de rază R se va calcula cu ajutorul expresiei următoare:

$$S_S = (S_{S2} - S_{S1}) + H \cdot \left(\sqrt{R^2 - (H/2)^2} - a_1 \right) \quad , \quad (3.9)$$

iar raportul suprafețelor înfășurării se vor calcula astfel:

$$R_a = \frac{S_S}{(a_2 - a_1) \cdot H} \quad ; \quad R_b = \frac{(a_2 - a_1) \cdot H - S_S}{(a_2 - a_1) \cdot H}$$

Având rapoartele suprafețelor secțiunii solenoidului, în cazul în care avem $a_1 < R \leq a_2$, inducțiile magnetice axiale și radiale se vor putea calcula cu media ponderată a acelor de tip "1" și "2" în funcție de aceste rapoarte. Relațiile de calcul se vor putea exprima, în acest caz, sub forma următoare:

$$\left. \begin{aligned} B_{z3} &= R_b \cdot B_{z1} + R_a \cdot B_{z2} \ ; \\ B_{r3} &= R_b \cdot B_{r1} + R_a \cdot B_{r2} \end{aligned} \right\} \text{ pentru } a_1 < R \leq a_2 \quad (3.10)$$

Examinând relațiile (3.5) și (3.6) se poate constata că un calcul mai rapid al acestor rapoarte se poate face, cu o eroare ceva mai mare, luând în considerare doar raportul segmentelor descrise de arc de cerc de rază R pe acela al grosimii secțiunii înfășurării de pe axa Oz. În acest caz cele două rapoarte se vor putea calcula cu expresiile:

$$R_a^* = \frac{(a_2 - a_1) - (a_2 - R)}{(a_2 - a_1)} \quad \text{si} \quad R_b^* = \frac{(a_2 - a_1) - (R - a_1)}{(a_2 - a_1)} \quad (3.11)$$

Se observă că de fapt și în acest caz, este vorba de raportul suprafețelor solenoidului descrise însă nu de arc de cerc, ci de coarda acestuia. Verificând eroarea de calcul a inducției magnetice care se obține prin folosirea acestor rapoarte în relațiile (3.10), în cazul notat cu indicele 3, am constatat că ea este în general mai mică de

5%, iar în calculul t.e.m., a fluxului și a puterii din zona câmpului magnetic de amplasare a tamburului rotor, deci în situația unei mașini homopolare axiale, eroarea scade la 0,1% și în multe cazuri tinde chiar către 0%. Acest lucru este cauzat de faptul că punctele $P(R,\theta)$ de la nivelul armăturilor rotorului, care ne interesează în teza de față, se găsesc doar foarte rare ori în zona cu indicele 3 de calcul al inducției magnetice radiale. Din aceste motive în calculele pe care le voi face în cele ce urmează voi lucra cu relațiile (3.11) ale rapoartelor suprafețelor înfășurării cu care se ponderează media inducțiilor magnetice de tipul 1 și 2 pentru zona 3. Eroarea este suficient de mică pentru a nu altera rezultatele calculelor în cazul tratat în teză.

Calculul inducției magnetice totale, dintr-un punct $P(R,\theta)$ din câmpul magnetic al solenoidului, se va calcula cu încă trei relații, atașate celorlalte, în funcție de poziția acestuia față de înfășurare, și anume:

$$\begin{aligned} B_1 &= \sqrt{B_{z1}^2 + B_{r1}^2} & - \text{pentru } R < a_1; & B_2 = \sqrt{B_{z2}^2 + B_{r2}^2} & - \text{pentru } R > a_2 \text{ și} \\ B_3 &= \sqrt{B_{z3}^2 + B_{r3}^2} & - \text{pentru } a_1 \leq R \leq a_2. \end{aligned} \tag{3.12}$$

Verificând rezultatele obținute prin folosirea relațiilor (3.10) împreună cu acelea notate (2.16) am putut constata că mărimea calculată a inducțiilor magnetice cu relațiile de tipul 3, face trecerea de la tipul 1 la 2 mult mai lină și fără discontinuități față de situația inițială când aceste date au fost obținute fără aceste relații.

Expresiile de calcul folosite trebuie să conducă la rezultate care să satisfacă cerințele de continuitate specifice tuturor câmpurilor, deci inclusiv a celui analizat. Deci întreg ansamblul de relații folosite la calculul inducției câmpului magnetic sunt practic interconectate.

Am trecut în continuare, din nou, la verificarea rezultatelor obținute pentru inducțiile magnetice din câmpul solenoidului calculate cu relațiile (2.16), dar, de data aceasta, și cu acelea notate (3.10), cu care am actualizat programul MPSI descris în paragraful anterior. Pentru aceasta am făcut din nou o analiză a acestora pentru întregul câmp magnetic. În acest caz, pentru a avea în vedere și o altă geometrie a solenoidului față de prima, am ales o înfășurare care are același volum cu aceia dinainte și respectiv are aceeași suprafață a secțiunii și același centru de greutate a acesteia, dar de data aceasta aria va avea o formă patrată. Pentru a realiza aceste cerințe am admis următoarele mărimi de calcul: $a_1 = 358,6$ mm; $a_2 = 641,4$ mm și $H = 282,8$ mm.

Analiza unui mare număr de date obținute pentru câteva sute de puncte la fiecare iterație de calcul, au permis următoarele constatări:

- abateri pe direcția și sensul axei Oz de la alura generală descendentă a dezvoltării în serie a inducției axiale și respectiv ascendentă și după atingerea unui maxim descendentă a acesteia radiale, cu porțiuni discontinui, cu inversiuni sau uneori cu mărimi nefirești de mari sau de mici.
- Pentru inducția axială B_z pe direcția și sensul axei Oz, alura descrescătoare, în general, este respectată cu mici excepții, dar pe direcția Or nu crește normal până sub înfășurare, în interiorul ei nu scade și să schimbe semnul în negativ și să scadă în continuare în mărime absolută deasupra ei, așa cum se întâmplă în realitate.

- Pentru inducția radială B_r pe direcția axei Oz, alura ascendentă și după aceea descendentă în general este respectată, dar panta de creștere și descreștere este de multe ori prea fină. Mărimea acestor parametru înregistrează unele evoluții nefirești, uneori prea mari, rezultând cîmă și măriri negative mai ales în apropierea axei Oz.
- Am înregistrat și măriri uneori anormale la schimbarea geometriei înfășurării.

Aceste constatări mi-au impus explicitarea sintetică a modului de variație teoretică a inducției în întregul câmp magnetic, astfel ca în final să pot formula cerințele și ipotezele de lucru. Acestea mi vor permite să evidențiez particularitățile de care va trebui să țin cont la corectarea programelor de calcul și la analiza rezultatelor obținute pentru câmpul magnetic.

3.1.3. CERINȚELE, IPOTEZELE DE LUCRU ȘI CORECȚIILE NECESAR A SE FACE EXPRESIILOR DE CALCUL ALE INDUCȚIEI MAGNETICE OBTINUTE PRIN INTERMEDIUL METODEI POTENȚIALULUI MAGNETIC SCALAR

În urma constatărilor de mai sus și a analizei câmpului magnetic al unui solenoid am trecut la sintetizarea cerințelor modului general în care ar trebui să varieze atât inducția magnetică axială B_z și radială B_r , cât și în primul rând rezultanta lor B . Pentru aceasta am folosit schița din fig. 3.5, în care am redat conturul aproximativ al unei linii de flux magnetic constant, precum și direcția și sensul inducțiilor magnetice amintite. Cerințele rezultate din această analiză de care trebuie să ținem cont la programarea pe calculator a modelării câmpului magnetic al unui solenoid, le-am sintetizat sub forma celor de mai jos, ele constituind observații privind aceste aspecte, precum și ipoteze de lucru necesare pentru verificarea rezultatelor și corectarea relațiilor de calcul folosite.

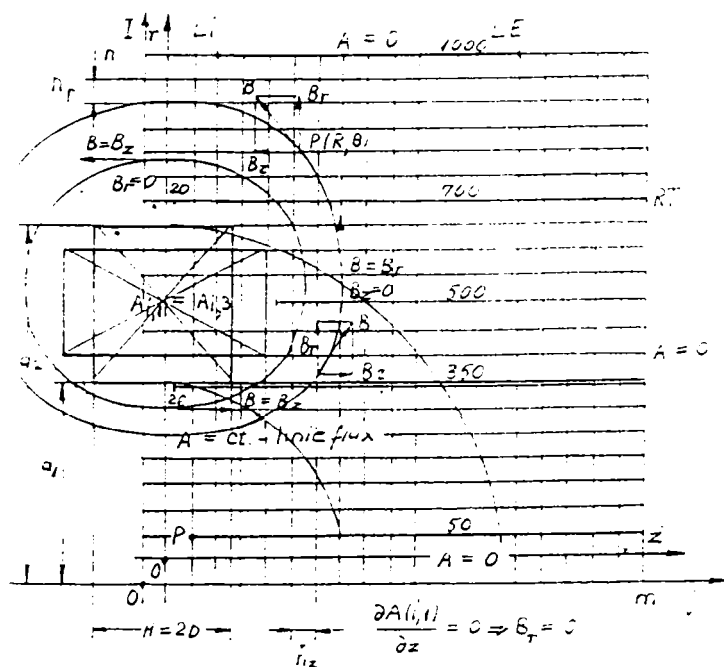


Fig. 3.5. Schița cu direcția și sensul inducției de-a lungul unei linii de flux magnetic constant

Dezvoltarea în serie a inducției din câmpul magnetic se face conform teoriei expansiunii potențialului magnetic în armonice sfere, teorie valabilă pentru o sursă punctiformă. Pentru un solenoid acest mod de manifestare are loc cu preponderență pe direcția axei Oz și mai puțin pe direcția și sensul axei Or. De-a lungul acestei axe inducția magnetică variază într-un fel în zona de dedesubtul înfășurării, altfel în interiorul ei și în al treilea mod deasupra acestora.

Este o realitate valabilă pentru o zonă în care măriri reale se abat, pe această direcție, de la acelea obținute prin metoda potențialului magnetic scalar.

Acest fapt conduce la necesitatea efectuării unor corecții relațiilor de bază în mod corespunzător pentru ca ele să se poată intercondiționa în mod adecvat și să răspundă cerințelor. O analiză a acestei metode în vederea găsirii unei soluții de corectare a abaterilor apărute între rezultatele teoretice și cele practice (experimentale) în calculul inducției din câmpul magnetic solenoidal nu am găsit-o publicată de nici un cercetător în afară de Garrett [13]. Din acest motiv, considerând problema esențială, o să revin asupra acestui subiect.

- Inducția magnetică B variază de-a lungul axei Oz ca și în fig. 3.7, scăzând de la o mărime maximă în centrul solenoidului în mod asimptotic spre zero, iar pe direcția axei Or ca și în fig. 3.6, crescând până sub înfășurare, schimbând semnul în aceasta și tinzând și pe această direcție asimptotic spre zero.
- Inducția magnetică B deasupra solenoidului, pe direcția și sensul axei Oz , este negativă și crește de la o mărime minimă în dreptul axei Or , la zero, în mod asimptotic.
- Pe direcția și sensul axei Or inducția axială B_z este pozitivă și crește până sub înfășurare până la o mărime maximă egală cu $B_{z_{max}} = B_0 K(\alpha, \beta)$ (2.67), scade la o mărime negativă în solenoid și crește deasupra lui în mărime negativă tinzând spre zero. În exemplul prezentat inducția axială maximă ar trebui să fie de cca. $B_{z_{max}} \cong (1,2 \div 1,9) B_0$ (conform [47]). Acest mod de variație a inducției trebuie rezolvat printr-o modelare adecvată a fenomenului, deoarece am constatat că metoda de calcul folosită în acest paragraf nu răspunde acestor cerințe decât în mod parțial.
- Inducția axială B_z evoluează de la B_0 în origine, în mod descrescător asimptotic pe direcția și sensul axei Oz . Această variație se menține și deasupra solenoidului însă în mărimi negative din ce în ce mai mici pe măsură ce ne îndepărtăm de acesta.
- Inducția radială B_r este pozitivă în întreg cadranul I de coordonate carteziene în care este reprezentată
- B_r pe direcția și sensul axei Oz crește de la aproximativ zero la o mărime maximă și după aceea scade asimptotic spre zero, mod de variație care se menține în tot câmpul magnetic.
- Pe direcția axei Or inducția B_r are o variație asemănătoare cu aceea de pe direcția axei Oz , crește de la aproximativ zero până în dreptul înfășurării unde atinge o mărime maximă (mai mică decât inducția axială B_z). Valoarea maximă se poate calcula cu relația (2.68): $B_{r_{max}} = B_{z_{max}} \cdot A(\alpha, \beta)$ [47]. Deasupra înfășurării scade în mod asimptotic spre zero.

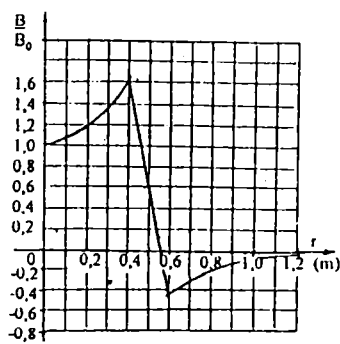


Fig. 3.6. Variația inducției magnetice în câmpul unui solenoid de-a lungul axei Or .

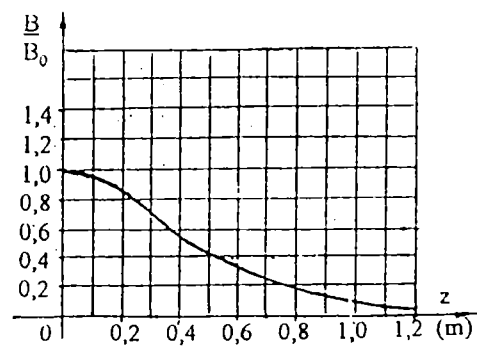


Fig. 3.7. Variația inducției magnetice în câmpul unui solenoid de-a lungul axei Oz .

Comparând rezultatele obținute cu cerințele teoretice am constatat că inducția magnetică calculată în punctele din dreptul înfășurării nu respectă alura curbelor din fig. 5.6 mai ales și uneori nici pe aceia din fig. 5.7. Am observat însă, analizând rezultatele și examinând schița din figura 5.8, că pentru punctele din această zonă se poate folosi o medie ponderată între mărimile lui B_z calculate pentru punctele situate pe aceeași abscisă cu a punctului $P(R, \theta)$, dar cu ordonatele aflate la nivelul lui "a₁" și respectiv a lui "a₂". Concretizarea acestui deziderat am făcut-o în expresiile redată mai jos folosind în demonstrație schița și notațiile din fig. 5.8. Pentru aceasta inducția magnetică axială care urmează să fie calculată pentru punctele din această zonă a câmpului magnetic le-am notat cu indicele "4", ele urmând a se calcula cu relațiile următoare:

$$\left. \begin{aligned} B_{z42} &= (R_{B4} \cdot B_{z2A} + R_{A4} \cdot B_{z2B}) / (a_2 - a_1), \quad \text{pentru } a_1 \leq R \cdot \sin \theta \leq a_2 \quad \text{și } R_{A4} > a_2 \\ B_{z43} &= (R_{B4} \cdot B_{z3A} + R_{A4} \cdot B_{z2B}) / (a_2 - a_1), \quad \text{pentru } a_1 \leq R \cdot \sin \theta \leq a_2 \quad \text{și } a_1 \leq R_{A4} \leq a_2 \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

$$\text{unde: } R_{A4} = R_{AP} - a_1; \quad R_{B4} = a_2 - R_{AP}, \quad R_{AP} = R \cdot \sin \theta,$$

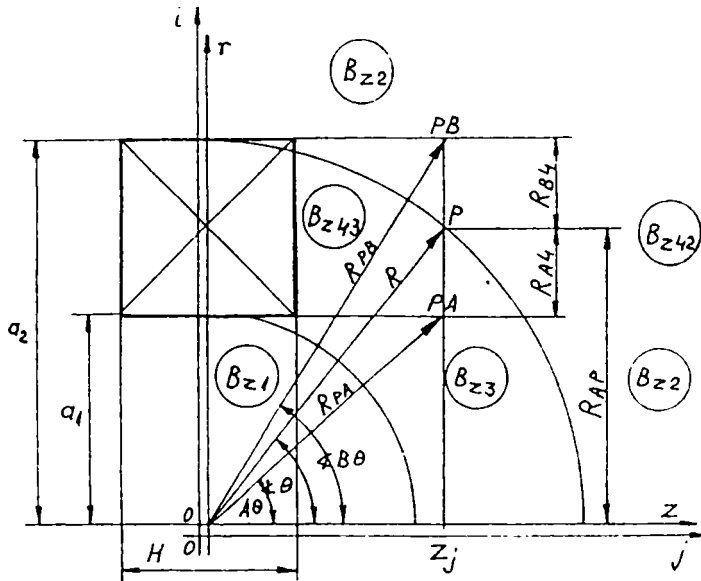


Fig. 3.8. Schița explicativă pentru analiza variației inducției magnetice axiale B_z în și în dreptul unui solenoid.

iar B_{z2A} , B_{z3A} și B_{z2B} se vor calcula cu relațiile corespunzătoare indicilor lor, dar cu mărimile care intră în expresiile acestora obținute cu ajutorul egalităților următoare:

$$R_{PA} = \sqrt{z_j^2 + a_1^2}; \quad R_{PB} = \sqrt{z_j^2 + a_2^2};$$

$$\cos A\theta = z_j / R_{PA}; \quad \cos B\theta = z_j / R_{PB}$$

Verificând variația inducției magnetice axiale astfel corectată pentru punctele din această zonă a câmpului magnetic am constatat că ea este mult mai aproape de situația reală și de cerințele formulate, obținându-se o continuitate mult mai bună și firească.

Odată ce relațiile de calcul au fost completate și cu expresiile menționate mai sus, am recalculat inducțiile magnetice ale aceluiași puncte din câmp ca și mai înainte, dar de data aceasta atât cu relațiile (2.16), cât și cu acelea notate cu (2.17), la care am adăugat expresiile (3.10), (3.12) și (3.13). Vom avea în total zece dezvoltări în serie care se intercondiționează. Calculele se vor face în mod diferit pentru cele șase zone distincte din câmp în cazul inducției magnetice axiale și pentru acelea trei zone diferite în cazul aceluia al inducției magnetice radiale, așa după cum se poate observa și urmărind schița explicativă din fig. 3.8.

Analiza și compararea rezultatelor mi-a permis să constat că expresiile (2.17) împreună cu acelea notate (3.10), (3.12) și (3.13) modelează mult mai bine câmpul magnetic față de acelea obținute numai cu

relațiile (2.17) sau cu (2.16). Dar și în acest caz, însă, au apărut unele mărimi nefirești, cu mici discontinuități și inversări de sens în variația rezultatelor. Concluzia care a rezultat din analiza făcută este că expresiile (2.16) din Brechna nu pot fi aplicate în mod direct (fără efectuarea unor corecții prealabile), pentru efectuarea calculelor în întreg câmpul magnetic. M-am decis totuși să fac și o verificare prealabilă a acestor expresii.

Pentru a putea urmări influența fiecărui termen și a fiecărei variabile în parte din expresiile (2.17), asupra dezvoltării în serie a potențialului magnetic scalar și respectiv a inducției magnetice, le-am cercetat în continuare, pe rând. Am urmărit influența produsă de modificarea ordinului polinoamelor, pe aceea cauzată de variația puterii vectorului de poziție R al punctelor $P(R,0)$ și în cele din urmă pe aceea care o exercită schimbarea ordinului factorialului. Analiza modului de variație al variabilelor din cadrul termenilor amintiți mi-a permis să constat că ordinul polinoamelor lui Legendre din expresiile de calcul ale inducției magnetice axiale B_{z1} nu poate fi modificat deoarece dezvoltarea în serie trebuie să dească asimptotic către zero începând de la B_{z0} . În acest caz, primul termen al seriei trebuie să fie egal cu unu ceea ce se realizează numai dacă avem $P_0 = 1$, ceea ce impune folosirea indicelui $2n$ pentru polinom, respectiv notarea P_{2n} . Ordinul polinoamelor și a derivatelor acestora din expresiile (2.17) răspund, așa dar, cel mai bine condițiilor cerute de particularitățile câmpului magnetic. Deci, limita inițială a sumelor din aceste expresii trebuie să înceapă în mod obligator de la $n = 0$. Din aceleași considerente puterea lui R trebuie să fie, în acest caz, egală cu $2n$. Aceiași rațiune impune ca factorialul să fie ori egal cu $(2n)!$ sau cu $(2n+1)!$. Rezultă că expresia lui B_{z1} practic nu poate fi modificată, iar prin similitudine nici ordinul polinoamelor P_{2n} din relația lui B_{z2} .

Se constată, de asemenea, că mărirea factorialului conduce în toate cazurile la micșorarea mai ales a finalului dezvoltării în serie.

La modificarea puterilor lui R trebuie să se țină cont de faptul că acesta se exprimă în metri și deci creșterea mărimii lui conduce, pentru $R < 1$, la micșorarea rezultatului ridicării la putere, iar pentru $R > 1$ la mărirea acestuia. În consecință, creșterea puterii are ca și urmare, în general, o scădere a lui B_{z1} (puterea lui R din B_{z1} nu poate fi schimbată), dar o creștere a lui B_{z2} și B_{r2} până la $R \leq 1$ și o scădere a mărimii acestora pe ultima parte a dezvoltării în serie, unde $R > 1$.

Această analiză a expresiilor din Brechna mi-a permis să constat că variabilele termenilor din relațiile (2.17) sunt acelea care corespund cel mai bine dezvoltării normale în serie a inducției magnetice conform cerințelor exprimate. Această concluzie m-a decis să abandonez expresiile (2.16) și să folosesc în continuare numai pe acelea notate (2.17) și completate cu (3.10), (3.12) și (3.13).

Rezultatul unei noi serii de calcule făcute cu aceste relații conduce însă la constatarea că nici aceste expresii nu modelează în mod absolut perfect câmpul magnetic fiind, deci, totuși necesare efectuarea unor corecții. Cercetând literatura de specialitate am găsit referiri la utilizarea unor coeficienți de eroare care se atașează termenilor seriei. Astfel Garrett [13] recomandă utilizarea următorilor coeficienți de eroare care țin cont însă numai de geometria solenoidului:

$$\varepsilon_2 = \frac{r_0^2 \sum_{n=1}^4 \binom{1}{z_n} (1 - \sin^3 \alpha_n)}{2! \sum_{n=1}^4 z_n \cdot \ln[a_n + \sqrt{a_n^2 + z_n^2}]},$$

$$\varepsilon_4 = \frac{r_0^4 \sum_{n=1}^4 z_n^3 [2 - \sin^3 \alpha_n (15 \cos^4 \alpha_n + 3 \cos^2 \alpha_n + 2)]}{4! \sum_{n=1}^4 z_n \cdot \ln[a_n + \sqrt{a_n^2 + z_n^2}]}.$$
(3.14)

unde indicele coeficientului de eroare indică termenul din serie la care se atașează, r_0 reprezintă raza centrului de greutate al secțiunii înfășurării, însumarea se face pentru cele patru colțuri ale solenoidului cu semnele alternând, colțul cel mai apropiat de origine fiind notat cu plus, iar z_n și a_n sunt coordonatele acestor puncte. Testând acești coeficienți în relațiile (2.17) am constatat o îmbunătățire sensibilă a rezultatelor mai ales pentru folosirea lui ε_2 . Acest fapt m-a determinat să atașez fiecărui al 2-lea termen din dezvoltarea în serie câte un coeficient de eroare ε_2 , pe care l-am notat, pentru a evita unele confuzii, cu G_{1k} .

Cu acești coeficienți am făcut o nouă serie de testări în care am urmărit în primul rând evoluția fiecărui termen în parte din expresiile dezvoltării în serie folosite pentru întregul câmp magnetic. Pentru a putea avea posibilitatea verificării evoluției acestora și a face eventual unele corecții impuse de cerințele și ipotezele de lucru expuse, am atașat și eu fiecărui termen un coeficient de eroare, numit așa după Garrett, notați de data aceasta cu E_{z1k} , E_{z2k} , E_{r1k} și E_{r2k} . Inițial, pentru a nu modifica în nici un fel rezultatul calculelor, le-am atribuit valoarea unu. În testările pe care le-am făcut în continuare, am atribuit, pe rând, valori acestor coeficienți astfel încât termenii respectivi să aibe evoluția dorită în funcție de cerințele formulate mai sus. Am ținut cont și de unele rezultate obținute experimental sau cu alte metode de calcul, astfel încât să pot corecta în final abaterile de la dezvoltarea firească în serie a potențialului magnetic scalar și respectiv a inducției magnetice din câmp. În acest mod se va putea face oricând și o etalonare adecvată a programului de calcul. În general coeficienților de eroare le-am atribuit unele expresii alcătuite din combinații ale unor funcții trigonometrice primare ($\sin\theta$ și $\cos\theta$), similare aceloră din polinoamele Legendre, astfel ca dezvoltarea în serie să simuleze cât mai bine expansiunea în armonice sferice a potențialului magnetic scalar. Expresiile coeficienților de eroare vor varia în funcție de unghiul θ și respectiv de poziția punctului $P(R,\theta)$ în câmpul magnetic, corectând de fapt expresiile polinoamelor lui Legendre. Am modificat expresia acestor coeficienți de atâtea ori de câte ori a fost nevoie ca să obțin rezultatul dorit. În acest mod am putut urmări, analiza și corecta fiecare termen în parte din cadrul fiecărei expresii de dezvoltare în serie folosite.

Am efectuat un număr de peste 2000 de rulări de simulare pe calculator a câmpului magnetic al solenoidului analizat, testând peste 100000 de puncte, păstrând din acestea cca 1600 de rulări cu peste 80000 de puncte din câmp testate. În urma acestor experimentări și a analizei rezultatelor obținute am obținut coeficienții de eroare care mi-au permis să modelez cel mai bine câmpul magnetic al solenoidului. Expresiile

coeficienților de eroare utilizate în calcule la dezvoltarea în serie le-am redat mai jos. Pentru punctele $P(R, \theta)$ situate la o distanță $R < a_1$ inducția magnetică axială și radială se va calcula de această dată și în funcție de acești coeficienți cu seriile notate (2.17), precum și cu acelea adăugate, rezultând următoarele relații:

$$\left. \begin{aligned} B_{z1} &= B_{z0} \sum_{n=0}^3 E_{z1k} \cdot G_{1k} \cdot \left(\frac{R}{Rc}\right)^{2n} \cdot P_{2n}/(2n) \quad ; \\ B_{r1} &= B_{z0} \sum_{n=0}^3 E_{r1k} \cdot G_{1k} \cdot \left(\frac{R}{Rc}\right)^{2n} \cdot P'_{2n+2}/(2n+1) \quad ; \end{aligned} \right\} \text{pentru } R < a_1$$

Pentru punctele situate la o distanță $R > a_2$ vor fi folosite expresiile:

$$B_{z21} = B_{z0} \sum_{n=0}^3 E_{z2k} \cdot P_{2n} / \left[(2n) \cdot \left(\frac{R}{Rc}\right)^{2n+3} \right]; \quad \text{pentru } R > a_2 \quad \text{și } R \sin \theta$$

$$B_{z22} = -B_{z21} \quad ; \quad \text{pentru } R > a_2 \quad \text{și } R \sin \theta > a_2 \quad ,$$

$$B_{z42} = (R_{B4} \cdot B_{z21} + R_{A4} \cdot B_{z22}) / (a_2 - a_1) \quad ; \quad \text{pentru } a_1 \leq R \sin \theta \leq a_2 \quad \text{și } R_i > a_2 \quad ,$$

$$B_{r2} = B_{z0} \sum_{n=0}^3 E_{r2k} \cdot P'_{2n+2} / \left[(2n+2) \cdot \left(\frac{R}{Rc}\right)^{2n+3} \right] \quad ; \quad \text{pentru } R > a_2$$

În cazul în care punctele sunt situate la distanța $a_1 \leq R \leq a_2$ se vor utiliza ecuațiile:

$$B_{z43} = (R_{B4} \cdot B_{z3A} + R_{A4} \cdot B_{z2B}) / (a_2 - a_1) \quad ; \quad \text{pentru } a_1 \leq R \cdot \sin \theta \leq a_2 \quad \text{și}$$

$$\left. \begin{aligned} B_{z3} &= (R_b \cdot B_{z1} + R_a \cdot B_{z2}) / (a_2 - a_1) \quad ; \\ B_{r3} &= (R_b \cdot B_{r1} + R_a \cdot B_{r2}) / (a_2 - a_1) \quad ; \end{aligned} \right\} \text{pentru } a_1 < R \leq a_2 \quad ,$$

Inducția magnetică totală se va obține cu următoarele relații:

$$B_1 = \sqrt{B_{z1}^2 + B_{r1}^2}; \quad \text{pentru } R < a_1 \quad ,$$

$$B_2 = \sqrt{B_{z2}^2 + B_{r2}^2}; \quad \text{pentru } R > a_2 \quad , \quad (3.15)$$

$$B_3 = \sqrt{B_{z3}^2 + B_{r3}^2}; \quad \text{pentru } a_1 < R \leq a_2 \quad ,$$

$$B_{42} = \sqrt{B_{z42}^2 + B_{r2}^2}; \quad \text{pentru } a_1 \leq R \sin \theta \leq a_2 \quad \text{și } R_i > a_2 \quad ,$$

$$B_{43} = \sqrt{B_{z43}^2 + B_{r3}^2}; \quad \text{pentru } a_1 \leq R \sin \theta \leq a_2 \quad \text{și } a_1 \leq R_i \leq a_2$$

Cele 14 dezvoltări în serii ne permit calculul inducției B , B_z și B_r în oricare punct al câmpului magnetic al unui solenoid din cele șase zone distincte amintite ale acestuia. Menționez însă că toate cele 14 expresii sunt de fapt fundamentate pe cele patru de bază din teoria expansiunii în armonice sferice a potențialului magnetic scalar (2.17) și respectiv pe acelea notate cu indicele 1 și 2 în teoria expusă în capitolul 2. Pentru corectarea abaterilor, satisfacerea ipotezelor de lucru și a cerințelor de programare pe

calculator, însă, a fost necesară utilizarea în calcule a întregului ansamblu de relații (3.15). Am verificat rezultatele obținute cu aceste expresii de calcul și pentru alte geometrii ale înfășurării S.C. constatând rareori unele discontinuități care însă în urma unor modificări adecvate a coeficienților de eroare folosiți au dispărut.

Alegerea coeficienților de eroare am făcut-o după analiza variației fiecărui termen al seriilor respective și pentru întregul câmp magnetic. Această analiză mi-a permis să constat că anumiți termeni ai seriilor influențează mai mult o anumită zonă din câmp și în mod implicit una sau mai multe din expresiile (3.15). Acești termeni influențează în mod diferit rezultatele și în funcție de ordonata sau abscisa punctului $P(R,\theta)$. În apropierea axei Oz unii termeni pot avea o anumită influență, sub înfășurare o alta, iar deasupra ei o cu totul altă influență. Astfel, de exemplu, coeficientul de eroare E_{r12} permite efectuarea unor corecții a lui B_z în apropierea axei Oz, E_{r13} în zona de sub înfășurare, iar E_{r21} în aceia de deasupra ei, în timp ce E_{r11} face posibilă modificarea lui B_r în zona de sub înfășurare, E_{r13} în aceia din partea finală a dezvoltării în serie a acestuia, E_{r21} în zona de deasupra solenoidului, iar E_{r22} în aceia din vecinătatea axei Oz. În concluzie se poate spune că acești coeficienți permit, fiecare în parte, corectarea unor anomalii care apar la dezvoltarea în serie a unei anumite inducții magnetice (B , B_z sau B_r) și într-o anumită zonă a câmpului magnetic.

Desigur variația fiecărui termen al seriei este condiționată mai ales de valoarea pe care o iau polinoamele, vectorul de poziție a punctului $P(R,\theta)$ și factorialul, coeficienții respectivi exercitând doar o acțiune de corectare a lor. Modificarea adecvată a termenilor s-a făcut deci, dacă a fost cazul, numai prin intermediul coeficienților de eroare. În modul descris mai sus, sistemul de expresii (3.15) va putea fi oricând reevaluat fie prin compararea rezultatelor cu acelea obținute cu un pachet de programe de firmă, fie în mod experimental, dacă există această posibilitate, iar în final eventualele abateri corectate prin intermediul coeficienților de eroare introduși de mine și cărora li se va atribui anumite expresii selectate într-un mod corespunzător.

3.1.4. EXEMPLU NUMERIC DE DIMENSIONARE AL ANSAMBLULUI ÎNFĂȘURARE S.C.-ROTOR CU AJUTORUL METODEI POTENȚIALULUI MAGNETIC SCALAR CORECTATĂ

Pe baza expresiilor (3.15) de calcul al inducției magnetice al unui solenoid S.C. am scris un al doilea program, denumit MPS2, redat în anexa "2" a tezei ca și exemplu de program scris în limbajul FOXPRO pentru un calculator de tip PC, la elaborarea căruia am ținut cont de cerințele și ipotezele de lucru, precum și de toate considerentele formulate anterior.

În urma unei serii de testări am verificat din nou modul de variație al inducției magnetice în întregul câmp al solenoidului, iar pentru corecțiile care s-au impus am testat variația mai multor coeficienți de eroare. Coeficienții admiși în final, pe care i-am folosit în continuare la calculul inducției magnetice radiale, și care au răspuns cel mai bine cerințelor și ipotezelor de lucru formulate, sunt următorii: $E_{r11} = 0,005$; $E_{r12} = -0,1 \sin^2\theta$; $E_{r13} = 0,1$; $E_{r14} = 100$; $E_{r21} = 11 \sin^8\theta \cdot \cos\theta$; $E_{r22} = -0,5$; $E_{r23} = 1$ (3.16). În expresiile (3.15) G_{1k} sunt coeficienții de eroare calculați cu relațiile lui Garrett.

Prima rulare preliminară am făcut-o în condiții identice cu aceia realizată cu programul MPS1 și analizată în paragraful 3.1.1. Calculele, făcute cu programul MPS2, au avut în vedere analiza și verificarea rezultatelor obținute pentru evoluția inducției magnetice radiale, de această dată, de-a lungul întregii zone în care se preconizează amplasarea armăturilor rotorice ale mașinii homopolare axiale și anume mai ales imediat deasupra înfășurării S.C. Rezultatul calculelor, pentru o rază a tamburului rotor de 660 mm și o lungime activă mare de 980 mm, respectiv pentru 50 de noduri ale rețelei de discretizare, le-am prezentat în tabelul 3.2. Am admis o lungime activă atât de mare pentru a putea verifica dezvoltarea în serie pentru o zonă cât mai extinsă. Analiza rezultatelor mi-a permis să constat pentru această zonă a câmpului magnetic un ordin de mărime și o evoluție normală a inducției magnetice radiale rezultată. În consecință, am considerat relațiile de calcul ca și fiind valide.

Tabel cu mărimile de calcul utilizate la dimensionarea cu programul MPS2 a ansamblului înfășurării S.C.-tambur rotor al mașinii homopolare axiale prin metoda dezvoltării în serie a potențialului magnetic scalar

Inducția magnetică din centrul bobinei: $B_{Z00} = 4.798 \text{ T}$
 Dimensiunile de calcul admise au fost pentru înfășurarea S.C.:
 $A_1 = 400 \text{ mm}; \quad A_2 = 600 \text{ mm}; \quad HJ = 400 \text{ mm},$
 iar pentru tamburul rotor: $R_t = 660 \text{ mm}; \quad l_i = 120 \text{ mm}; \quad l = 980 \text{ mm}.$
 Densitatea curentului electric în S.C. $j_c = 512,82 \text{ A/mm}^2.$

RULARILE PENTRU BR

Tabelul 3.2.

I	J	RI (m)	ZJ (m)	R3IJ (m)	COSJ	BRIJ (T)	BRJ*HZ (T*m)
34	7	0.660	0.120	0.671	0.17889	0.89406	0.01788
34	8	0.660	0.140	0.675	0.20750	1.13375	0.02267
34	9	0.660	0.160	0.679	0.23560	1.36389	0.02728
34	10	0.660	0.180	0.684	0.26312	1.57297	0.03146
34	11	0.660	0.200	0.690	0.29001	1.75192	0.03504
34	12	0.660	0.220	0.696	0.31623	1.89448	0.03789
34	13	0.660	0.240	0.702	0.34174	1.99719	0.03994
34	14	0.660	0.260	0.709	0.36652	2.05927	0.04119
34	15	0.660	0.280	0.717	0.39055	2.08217	0.04164
34	16	0.660	0.300	0.725	0.41380	2.06912	0.04138
34	17	0.660	0.320	0.733	0.43627	2.02457	0.04049
34	18	0.660	0.340	0.742	0.45796	1.95374	0.03907
34	19	0.660	0.360	0.752	0.47885	1.86212	0.03724
34	20	0.660	0.380	0.762	0.49896	1.75509	0.03510
34	21	0.660	0.400	0.772	0.51830	1.63771	0.03275
34	22	0.660	0.420	0.782	0.53688	1.51448	0.03029
34	23	0.660	0.440	0.793	0.55470	1.38925	0.02779
34	24	0.660	0.460	0.804	0.57179	1.26518	0.02530
34	25	0.660	0.480	0.816	0.58817	1.14476	0.02290
34	26	0.660	0.500	0.828	0.60386	1.02983	0.02060
34	27	0.660	0.520	0.840	0.61887	0.92170	0.01843
34	28	0.660	0.540	0.853	0.63324	0.82120	0.01642
34	29	0.660	0.560	0.866	0.64698	0.72873	0.01457
34	30	0.660	0.580	0.879	0.66011	0.64443	0.01289
34	31	0.660	0.600	0.892	0.67267	0.56815	0.01136
34	32	0.660	0.620	0.906	0.68468	0.49959	0.00999
34	33	0.660	0.640	0.919	0.69615	0.43834	0.00877
34	34	0.660	0.660	0.933	0.70711	0.38389	0.00768
34	35	0.660	0.680	0.948	0.71758	0.33569	0.00671
34	36	0.660	0.700	0.962	0.72759	0.29320	0.00586
34	37	0.660	0.720	0.977	0.73715	0.25584	0.00512
34	38	0.660	0.740	0.992	0.74630	0.22310	0.00446

34	39	0.660	0.760	1.007	0.75503	0.19448	0.00389
34	40	0.660	0.780	1.022	0.76339	0.16950	0.00339
34	41	0.660	0.800	1.037	0.77137	0.14773	0.00295
34	42	0.660	0.820	1.053	0.77901	0.12879	0.00258
34	43	0.660	0.840	1.068	0.78632	0.11233	0.00225
34	44	0.660	0.860	1.084	0.79331	0.09803	0.00196
34	45	0.660	0.880	1.100	0.80000	0.08562	0.00171
34	46	0.660	0.900	1.116	0.80641	0.07485	0.00150
34	47	0.660	0.920	1.132	0.81254	0.06550	0.00131
34	48	0.660	0.940	1.149	0.81841	0.05739	0.00115
34	49	0.660	0.960	1.165	0.82404	0.05035	0.00101
34	50	0.660	0.980	1.182	0.82944	0.04423	0.00088
34	51	0.660	1.000	1.198	0.83461	0.03892	0.00078
34	52	0.660	1.020	1.215	0.83957	0.03430	0.00069
34	53	0.660	1.040	1.232	0.84433	0.03029	0.00061
34	54	0.660	1.060	1.249	0.84890	0.02679	0.00054
34	55	0.660	1.080	1.266	0.85328	0.02374	0.00047
34	56	0.660	1.100	1.283	0.85749	0.02108	0.00042

$$PIJ = 1.589 \text{ MW} \quad P = 32.95 \text{ MW} \quad UEI = 5.52 \text{ V} \quad FI = 3.310 \text{ Wb} \quad SBRJ = 0.798$$

Analizând dezvoltarea în serie a lui B_r se poate constata că mărimea maximă a acestuia, în exemplul de calcul luat, este de cca. 2,08 T și se află pentru o rază a tamburului rotor de 660 mm, la o distanță de 280 mm de axa Or a înfășurării S.C. și respectiv la 80 mm de la marginea solenoidului. Lungimea părții active a tamburului se admite în funcție de considerente constructive, dar și în funcție de zona în care B_r are mărimi semnificative, centrarea acesteia urmând să se facă în jurul valorii lui $B_{r_{max}}$. În baza acestor considerente, dar și pentru a putea compara rezultatele cu acelea obținute anterior cu programul MPS1, am admis în rulările făcute în continuare o lungime fixă a armăturilor tamburului-rotor de $l = 480$ mm. Aceasta corespunde la un număr de 25 de noduri din rețeaua de discretizare pentru care se vor calcula inducțiile magnetice radiale. Ilustrarea modului de lucru și a relațiilor folosite, precum și compararea rezultatelor obținute fără și cu coeficienții de eroare pe de o parte și a acelor care au rezultat în urma rulărilor efectuate cu programul MPS1 și cu programul MPS2 pe de altă parte, am făcut-o mai jos, calculând în prima fază manual inducția magnetică radială în aceleași trei puncte distincte din câmpul solenoidului. Coeficienții de eroare folosiți (3.16) sunt aceia rezultați în urma testării și etalonării expresiilor (3.15) făcută pentru întregul câmp magnetic al solenoidului analizat.

1. Pentru punctul $P_1(R, \theta)$ din câmpul magnetic și respectiv pentru primul nod al rețelei de discretizare admise, vom avea: $P'_0(\cos\theta) = 0$, $z_1 = l_1 = 6$ cm și $r_1 = R_{11} = 66$ cm. Se va obține:

$$R_{1,1} = \sqrt{r_1^2 + z_1^2} = \sqrt{66^2 + 6^2} = 66,27 \text{ cm};$$

$$\cos\theta_{1,1} = \frac{z_1}{R_{1,1}} = \frac{6}{66,27} = 0,0905357 \Rightarrow \theta_{1,1} = 84,805401^\circ;$$

- a. Inducția calculată fără includerea coeficienților de eroare ER21, ER22 și ER23:

$$\begin{aligned}
B_{r,2,1,1}(R_{1,1}, \theta_{1,1}) &= B_z(0,0) \left[\frac{1}{(2 \cdot 0 + 1)!} \cdot \left(\frac{RC'}{R_{1,1}}\right)^{2 \cdot 0 + 1} \cdot P'_{2 \cdot 0}(\cos \theta_1) + \frac{1}{(2 \cdot 1 + 2)!} \cdot \left(\frac{RC'}{R_{1,1}}\right)^{2 \cdot 1 + 1} \cdot P'_{2 \cdot 1}(\cos \theta_{1,1}) - \right. \\
&\quad \left. - \frac{1}{(2 \cdot 2 + 2)!} \cdot \left(\frac{RC'}{R_{1,1}}\right)^{2 \cdot 2 + 1} \cdot P'_{4 \cdot 2}(\cos \theta_{1,1}) + \frac{1}{(2 \cdot 3 + 2)!} \cdot \left(\frac{RC'}{R_{1,1}}\right)^{2 \cdot 3 + 2} \cdot P'_{6 \cdot 3}(\cos \theta_{1,1}) \right] = \\
&= 4,7975 \cdot \left[\frac{1}{2} \left(\frac{0,5}{0,6627}\right)^3 \cdot 3 \cdot 0,0905337 - \frac{1}{24} \left(\frac{0,5}{0,6627}\right)^5 \cdot \frac{5 \cdot 0,0905357 [7(0,0905357)^2 - 3]}{2} + \right. \\
&\quad \left. + \frac{1}{720} \left(\frac{0,5}{0,6627}\right)^7 \cdot \frac{3 \cdot 0,0905357}{8(1 - 0,0905357^2)} \cdot (-231 \cdot 0,0905357^6 + 441 \cdot 0,0905357^4 - 24 \cdot 0,0905357^2 + 35) \right] = \\
&= 0,3133954 \quad T.
\end{aligned}$$

b. Dacă luăm în considerare coeficienții de eroare ER21, ER22 și ER23, valoarea recalculată a inducției magnetice va fi:

$$\begin{aligned}
B_{r,2,1,1}(R_{1,1}, \theta_{1,1}) &= B_z(0,0) \left[\frac{1}{(2 \cdot 0)!} \cdot \left(\frac{RC'}{R_{1,1}}\right)^{2 \cdot 0 + 1} \cdot P'_{2 \cdot 0}(\cos \theta_1) + ER21 \frac{1}{(2 \cdot 1)!} \cdot \left(\frac{RC'}{R_{1,1}}\right)^{2 \cdot 1 + 1} \cdot P'_{2 \cdot 1}(\cos \theta_{1,1}) - \right. \\
&\quad \left. - ER22 \cdot \frac{1}{(2 \cdot 2)!} \cdot \left(\frac{RC'}{R_{1,1}}\right)^{2 \cdot 2 + 1} \cdot P'_{4 \cdot 2}(\cos \theta_{1,1}) + ER23 \cdot \frac{1}{(2 \cdot 3)!} \cdot \left(\frac{RC'}{R_{1,1}}\right)^{2 \cdot 3 + 2} \cdot P'_{6 \cdot 3}(\cos \theta_{1,1}) \right] = \\
&= 4,7975 \cdot \left[0,96364024 \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{0,5}{0,6627}\right)^3 \cdot 3 \cdot 0,0905357 - (-0,5) \cdot \frac{1}{24} \left(\frac{0,5}{0,6627}\right)^5 \cdot \frac{5 \cdot 0,0905357 [7(0,0905357)^2 - 3]}{2} + \right. \\
&\quad \left. + 1 \cdot \frac{1}{720} \left(\frac{0,5}{0,6627}\right)^7 \cdot \frac{3 \cdot 0,0905357}{8(1 - 0,0905357^2)} \cdot (-231 \cdot 0,0905357^6 + 441 \cdot 0,0905357^4 - 24 \cdot 0,0905357^2 + 35) \right] = \\
&= 0,2544027 \quad T.
\end{aligned}$$

unde expresia coeficienților de eroare folosiți a fost următoarea:

$$\begin{aligned}
ER 21 &= 11 \cdot \sin^* \theta \cdot \cos \theta \\
ER 22 &= -0,5 \\
ER 23 &= 1
\end{aligned}$$

II. Pentru nodul al 2-lea al rețelei vom avea: $z_2 = l_1 + HZ = 6 + 2 = 8$ cm și $r_1 = 66$ cm, mărimi cu care se va obține:

$$\begin{aligned}
R_{1,2} &= \sqrt{r_1^2 + z_2^2} = \sqrt{66^2 + 8^2} = 66,48 \quad cm; \\
\cos \theta_{1,2} &= \frac{z_2}{R_{1,2}} = \frac{8}{66,48} = 0,12033 \quad \Rightarrow \quad \theta_{1,2} = 83,08877^\circ ;
\end{aligned}$$

a) Fără coeficienții de eroare:

$$B_{r_{2,1,2}}(R_{1,2}, \theta_{1,2}) = 4,797 \cdot \left[\frac{1}{2} \left(\frac{0,5}{0,6648} \right)^3 \cdot 3 \cdot 0,12033 - \frac{1}{24} \left(\frac{0,5}{0,6648} \right)^5 \cdot \frac{5 \cdot 0,12033 [7(0,12033)^2 - 3]}{2} + \right. \\ \left. \frac{1}{120} \left(\frac{0,5}{0,6648} \right)^7 \cdot 3 \cdot 0,12033 \cdot \frac{-231 \cdot 0,12033^6 + 441 \cdot 0,12033^4 - 245 \cdot 0,12033^2 + 35}{8(1 - 0,12033^2)} \right] \\ = 0,411605 \quad T.$$

b) Cu coeficienții de eroare:

$$B_{r_{2,1,2}}(R_{1,2}, \theta_{1,2}) = 4,797 \cdot \left[1,2486305 \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{0,5}{0,6648} \right)^3 \cdot 3 \cdot 0,12033 - (-0,5) \cdot \frac{1}{24} \left(\frac{0,5}{0,6648} \right)^5 \cdot \right. \\ \left. \frac{5 \cdot 0,12033 [7(0,12033)^2 - 3]}{2} + 1 \cdot \frac{1}{120} \left(\frac{0,5}{0,6648} \right)^7 \cdot 3 \cdot 0,12033 \cdot \right. \\ \left. \frac{-231 \cdot 0,12033^6 + 441 \cdot 0,12033^4 - 245 \cdot 0,12033^2 + 35}{8(1 - 0,12033^2)} \right] = \\ = 0,44028157 \quad T.$$

III. Pentru nodul al 3-lea va rezulta: $z_3 = l_1 + 2HZ = 6 + 2 \cdot 2 = 10$ cm și $r_1 = 66$ cm, se va obține:

$$R_{1,3} = \sqrt{r_1^2 + z_3^2} = \sqrt{66^2 + 10^2} = 66,75 \quad \text{cm},$$

$$\cos \theta_{1,3} = \frac{z_3}{R_{1,3}} = \frac{10}{66,75} = 0,1498 \quad \Rightarrow \quad \theta_{1,3} = 81,384^\circ.$$

a) Fără coeficienții de eroare:

$$B_{r_{2,1,3}}(R_{1,3}, \theta_{1,3}) = 4,797 \cdot \left[\frac{1}{2} \left(\frac{0,5}{0,6675} \right)^3 \cdot 3 \cdot 0,1498 - \frac{1}{24} \left(\frac{0,5}{0,6675} \right)^5 \cdot \right. \\ \left. \frac{5 \cdot 0,1498 [7(0,1498)^2 - 3]}{2} + \frac{1}{720} \left(\frac{0,5}{0,6675} \right)^7 \cdot \frac{3 \cdot 0,1498}{8(1 - 0,1498^2)} \cdot \right. \\ \left. (-231 \cdot 0,1498^6 + 441 \cdot 0,1498^4 - 243 \cdot 0,1498^2 + 35) \right] = 0,504721 \quad T.$$

b) Cu coeficienții de eroare:

$$B_{r_{2,1,3}}(R_{1,3}, \theta_{1,3}) = 4,797 \cdot \left[1,50484181 \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{0,5}{0,6675} \right)^3 \cdot 3 \cdot 0,1498 - (-0,5) \cdot \frac{1}{24} \left(\frac{0,5}{0,6675} \right)^5 \cdot \right. \\ \left. \frac{5 \cdot 0,1498 [7(0,1498)^2 - 3]}{2} + 1 \cdot \frac{1}{720} \left(\frac{0,5}{0,6675} \right)^7 \cdot \frac{3 \cdot 0,1498}{8(1 - 0,1498^2)} \cdot \right. \\ \left. (-231 \cdot 0,1498^6 + 441 \cdot 0,1498^4 - 243 \cdot 0,1498^2 + 35) \right] = 0,65816314 \quad T.$$

Rezultatele obținute pentru toate cele 25 de noduri din linia armăturilor rotorice pentru care s-au făcut calculele cu coeficienții de eroare menționați au fost centralizate în tabelul 3.3 de mai jos. Am comparat în continuare rezultatele obținute cu expresiile (2.16), expuse în paragraful 3.2.1. și concentrate în tabelul 3.1.,

cu acelea calculate cu relațiile (3.15) (care au la bază pe acelea notate (2.17)) și redată în tabelul 3.3. Am constatat, că rezultatele obținute cu al doilea program de calcul MPS2 răspund mai bine cerințelor formulate pentru câmpul magnetic al solenoidului.

Tabel cu mărimile de calcul utilizate la dimensionarea cu programul MPS2 a ansamblului înfășurare S.C.- tambur rotor al mașinii homopolare axiale prin metoda dezvoltării în serie a potențialului magnetic scalar

Inducția magnetică din centrul bobinei: $B_{Z00} = 4.798 \text{ T}$
 Dimensiunile de calcul admise pentru prima iterație au fost pentru înfășurarea S.C.:
 $A_1 = 400 \text{ mm}; \quad A_2 = 600 \text{ mm}; \quad H_J = 400 \text{ mm},$
 iar pentru tamburul rotor: $R_t = 660 \text{ mm}; \quad l_i = 60 \text{ mm} \quad l = 480 \text{ mm}.$

RULARILE PENTRU BR

Tabelul 3.3.

I	J	RI (m)	ZJ (m)	R31J (m)	COSJ	BRIJ (T)	BRJ*HZ (T*m)
34	4	0.660	0.060	0.663	0.09054	0.25440	0.00509
34	5	0.660	0.080	0.665	0.12033	0.44028	0.00881
34	6	0.660	0.100	0.668	0.14981	0.65816	0.01316
34	7	0.660	0.120	0.671	0.17889	0.89406	0.01788
34	8	0.660	0.140	0.675	0.20750	1.13375	0.02267
34	9	0.660	0.160	0.679	0.23560	1.36389	0.02728
34	10	0.660	0.180	0.684	0.26312	1.57297	0.03146
34	11	0.660	0.200	0.690	0.29001	1.75192	0.03504
34	12	0.660	0.220	0.696	0.31623	1.89448	0.03789
34	13	0.660	0.240	0.702	0.34174	1.99719	0.03994
34	14	0.660	0.260	0.709	0.36652	2.05927	0.04119
34	15	0.660	0.280	0.717	0.39055	2.08217	0.04164
34	16	0.660	0.300	0.725	0.41380	2.06912	0.04138
34	17	0.660	0.320	0.733	0.43627	2.02457	0.04049
34	18	0.660	0.340	0.742	0.45796	1.95374	0.03907
34	19	0.660	0.360	0.752	0.47885	1.86212	0.03724
34	20	0.660	0.380	0.762	0.49896	1.75509	0.03510
34	21	0.660	0.400	0.772	0.51830	1.63771	0.03275
34	22	0.660	0.420	0.782	0.53688	1.51448	0.03029
34	23	0.660	0.440	0.793	0.55470	1.38925	0.02779
34	24	0.660	0.460	0.804	0.57179	1.26518	0.02530
34	25	0.660	0.480	0.816	0.58817	1.14476	0.02290
34	26	0.660	0.500	0.828	0.60386	1.02983	0.02060
34	27	0.660	0.520	0.840	0.61887	0.92170	0.01843
34	28	0.660	0.540	0.853	0.63324	0.82120	0.01642

$PIJ = 1.413 \text{ MW}; \quad P = 29.30 \text{ MW}; \quad UEI = 4.91 \text{ V}; \quad FI = 2.944 \text{ Wb}; \quad SBRJ = 0.710 \text{ T}\cdot\text{m}.$

Comparând rezultatele obținute fără și cu coeficienții de eroare se constată că ultimele au mărimile de început, din apropierea axei Or ceva mai mici decât primele, în rest având același ordin de mărime. Se poate concluda că utilizarea expresiilor (3.15) și a coeficienților de eroare permite modelarea mai fidelă a variației potențialului magnetic scalar și respectiv a inducției magnetice din câmpul solenoidului analizat, permițând dimensionarea ansamblului înfășurare S.C.-criostat-tambur rotor al mașinii homopolare axiale.

În această fază se poate lua o eventuală decizie de refacere a calculelor cu modificarea coeficienților de eroare, dacă se constată că în anumite zone ale câmpului rezultatele obținute pentru inducția magnetică au condus la apariția unor anomalii semnificative. În caz contrar, cum este și situația de față, se poate trece la faza următoare din cadrul metodologiei de proiectare și anume la calculul ansamblului înfășurare S.C.-rotor-ecran, cu ajutorul potențialului magnetic vector.

3.2. CALCULUL DE DIMENSIONARE A ANSAMBLULUI ÎNFĂȘURARE S.C.- ROTOR-ECRAN AL MAȘINII HOMOPOLARE AXIALE CU AJUTORUL METODEI POTENȚIALULUI MAGNETIC VECTOR

3.2.1. IPOTEZE DE LUCRU ȘI METODOLOGIA AVUTĂ ÎN VEDERE LA DIMENSIONAREA ANSAMBLULUI ÎNFĂȘURARE S.C. – ROTOR – ECRAN PRIN METODA POTENȚIALULUI MAGNETIC VECTOR

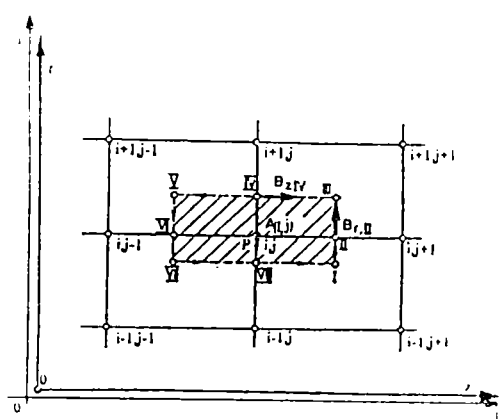
Pentru rezolvarea unor probleme de câmp magnetic neomogen, cum este cazul solenoizilor S.C. ecranați, se folosesc la ora actuală, mai ales în țările avansate, o serie de programe de firmă. Dintre acestea amintesc, ca și exemplu, un program comercial exploatabil scris mai recent pentru calculatoare de tip PC, utilizat de cercetătorii și firmele pe care le-am vizitat în Germania, cunoscut sub denumirea de EMAS [96]. Acesta are la bază metoda elementelor finite și rezolvarea numerică a sistemelor de ecuații. Accesul la schemele logice, la programele sursă, la teoria care a stat la baza conceperii lui și respectiv la relațiile de calcul folosite și la detaliile de programare, însă, nu este posibil. Este un pachet de programe doar cu posibilități de accesare a lor pe baza unor instrucțiuni de utilizator riguroase, dar fără posibilitatea de modificare a lor. Numărul acestor programe și limbajul în care ele sunt scrise variază foarte mult în funcție de gradul de generalitate al temei abordate, de calculatoarele avute la îndemână de programator, de limbajul de programare folosit și cunoscut de acesta, precum și în general de orientarea informatică ce există de la o țară la alta. Neputând avea, însă, acces la programele sursă, modificarea adecvată a acestor programe, potrivit cerințelor unor teme de cercetare și pentru anumite cazuri particulare, altele decât acelea pentru care acestea au fost scrise, nu se poate face în mod obișnuit decât cu foarte mare dificultate. Se preferă, din acest motiv, de multe ori rescrierea programelor într-un limbaj cunoscut de cel care proiectează aceste sisteme magnetice astfel încât să obțină datele de care are nevoie într-un mod adecvat, iar rularea să se poată face pe calculatoarele pe care cercetătorul le are la dispoziție. Acestea sunt motivele principale pentru care se mai scriu încă și în prezent peste tot în lume programe de autor destul de mult particularizate.

Programele de firmă sunt, în același timp, și foarte scumpe. Cel puțin pentru posibilitățile noastre, ale românilor, de cumpărare. În perioada călătoriei mele de studiu în Germania (în anul 1999) se putea cumpăra licența unui astfel de program (de exemplu EMAS [96]), dar la prețuri de la 40.000,- DM în sus, în funcție de performanțele pe care acestea le aveau.

Ținând cont de considerentele de mai sus, precum și datorită faptului că nu am avut acces la programe de firmă, am ales varianta de a elabora programe proprii, ușor modificabile, corespunzător cerințelor și problemei enunțate, scrise în limbajul FOXPRO cunoscut de mine și rulate pe calculatoare de tip PC, ușor accesibile, de care dispun. Am ales această soluție și deoarece sunt necesare un număr foarte mare de rulări pe calculator în vederea simulării câmpului magnetic al înfășurărilor S.C. ale unor ansamble solenoid-tambur rotor – ecran cu dimensiuni și dispuneri reciproce cât mai diferite, în vederea găsirii soluției optime de proiectare a mașinii homopolare.

În cele ce urmează voi face în prima fază o descriere a ipotezelor de lucru avute în vedere, a metodologiei utilizate în calculele de dimensionare a ansamblului solenoid S.C. – rotor – ecran bazate pe metoda potențialului magnetic vector și a tehnicii diferențelor finite, a modului concret de rezolvare pe calculator prin această metodă, precum și a modului de soluționare a sistemului de ecuații rezultat cu ajutorul tehnicii relaxării punctiforme. Voi descrie, de asemenea, modul în care am conceput lanțul de programe, denumite MPV1, MPV2, MPV3, MPV4, MPV5 și MPV6 cu ajutorul cărora am rezolvat întreg ansamblul de calcule folosite în cadrul metodologiei de lucru amintite, precum și a acelor necesare găsirii unei soluții optime de rezolvare. Folosirea unui lanț de programe și nu a unuia singur, atotcuprinzător, a fost impusă de performanțele calculatorului PC pe care am lucrat. Toate programele le-am scris în limbajul FOX PRO.

Primul pas care l-am făcut în vederea programării pe calculator a fost de a stabili tipul, dimensiunile și frontierele rețelei de discretizare pe care am folosit-o în calcule. În cazul examinat – a unui câmp magnetic solenoidal S.C. care are o simetrie axială, analiza făcându-se bidimensional – soluția cea mai simplă este de a se admite o rețea, de preferință patrată sau dreptunghiulară, care să acopere un sfert din suprafața câmpului magnetic, respectiv suprafața din cadranul I a unui sistem de axe de coordonate carteziene rOz cu originea în centrul înfășurării. Notarea nodurilor rețelei de discretizare am făcut-o ca și în fig. 3.9.



De la început am stabilit condițiile de limită și respectiv condițiile care vor fi luate în considerație pentru nodurile rețelei aflate pe axa de simetrie Oz sau a acelor aflate eventual la stânga axei Or . Am stabilit, de asemenea, și zonele de permeabilitate magnetică constantă din cadrul rețelei, determinând condițiile de limită pentru frontierele acestora.

Fig. 3.9. Schița unei zone dintr-o rețea de discretizare, cu modul de notare a nodurilor.

La stabilirea mărimii ochiurilor rețelei, respectiv a pasului acesteia, precum și a condițiilor de frontieră, am avut în vedere pe de o parte capacitatea de memorare și de calcul a computerului avut la dispoziție, iar pe de altă parte cerințele privind acuratețea și exactitatea rezultatelor. Am ținut cont de faptul că un număr mare de ochiuri al rețelei și deci o suprafață mică a acestora, conduce la o micșorare a mărimii erorilor și la o convergență mai bună a sistemului de ecuații, dar am avut în vedere și faptul că odată cu creșterea numărului de ochiuri al rețelei va crește și necesarul de memorie de calculator, precum și timpul de rulare pe acesta, fiind nevoie deci de unul mai puternic, cu memorie mai mare și cu viteză de calcul sporită.

Pentru ușurința calculelor se va putea considera, ca și ipoteză de lucru simplificatoare, că densitatea de curent j este constantă în înfășurarea S.C., iar permeabilitatea magnetică μ este omogenă într-un anumit mediu al mașinii homopolare axiale. Mărimea densității de curent este, însă, mult mai redusă decât cea consemnată de firma constructoare în prospectul supraconductorului, respectiv a filamentelor din care acesta

este alcătuit, în primul rând datorită factorului de umplere al matricei cablului sau al benzii S.C. λ_n , și în al doilea rând al factorului de umplere f_u al înfășurării.

Pentru elaborarea programului se vor face unele adaptări de scriere a ecuațiilor expuse în capitolul precedent și folosite în calculele pe computer. Ecuația generală pentru aflarea potențialului magnetic vector $A_{(i,j)}$ într-un nod de coordonate $P(i,j)$, exprimată în teorie prin relația (2.41), am rescris-o pentru programul pe calculator și va lua forma următoare:

$$A_{(i,j)} = \frac{h_r^2 [u(i,j-1)A(i,j-1) + u(i,j+1)A(i,j+1)]}{h_r^2 [u(i,j-1) + u(i,j+1)] + h_z^2 [u(i+1,j) \chi'(i+1,j) + u(i-1,j) \chi'(i-1,j)]} + \frac{h_z^2 [u(i+1,j) \chi''_a(i+1,j)A(i+1,j) + u(i-1,j) \chi''_a(i-1,j)A(i-1,j)] + u(i,j)h_r^2 h_z^2 J(i,j)}{h_r^2 [u(i,j-1) + u(i,j+1)] + h_z^2 [u(i+1,j) \chi'(i+1,j) + u(i-1,j) \chi'(i-1,j)]}, \quad (3.17)$$

unde coeficienții au semnificația dată de relațiile (2.40) și respectiv a acelor din fig. 3.9.

Aplicarea condițiilor de frontieră prezentate în paragraful 2.3.2.5. și notate (2.57) și (2.58), va permite formularea următoarelor relații simplificatoare:

- condiția de simetrie se va putea scrie astfel: $A_{(i,1)} = A_{(i,3)}$;
- iar condiția Neumann: $\frac{\partial A(i,2)}{\partial z} = 0 \Rightarrow B_{r,2} = 0$. (3.18)

Se va ține cont, de asemenea, că $A = ct$ reprezintă o linie de flux magnetic, de unde rezultă că pe axa de simetrie Oz , $A = ct = 0$. De-a lungul laturilor rețelei de discretizare perpendiculare pe Or într-un punct situat la o distanță r_n de centrul bobinei și pe Oz la distanța z_m , se va putea admite, ca și ipoteză de lucru, că $A \cong 0$, dacă r_n și z_m sunt suficient de mari.

Ținând cont de teoria prezentată, programul pe calculator l-am elaborat astfel încât iterațiile de calcul să înceapă pentru nodurile din rețea de la stânga la dreapta și de jos în sus, pentru fiecare nod calculându-se potențialul magnetic vector, iar pentru iterația din soluția finală de după relaxare se va calcula și inducția magnetică, avîndu-se în permanență în vedere toate condițiile enunțate. Pentru fiecare nod s-a scris câte o ecuație cu diferențe finite corespunzătoare ecuației diferențiale adecvate poziției pe care acesta o ocupă în rețea. Dacă rețeaua, avînd în calculator imaginea sub forma unei matrice, are n linii și m coloane, numărul de noduri interioare, respectiv de linii și coloane ale matricei, va fi de $(m-2)$ $(n-2)$ și deci vor exista tot atâtea ecuații, respectiv necunoscute în sistem.

În prima fază a calculelor este necesar să se ajungă la o soluție inițială, de pornire, care poate fi obținută printr-un program distinct sau în cadrul unui singur program împreună cu acela de relaxare a soluției respective. În acest al doilea caz este nevoie în afară de un calculator performant, cu o memorie foarte mare și ca programul să fie scris într-un limbaj puternic care să permită lucrul cu multe matrici bidimensionale și cu fișiere în baze de date interactive. Ca și o soluție inițială pot fi utilizate și rezultatele obținute în urma aplicării metodei corectate a potențialului magnetic scalar prezentată în paragraful 3.2. Am adoptat prima variantă de lucru datorită posibilităților mai reduse atât ale calculatorului folosit, cât și a limbajului de

programare întrebuințat, precum și pentru a putea folosi ca și soluție inițială în cadrul programului de relaxare rezultatele obținute cu oricare altă metodă de calcul utilizată de către alți cercetători.

Am observat, în urma rulărilor pe calculator a programului de relaxare punctiformă, că soluția inițială joacă un rol deosebit de important în cadrul acestei metode de lucru. Dacă ea nu se apropie mult de forma finală, rezultatele vor fi eronate și aceasta deoarece în faza de relaxare se obține doar o ordonare și optimizare a mărimilor introduse, corectarea semnificativă a mărimii și variației lor neputându-se realiza. În cadrul acestei faze de calcul nu se face deci o modificare majoră a soluției inițiale. Din acest motiv am fost nevoită să acord o atenție sporită găsirii unei soluții inițiale care să aibe mărimile de bază, reprezentative, cât mai apropiate de acelea obținute prin alte metode de calcul. Pentru obținerea unei soluții inițiale care să răspundă cerințelor formulate în urma cercetărilor făcute, a fost necesar, după cum se va vedea, să scriu trei programe MPV1; MPV2 și MPV3.

După ce soluția inițială a fost găsită, calculele vor continua în mod iterativ, pornind de la această soluție, prin metoda relaxării punctiforme. Calculele de relaxare (în fapt de optimizare a soluției inițiale) le-am făcut în prima fază pentru înfășurarea S.C. necranată scriind un alt program (MPV4) în care soluția inițială reprezintă o mărime de intrare asupra căreia se aplică metodele specifice acestui procedeu de lucru. Relaxarea, în cazul solenoidului ecranat, am realizat-o cu ajutorul programului MPV5.

În cazul mediilor neliniare sunt folosite ecuațiile specifice prezentate în capitolul al 4-lea și se va putea face în final și o așa zisă subrelaxare a permeabilității magnetice μ_{ij} . Se va putea stabili astfel mărimea reală a permeabilității magnetice pentru fiecare nod al rețelei. Se recomandă, în acest caz, ca să se înceapă calculele cu un coeficient de relaxare $f < f_{c,opt}$, unde $f_{c,opt} \cong 0,8$. După fiecare iterație se va putea alege o nouă valoare de calcul pentru f_c , acesta urmând să crească de la 0,8 spre 1. În urma rezultatelor obținute se va putea aproxima spectrul câmpului magnetic.

Pentru recalcularea și respectiv relaxarea permeabilității magnetice reluarea iterațiilor de calcul se va face potrivit relației următoare:

$$|\Delta\mu|_{\max} = |\mu_{ij}^{(k)} - \mu_{ij}^{(k-1)}| < \varepsilon_{\mu}$$

În calcule, și în acest caz, s-a considerat, ca și ipoteză de lucru, că densitatea de curent j este constantă în înfășurare, fiind ajustată prin înmulțire doar cu factorul de umplere al bobinei f_u și al matriței cablului λ . Pentru a afla valorile reale ale acesteia de-a lungul înfășurării se vor putea reface calculele în final, de asemenea, prin metoda relaxării ținând cont de faptul că $j = f(B_m)$, unde B_m reprezintă inducția magnetică maximă care va trebui să respecte inegalitatea $B_m < B_{c2}$. Cu noua valoare j' se vor putea recalcula noile mărimi ale inducției magnetice potrivit relației $B'_m = B_m * j'/j$. Calculele se vor relua cu noile valori până când se va coborâ sub valoarea admisă a erorii.

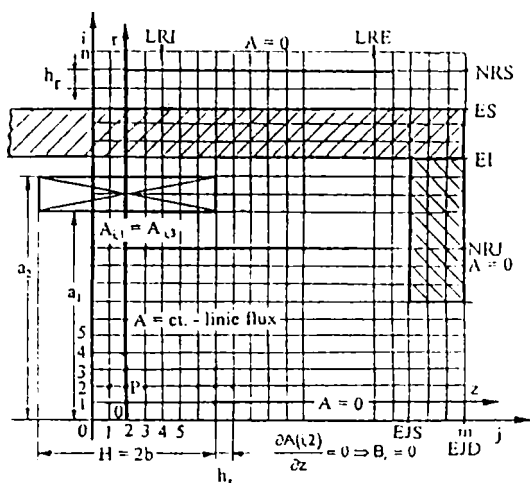


Fig. 3.10. Schița solenoidului ecranat și a rețelei de discretizare folosită în calculele pe calculator.

O dată determinat potențialul magnetic vector și inducția magnetică de-a lungul armăturilor rotorului, deci pentru fiecare nod al rețelei de discretizare din zona respectivă, se va putea trece la calculul tensiunii electromotoare, a fluxului magnetic, iar în final a puterii nominale pe care o va realiza mașina homopolară. Schița solenoidului ecranat și a rețelei de discretizare folosite în exemplul de calcul pe calculator am redat-o în fig. 3.10.

Tensiunea electromotoare, pornind de la relația (3.2), se va calcula cu expresia:

$$U_{em} = \frac{\pi n}{60} R_t h_z \sum_{z_{u,j}=z_u}^{z_{sc}} BR_{u,j} \quad (V). \quad (3.19)$$

În cazul unei rețele cu pasul h_z constant, ținând cont de formula de calcul (3.1) a fluxului magnetic, am obținut următoarea relație de calcul:

$$\phi_t = 2\pi R_t \sum_{z_{u,j}=z_u}^{z_{sc}} BR_{u,j} \cdot HZ, \quad (3.20)$$

unde notațiile au semnificația dată deja.

Puterea maximă admisă a mașinii criogenice homopolare axiale se va putea calcula cu relația [3.4]:

$$P = \frac{2 p_p n \pi D_t q \Phi 10^{-3}}{60} (MW). \quad (3.21)$$

Justificarea acestei expresii, precum și semnificația termenilor din relația de calcul a fost dată în paragraful 3.1.

Rezultatul astfel obținut se va compara și analiza cu acela obținut cu relația (3.3) pentru puterea efectivă, expresie scrisă de această dată sub forma următoare:

$$P = I \cdot U = 2 \cdot N_{pt} J_c \lambda_c S_{sc} \frac{\pi n}{60} R_t h_z \sum_{z_{u,j}=z_u}^{z_{sc}} BR_{u,j} \cdot 10^{-3} (kW). \quad (3.22)$$

unde S_{sc} reprezintă suprafața secțiunii cablului S.C. din înfășurare, restul termenilor fiind cunoscuți. Puterea calculată cu relația (3.23) va trebui să fie mai mică decât aceea obținută cu expresia (3.22).

Mărimea obținută pentru putere se va compara cu aceea din tema de proiectare. În cazul unei diferențe mai mari decât cea admisă prin proiect se va putea corecta volumul benzii S.C. sau/și mărimile geometrice ale înfășurării S.C. (respectiv mai ales a_2) și modifica în mod corespunzător dimensiunile constructive și respectiv refăce calculele, astfel ca valoarea noilor inducții magnetice să se modifice în sus

sau în jos, în mod proporțional cu diferența de putere rezultată. În momentul în care eroarea de calcul va fi mai mică decât aceea admisă, proiectarea ansamblului amintit al mașinii criogenice homopolare axiale, s-a încheiat. Va urma, desigur, calculul de optimizare a acesteia.

Pentru a exemplifica metodologia de dimensionare a ansamblului înfășurare S.C. tambur rotor ecran a unei mașini homopolare axiale voi expune în cele ce urmează etapele de calcul pe un exemplu concret, tema de proiectare utilizată fiind și în acest caz identică cu aceea folosită în paragraful 3.1.

Prezentarea exemplului de calcul de mai jos a fost necesară și deoarece la aplicarea concretă a teoriei din literatura de specialitate au apărut, și în acest caz, o serie de particularități și chiar inadvertențe care au necesitat aplicarea anumitor soluții proprii, originale, acestea constituind contribuția mea personală la rezolvarea acestor probleme.

3.2.2. DETERMINAREA SOLUȚIEI ÎNȚIALE CU MĂRIMILE CARACTERISTICE ALE CÂMPULUI MAGNETIC AL SOLENOIDULUI, UTILIZATĂ ÎN CADRUL PROCESULUI DE RELAXARE. ANALIZA REZULTATELOR OBTINUTE.

Metoda potențialului magnetic vector impune, în prima fază, găsirea unui procedeu de elaborare a soluției inițiale și respectiv de scriere a sistemului de ecuații folosit pentru determinarea mărimilor caracteristice ale câmpului magnetic al solenoidului. Soluția inițială este necesară în procesul de relaxare punctiformă, care reprezintă de fapt etapa finală de optimizare a sistemului de ecuații respectiv. Una din posibilități ar fi aceea de utilizare, în acest scop, a soluției obținute pentru câmpul magnetic neccranat cu ajutorul metodei potențialului magnetic scalar sau cu o altă tehnică de calcul. Pentru obținerea soluției inițiale eu am utilizat pentru început tehnica bazată pe potențialul magnetic vector descrisă anterior.

Rețeaua de discretizare admisă în calcule este într-o primă fază cu pas constant, patrată, cu m coloane și n linii, încadrând bobina și ecranul feromagnetic, așa după cum se poate vedea în fig. 3.10. Varianta finală a programului de calcul MPVI, scris în vederea obținerii soluției inițiale și a cărei schemă logică am redat-o în anexa a treia a tezei, permite modificarea rețelei în funcție de necesități. Primele rulări, pentru găsirea soluției inițiale, le-am făcut pentru solenoidul neccranat, câmpul magnetic fiind considerat omogen, notațiile utilizate fiind conform acelorora din schița din fig. 3.11.

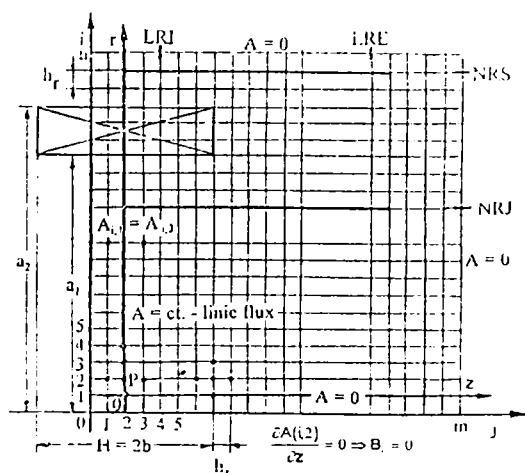


Fig. 3.11. Schița rețelei de discretizare care a stat la baza primelor rulări cu programul de calcul MPVI

Rețeaua de discretizare, precum și datele de calcul pe care le-am folosit pentru primele rulări sunt identice acelorora folosite în paragraful 3.1. în cazul metodei potențialului magnetic scalar. Vom avea deci distanța dintre noduri egală pe axa O_r și O_z , și anume $HR = HZ = 0,02$ m, rețeaua luată în considerare având $n = 60$ linii și $m = 60$ coloane.

Din considerente de calcul pe computer, așa după cum s-a mai amintit, aceasta va avea axa O_i deplasată de această dată cu 2 noduri mai spre stânga față de axa O_r a bobinei și axa O_j deplasată cu un nod sub axa O_z a acesteia. În aceste condiții centrul bobinei va avea coordonatele de calcul (1,2), iar inducția magnetică din centrul solenoidului va fi B_0 (1,2). Toate mărimile de calcul s-au exprimat în funcție de aceste coordonate simbolizate după modelul din fig. 3.11.

În prima fază a calculelor de determinare a unei soluții inițiale și respectiv a sistemului de ecuații care vor modela câmpul magnetic al solenoidului S.C. este necesar să se afle ecuațiile cu ajutorul cărora să se stabilească potențialul magnetic vector din nodurile rețelei de discretizare din vecinătatea originii axelor înfășurării. Inducția magnetică din orgiinea axelor solenoidului poate fi calculată, așa după cum s-a văzut, prin program, dar poate fi obținută și cu o altă metodă de calcul. În acest caz mărimea respectivă urmând să fie doar introdusă în memoria calculatorului.

Potențialul magnetic vector în primele două noduri de pe axa O_r l-am calculat, potrivit prevederilor literaturii de specialitate, în funcție de relațiile (2.39) și (2.45), și de condiția de simetrie, astfel:

- Relația (2.39) în cazul analizat am exprimat-o în modul următor:

$$14 A(2,2) = 3 A(2,1) + 3 A(2,3) + 4 A(3,2).$$

- Condiția de simetrie, exprimată de relația (2.58), se scrie astfel: $A(i,1) = A(i,3)$.
- Considerând linia din rețeaua de discretizare (fig. 3.11) 1P3 ca fiind de flux constant, rezultă: $A(i,1) \cong A(i,2) \cong A(i,3)$.
- Cu aceste observații potențialul magnetic vector din nodul al 3-lea de pe axa O_r l-am exprimat astfel: $A(3,2) = 2 A(2,2)$.
- Din relația (2.45) de calcul al inducției magnetice axiale rezultă mărimea potențialului magnetic vector $A(2,2)$:

$$B_{z0} (1,2) = 4 A_2 - A_5 = (4 A(2,2) - A(3,2)) / h_r = 2 A(2,2) / h_r \Rightarrow A(2,2) = B_{z0} (1,2) * h_r / 2. \quad (3.23)$$

În acest mod am obținut mărimea potențialului magnetic vector din primele două noduri ale rețelei și anume $A(2,2)$ și $A(3,2)$. Calculul potențialului magnetic în celelalte noduri ale rețelei l-am făcut în funcție de relațiile de calcul ale inducției magnetice prezentate în capitolul al 4-lea. Relațiile de calcul pentru inducția magnetică, în acest caz, vor fi următoarele:

$$B_r = -\frac{\partial A_\varphi}{\partial z}; \quad B_\varphi = 0; \quad B_z = \frac{1}{r} \frac{\partial(rA_\varphi)}{\partial r}.$$

Aplicând metoda diferențelor finite aceste expresii le-am putut exprima în modul următor:

$$B_r(i,j) = (A(i,j-1) - A(i,j+1)) / (2 h_z);$$

$$B_z(i,j) = A(i,j) / r(i,j) + (A(i+1,j) - A(i-1,j)) / (2 h_r). \quad (3.24)$$

Se constată că inducția magnetică radială $B_r(i,j)$ este funcție doar de variația potențialului magnetic vector de pe direcția O_z , în timp ce inducția magnetică axială $B_z(i,j)$ este în funcție de mărimea variației potențialului magnetic vector pe direcția O_r , dar și de mărimea absolută a acestuia din nodul analizat raportată la originea axelor de coordonate, pe direcția O_r a lor. Acest mod de variație a inducției magnetice, în mod diferit pe axa O_r față de axa O_z și calculată cu relațiile (3.24), nu reflectă fidel variația

corespunzătoare valorii maxime a acesteia, calculată cu expresia (2.67). Calculând potențialul magnetic vector și inducția magnetică în funcție de relațiile (3.24), (2.45) sau (2.52), după caz, nu am obținut pentru B_{\max} mărimea aceleia calculate cu expresia (2.67). În consecință nu am obținut inducția magnetică maximă calculată imediat sub solenoid cu relațiile consacrate. În vederea realizării acestui obiectiv a fost necesar să găsim un alt mod de calcul al variației inducției magnetice de-a lungul axei Or a solenoidului. Pentru aceasta a fost necesar să calculez creșterea inducției magnetice, precum și a potențialului magnetic vector până în punctul de maxim de sub solenoid cu relațiile de calcul deduse din expresia notată (2.67) și să deduc ecuațiile similare ale acestor mărimi pentru zonele doi și trei (din interiorul solenoidului și respectiv de deasupra lui) potrivit reprezentării grafice din fig. 3.6.

Analiza variației inducției magnetice de-a lungul axei Or, reprezentată grafic în fig. 3.6, permite să se constate că din centrul înfășurării până sub solenoid aceasta are o creștere exponențială de forma $y = x^r$, unde mărimea maximă s-a obținut cu relația (2.67) $B_{\max} = K(\alpha, \beta) B_0$. În interiorul înfășurării are loc o scădere lineară a inducției până la o mărime negativă, iar deasupra acesteia are din nou loc o creștere exponențială, în acest caz însă, în mărimi negative, tinzând asimptotic spre axa Or, dar de data aceasta conform unei ecuații de forma $y = x^{1/s}$. În mod obișnuit se poate admite pentru exponenți mărimea $r = s = 2$. Pentru a putea cuantifica acest mod de variație a inducției magnetice de-a lungul axei Or am atașat acestor relații creșterea, respectiv scăderea acestei inducții calculate în mod corespunzător aceleia maxime, și am obținut funcțiile de variație ale acesteia. Expresiile acestor funcții, redate mai jos, permit calculul inducției magnetice din cele trei zone amintite, ele răspunzând cerinței de variație corespunzătoare aceleia reprezentată în fig. 3.6, precum și aceleia de creștere impusă de relația (2.67). Relațiile de calcul ale acestor funcții sunt următoarele:

$$\begin{aligned}
 - I \quad B(i, j) &= B_0 \left(1 + (K(\alpha, \beta) - 1) * (i - 1)^2 * h_r^2 / a_1^2 \right) \\
 - II \quad B(i, j) &= B(i - 1, j) - \mu * h_r * j_c / (a_2 / h_r - a_1 / h_r + 5); \\
 - III \quad B(i, j) &= B(a_2 / h_r + 1, j) * \left(1 + (K(\alpha, \beta) - 1) * \sqrt{(i - a_2 / h_r - 1) / (n - a_2 / h_r)} \right)
 \end{aligned}
 \tag{3.25}$$

- Calculul potențialului magnetic vector pe direcția și sensul axei Or l-am efectuat cu relații similare ca și mod de alcătuire cu acelea ale inducției magnetice de mai sus, exprimate pentru aceleași trei zone ale câmpului magnetic sub forma următoare:

$$\begin{aligned}
 - I \quad A(i + 1, j) &= A(3, 2) * (1 + 14(i - 2) * h_r / (a_1 - 2 * h_r)); \\
 - II \quad A(i + 1, j) &= 2 * A(i, j) - A(i - 1, j) - \mu_0 * h_r^2 * j_c / (a_2 / h_r - a_1 / h_r + 5); \\
 - III \quad A(i + 1, j) &= A(a_2 / h_r + 1, j) * (1 - 0.75 * \sqrt{(i - a_2 / h_r - 1) / (n - a_2 / h_r - 5)}).
 \end{aligned}
 \tag{3.26}$$

Cu aceste expresii am rescris programul MPV1. În program în primul rând am calculat, cu expresiile (3.26), potențialul magnetic vector din nodurile rețelei de pe axa Or. Cu aceste mărimi am calculat inducția

magnetică cu ajutorul relației (3.24), notată de această dată distinct BZ1(I,J). Pentru verificarea acesteia am calculat inducția magnetică și cu expresiile (3.25). Pe acestea le-am notat B(I,J). Comparând rezultatele obținute am constatat că ele nu diferă unele de altele decât relativ puțin. Pentru confirmarea acestei constatări am recalculat potențialul magnetic vector, notându-l pe acesta AZ(I,J) și explicitându-l din ecuația (3.24) sub forma următoare:

$$AZ(I+1,J) = 2 * h_r * B(I,J) - (2 * AZ(I,J)/(I-1) - AZ(I-1,J)) \quad (3.27)$$

Verificarea rezultatelor am făcut-o folosind din nou expresiile (3.24), notând de această dată inducția magnetică obținută cu BZ(I,J). Totalitatea soluțiilor obținute, în urma efectuării calculelor enunțate mai sus și rezolvate cu programul MPV1, le-am redat în tabelul 3.4.

Tabel cu variația inducției magnetice și a potențialului magnetic vector, calculate cu programul MPV1 pe direcția axei Or, pentru un solenoid cu dimensiunile A1 = 400 mm; A2 = 600 mm; H = 400 mm, mărimi utilizate pentru obținerea soluției inițiale necesară în programul de relaxare.

Tabelul 3.4.

I	J	RP (m)	A(I,J) (T/m)	BZ1(I,J) (T)	B(I,J) (T)	AZ(I,J) (T/m)	BZ(I,J) (T)
	2	2	0.020	0.04797	4.80515	0.04797	4.80515
3	2	0.040	0.09595	5.46391	4.82790	0.09633	4.82790
4	2	0.060	0.17058	6.57446	4.86580	0.14477	4.86580
5	2	0.080	0.24521	6.79657	4.91886	0.19445	4.91886
6	2	0.100	0.31984	6.92983	4.98708	0.24430	4.98708
7	2	0.120	0.39447	7.01868	5.07046	0.29621	5.07046
8	2	0.140	0.46910	7.08214	5.16900	0.34838	5.16900
9	2	0.160	0.54373	7.12973	5.28271	0.40344	5.28271
10	2	0.180	0.61835	7.16675	5.41157	0.45883	5.41157
11	2	0.200	0.69298	7.19636	5.55559	0.51794	5.55559
12	2	0.220	0.76761	7.22059	5.71478	0.57746	5.71478
13	2	0.240	0.84224	7.24079	5.88912	0.64153	5.88912
14	2	0.260	0.91687	7.25787	6.07862	0.70611	6.07862
15	2	0.280	0.99150	7.27252	6.28329	0.77605	6.28329
16	2	0.300	1.06613	7.28521	6.50311	0.84657	6.50311
17	2	0.320	1.14076	7.29631	6.73810	0.92330	6.73810
18	2	0.340	1.21539	7.30611	6.98824	1.00069	6.98824
19	2	0.360	1.29001	7.31482	7.25355	1.08510	7.25355
20	2	0.380	1.36464	7.32262	7.53402	1.17026	7.53402
21	2	0.400	1.43927	6.91937	6.58727	1.26327	6.58727
22	2	0.420	1.49749	6.06614	5.64053	1.30742	5.64053
23	2	0.440	1.53930	5.17858	4.69378	1.36438	4.69378
24	2	0.460	1.56470	4.26117	3.74704	1.37114	3.74704
25	2	0.480	1.57369	3.31766	2.80029	1.39503	2.80029
26	2	0.500	1.56626	2.35116	1.85355	1.36690	1.85355
27	2	0.520	1.54243	1.36433	0.90680	1.35982	0.90680
28	2	0.540	1.50219	0.35944	-0.03994	1.29857	-0.03994
29	2	0.560	1.44554	-0.66159	-0.98668	1.26203	-0.98668
30	2	0.580	1.37247	-1.69708	-1.93343	1.16896	-1.93343
31	2	0.600	1.28300	-2.74560	-2.88017	1.10408	-2.88017
32	2	0.620	1.17712	-2.91267	-2.35236	0.98015	-2.35236
33	2	0.640	1.09055	-2.45306	-2.13373	0.94675	-2.13373
34	2	0.660	1.01083	-1.99051	-1.96597	0.83563	-1.96597
35	2	0.680	0.94967	-1.42180	-1.82454	0.81746	-1.82454
36	2	0.700	0.89810	-1.14195	-1.69994	0.71456	-1.69994
37	2	0.720	0.85267	-0.97834	-1.58730	0.70863	-1.58730
38	2	0.740	0.81160	-0.87434	-1.48371	0.61170	-1.48371
39	2	0.760	0.77382	-0.80497	-1.38729	0.61622	-1.38729

40	2	0.780	0.73867	-0.75737	-1.29673	0.52377	-1.29673
41	2	0.800	0.70565	-0.72418	-1.21108	0.53749	-1.21108
42	2	0.820	0.67442	-0.70090	-1.12961	0.44846	-1.12961
43	2	0.840	0.64472	-0.68463	-1.05177	0.47043	-1.05177
44	2	0.860	0.61633	-0.67343	-0.97711	0.38398	-0.97711
45	2	0.880	0.58911	-0.66594	-0.90527	0.41349	-0.90527
46	2	0.900	0.56292	-0.66122	-0.83595	0.32898	-0.83595
47	2	0.920	0.53764	-0.65855	-0.76891	0.36543	-0.76891
48	2	0.940	0.51320	-0.65744	-0.70394	0.28233	-0.70394
49	2	0.960	0.48951	-0.65750	-0.64084	0.32526	-0.64084
50	2	0.980	0.46650	-0.65844	-0.57948	0.24315	-0.57948
51	2	1.000	0.44413	-0.66003	-0.51971	0.29215	-0.51971
52	2	1.020	0.42234	-0.66211	-0.46142	0.21067	-0.46142
53	2	1.040	0.40108	-0.66454	-0.40450	0.26543	-0.40450
54	2	1.060	0.38033	-0.66723	-0.34886	0.18428	-0.34886
55	2	1.080	0.36004	-0.67008	-0.29442	0.24453	-0.29442
56	2	1.100	0.34019	-0.67304	-0.24110	0.16345	-0.24110
57	2	1.120	0.32075	-0.67606	-0.18883	0.22894	-0.18883
58	2	1.140	0.30169	-0.67909	-0.13757	0.14772	-0.13757
59	2	1.160	0.28300	-0.68212	-0.08724	0.21825	-0.08724
60	2	1.180	0.26465	-0.68511	-0.03780	0.13671	-0.03780

Analiza rezultatelor, redate în tabel pentru cele trei zone de variație distinctă amintite, permite constatarea respectării cerințelor și a rezultatelor obținute cu relația (2.67) pentru solenoizii studiați. Se observă, însă, că potențialul magnetic vector și inducția magnetică calculate cu relațiile (3.27) și respectiv (3.24), notate $AZ(l,j)$ și $BZ(l,j)$ în tabel, sunt mai apropiate graficului de variație prezentat în fig. 3.6. Relațiile de calcul (3.25) și (3.26) permit deci și efectuarea corecțiilor necesare atunci când este cazul. Găsirea unei soluții inițiale pornind numai de la calculul potențialului magnetic vector cu relațiile (2.39), (2.41) sau (2.46), recomandate de literatura de specialitate, a condus la obținerea unor rezultate diferite de acelea din tabelul 3.4. ele nerăspunzând cerințelor. Din acest motiv am abandonat acest mod de abordare a calculelor și am folosit în continuare pe acela elaborat de mine și expus anterior, care calculează potențialul magnetic vector pe baza relațiilor (3.24), scrise sub forma (3.28) în funcție de inducția magnetică calculată cu relațiile de tipul acelor notate (3.25), așa după cum am arătat.

Pentru obținerea potențialului magnetic vector, în restul câmpului magnetic, am utilizat în continuare mărimea acestuia calculată pentru axa Oz cu programul MPV1, în modul deja descris. Am apelat pentru aceasta și la relațiile (2.43) de unde am dedus potențialul magnetic vector în funcție de inducția magnetică radială $B_r(i,j)$ și l-am calculat, în cele din urmă, din nod în nod, pe această direcție, de la stânga la dreapta rețelei și de jos în sus, pentru întreaga matrice $A(i,j)$.

Calculul potențialului magnetic vector pentru linia $i = 2$ din rețeaua de discretizare l-am verificat cu relația generală (3.16) scrisă în mod adecvat sub forma următoare:

$$A(2, j+1) = \frac{1}{h_r^2} \left\{ 2h_r^2 + h_z^2 (C'(3, j) + C'(1, j)) \right\} A(2, j) - h_r^2 A(2, j-1) - h_z^2 C'_a(3, j) A(3, j) \left. \right\}$$

Pentru restul nodurilor din rețea am folosit aceeași relație (3.16), dar rescrisă sub forma:

$$A(i+1, j) = \frac{1}{h_z^2 u(i+1, j) C'_a(i+1, j)} \left\{ C'AP \cdot A(i, j) - h_r^2 [u(i, j-1) A(i, j-1) + u(i, j+1) A(i, j+1)] - \frac{2}{z} u(i-1, j) C'_a(i-1, j) A(i-1, j) - u(i, j) h_r^2 h_z^2 j(i, j) \right\}, \quad (3.28)$$

unde coeficienții au semnificația din (2.40), iar:

$$CAP = h_r^2 [u(i, j-1) + u(i, j+1)] + h_z^2 [u(i+1, j) + u(i-1, j) + u(i-1, j)].$$

Ținând cont de faptul că termenii din expresia coeficienților (2.40) se pot scrie și astfel:

$$r_p = r(i, j) = (i-1)HR; \quad r(i+1, j) = i \cdot HR; \quad r(i-1, j) = (i-2) \cdot HR,$$

relațiile acestora, scrise după efectuarea calculelor, vor deveni:

$$\begin{aligned} KO(i+1, j) &= \frac{2(i-1)h_r}{i \cdot h_r + (i-1)h_r} = \frac{2(i-1)}{(2i-1)}, \\ KO(i-1, j) &= \frac{2(i-1)h_r}{(i-2) \cdot h_r + (i-1)h_r} = \frac{2(i-1)}{(2i-3)}, \\ KV_a(i+1, j) &= \frac{2ih_r}{i \cdot h_r + (i-1)h_r} = \frac{2i}{(2i-1)}, \\ KV_a(i-1, j) &= \frac{2(i-2)h_r}{(i-2) \cdot h_r + (i-1)h_r} = \frac{2(i-2)}{(2i-3)}, \end{aligned} \quad (3.29)$$

iar coeficienții KPM (i,j) ai permeabilității magnetice se vor calcula cu expresiile următoare:

$$\begin{aligned} KPM(i, j-1) &= \left[1 + \frac{\mu(i, j)}{\mu(i, j-1)} \right] / 2 \quad ; \\ KPM(i, j+1) &= \left[1 + \frac{\mu(i, j)}{\mu(i, j+1)} \right] / 2 \quad ; \\ KPM(i-1, j) &= \left[1 + \frac{\mu(i, j)}{\mu(i-1, j)} \right] / 2 \quad ; \\ KPM(i+1, j) &= \left[1 + \frac{\mu(i, j)}{\mu(i+1, j)} \right] / 2 \end{aligned} \quad (3.30)$$

Ținând cont de considerentele menționate, în funcție de relațiile de calcul de mai sus și pe baza programului MPV1 corectat, am scris programele de calcul MPV2 și MPV3, similar cu acelea redată în anexele tezei, cu ajutorul cărora am obținut soluția inițială a sistemului de ecuații care modelează câmpul magnetic al solenoidului, având ca variabilă potențialul magnetic vector din nodurile rețelei de discretizare. Cu programul MPV2 am calculat potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială (BR), iar cu acela notat MPV3 am calculat potențialul magnetic vector și inducția magnetică axială (BZ). Am procedat astfel, calculând în mod distinct cele două inducții, deoarece în cadrul metodologiei de dimensionare a mașinii homopolare, care este tema principală a tezei, este nevoie numai de programul MPV2. Am folosit însă și programul MPV3 pentru verificarea inducțiilor magnetice axiale din câmpul magnetic al solenoidului utilizați și punerea la punct a metodologiei de calcul. În cadrul metodologiei de proiectare a mașinii homopolare axiale, însă, programul MPV3 nu se utilizează, neavând nevoie de această inducție magnetică. Calculele de determinare a soluției inițiale se vor încheia prin obținerea potențialului magnetic vector în toate nodurile

rețelei din câmpul magnetic și prin recalcularea inducției magnetice radiale și axiale cu relațiile (2.43), (2.45) sau cu (2.52), utilizate corespunzător poziției nodului analizat din cadrul câmpului.

Pentru a putea face o analiză a rezultatelor soluției inițiale din întreg câmpul magnetic am listat datele obținute cu cele două programe amintite sub forma tabelelor din teză numerotate 3.5 și 3.6 și redate aici ca și exemplu. Verificarea de detaliu a acestor date, pentru întreg câmpul magnetic al solenoidului, am făcut-o pe un număr mare de tabele similare, redate parțial și în anexa 6, dar pentru o rețea cu un număr mai extins de noduri situate pe paralela la axa Oz. Calculele le-am făcut în primul rând pentru un solenoid cu dimensiunile: $a_1 = 400$ mm; $a_2 = 600$ mm și $H = 400$ mm. Caracteristicile acestei înfășurări S.C. le-am redat în paragraful 3.1. Tabelul 3.5 conține rezultatele obținute pentru potențialul magnetic vector $A(i,j)$, precum și inducția magnetică radială BR și axială BZ pentru nodurile situate pe paralela la axa Oz imediat sub înfășurarea S.C., pentru o ordonată $RP = 0,36$ m, iar tabelul 3.6 pe acelea din vecinătatea imediat de deasupra acesteia pentru un $RP = 0,66$ m. Am ales aceste zone ca și exemplu deoarece ele corespund cu unele din locurile de amplasare ale armăturilor indusului mașinii homopolare analizate în teză. Pe de altă parte aceste zone corespund și cu acelea studiate în cazul metodei potențialului magnetic scalar, având astfel posibilitatea comparării rezultatelor obținute pentru inducțiile magnetice prin cele două metode de calcul folosite. Analiza am făcut-o însă în mod similar pentru întreg câmpul magnetic, fără însă să intru în anumite detalii de explicare și rezolvare a unor disfuncții apărute în anumite zone, deoarece în procesul de relaxare acestea se reordonează și se corectează. Mă voi rezuma deci în cele ce urmează doar la consemnarea lor și la efectuarea câtorva remarci mai generale, analiza de detaliu urmând să o fac pentru rezultatele obținute la sfârșitul procesului de relaxare.

TABEL CU REZULTATELE OBȚINUTE PENTRU SOLUȚIA INIȚIALĂ CU PROGRAMELE MPV2 SI MPV3 ÎN CAZUL UNUI SOLENOID A CĂRUI MĂRIMI DE CALCUL AU FOST URMĂTOARELE:

$A_1 = 400$ mm; $A_2 = 600$ mm; $H = 400$ mm; $R_t = 360$ mm; $l_i = 140$ mm; $l_e = 620$ mm

TABELUL 3.5

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BZ (T)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
19	9	0.14000	0.36000	0.80761	4.80608	1.21366	0.91773
19	10	0.16000	0.36000	0.77559	4.25696	1.19336	1.02515
19	11	0.18000	0.36000	0.74858	3.63275	1.17265	1.18113
19	12	0.20000	0.36000	0.72944	3.25868	1.14611	1.32385
19	13	0.22000	0.36000	0.71811	3.01377	1.11970	1.44658
19	14	0.24000	0.36000	0.71408	2.85992	1.08825	1.49398
19	15	0.26000	0.36000	0.71654	2.77349	1.05994	1.44875
19	16	0.28000	0.36000	0.72347	2.73241	1.03030	1.33260
19	17	0.30000	0.36000	0.73223	2.71902	1.00664	1.18165
19	18	0.32000	0.36000	0.73991	2.71824	0.98303	1.03005
19	19	0.34000	0.36000	0.74341	2.71619	0.96543	0.90373
19	20	0.36000	0.36000	0.73962	2.70019	0.94689	0.81845
19	21	0.38000	0.36000	0.72602	2.65840	0.93270	0.77953
19	22	0.40000	0.36000	0.70072	2.58044	0.91570	0.78213
19	23	0.42000	0.36000	0.66307	2.45714	0.90141	0.80975
19	24	0.44000	0.36000	0.61358	2.28255	0.88331	0.83055
19	25	0.46000	0.36000	0.55318	2.06121	0.86819	0.80190
19	26	0.48000	0.36000	0.48389	1.82337	0.85124	0.70770
19	27	0.50000	0.36000	0.41057	1.61966	0.83988	0.59260
19	28	0.52000	0.36000	0.33889	1.46057	0.82753	0.48938
19	29	0.54000	0.36000	0.27487	1.33061	0.82031	0.40533
19	30	0.56000	0.36000	0.22171	1.21761	0.81132	0.33820

19 31 0.58000 0.36000 0.18057 1.11652 0.80678 0.28443
 19 32 0.60000 0.36000 0.14932 1.02552 0.79994 0.24108
 19 33 0.62000 0.36000 0.12474 0.94343 0.79713 0.20588
 PUT = 1.750 MW P = 0.464 MW UE = 1.61141 V FI = 0.96685 Wb TB = 21.372 T.

TABEL CU REZULTATELE OBTINUTE PENTRU SOLUȚIA ÎNȚIALĂ CU PROGRAMELE MPV2 SI MPV3 ÎN CAZUL UNUI SOLENOID A CĂRUI MĂRIMI DE CALCUL AU FOST URMĂTOARELE:

A1 = 400 mm; A2 = 600 mm; H = 400 mm; R_t = 660 mm; l_i = 60 mm; l_e = 540 mm

TABELUL 3.6

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BZ (T)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
34	5	0.06000	0.66000	0.85182	-1.83137	1.22236	0.54710
34	6	0.08000	0.66000	0.78980	-1.80866	1.18511	0.72688
34	7	0.10000	0.66000	0.71504	-1.78023	1.19328	0.96095
34	8	0.12000	0.66000	0.63612	-1.74641	1.14667	1.20795
34	9	0.14000	0.66000	0.55881	-1.70775	1.14496	1.44650
34	10	0.16000	0.66000	0.48793	-1.66459	1.08881	1.66345
34	11	0.18000	0.66000	0.42740	-1.61749	1.07842	1.84918
34	12	0.20000	0.66000	0.38004	-1.56766	1.01484	1.99708
34	13	0.22000	0.66000	0.34683	-1.51540	0.99854	2.10360
34	14	0.24000	0.66000	0.32806	-1.46132	0.93070	2.16790
34	15	0.26000	0.66000	0.32303	-1.40594	0.91183	2.19150
34	16	0.28000	0.66000	0.32915	-1.34971	0.84304	2.17763
34	17	0.30000	0.66000	0.34339	-1.29321	0.82472	2.13083
34	18	0.32000	0.66000	0.36180	-1.23682	0.75781	2.05658
34	19	0.34000	0.66000	0.38095	-1.18095	0.74246	1.96065
34	20	0.36000	0.66000	0.39703	-1.12583	0.67938	1.84860
34	21	0.38000	0.66000	0.40629	-1.07190	0.66851	1.72553
34	22	0.40000	0.66000	0.40682	-1.01929	0.61036	1.59628
34	23	0.42000	0.66000	0.39719	-0.96825	0.60466	1.46493
34	24	0.44000	0.66000	0.37795	-0.91887	0.55176	1.33473
34	25	0.46000	0.66000	0.35188	-0.87132	0.55127	1.20825
34	26	0.48000	0.66000	0.32226	-0.82561	0.50343	1.08740
34	27	0.50000	0.66000	0.29187	-0.78187	0.50778	0.97368
34	28	0.52000	0.66000	0.26347	-0.74015	0.46448	0.86793
34	29	0.54000	0.66000	0.23908	-0.70045	0.47306	0.77060

PUT = 10.474 MW P = 1.515 MW UE = 5.26182 V FI = 3.15709 Wb TB = 38.066 T.

Mărimile prezentate în tabele le-am redat pentru intervalul de pe abscise de $ZP_0 = 0,140$ m și $ZP_{33} = 0,620$ mm în primul caz și pentru $ZP_5 = 0,06$ m și $ZP_{29} = 0,54$ m, în cel de-al doilea caz, și respectiv pentru o lungime a armăturilor rotorului egală cu $l = 0,48$ m, în ambele cazuri, similar acelor utilizate în cadrul metodei potențialului magnetic scalar.

Analizând rezultatele și urmărind modul de variație a valorilor inducției magnetice radiale din tabelele 3.5 și 3.6, precum și ordinul de mărime al acestora, se constată că ele răspund cerințelor și ipotezelor de lucru formulate în lucrare, precum și acelor menționate în literatura de specialitate [15]. Această afirmație este valabilă mai ales pentru zona de amplasare a armăturilor rotorului și pentru mărimile care privesc teza. Există însă zone din câmp în care aceste rezultate nu corespund peste tot variațiilor și mărimilor normale. Aceste zone sunt în principal acelea din preajma axelor de coordonate, precum și acelea de la extremitățile câmpului având coordonatele "m" și respectiv "n" ale rețelei de discretizare. Se constată, de asemenea, că datele din tabele sunt apropiate ca sens de variație și ordin de mărime de rezultatele obținute prin metoda potențialului magnetic scalar, atât pentru inducția magnetică radială B_r (tabelul 3.3 și A7.3), cât

și pentru aceia axială B_z . Cele mai multe anomalii au apărut, și de această dată, pentru inducția magnetică axială B_z și mult mai puține pentru aceia radială B_r , care de fapt face obiectul principal al acestui studiu. Marea majoritate a acestora vor fi corectate, însă, în procesul de relaxare. Consider, deci, că soluția inițială utilizată în continuare în calcule corespunde cerințelor. O soluție inițială necorespunzătoare a sistemului de ecuații poate să conducă la rezultate nesatisfăcătoare în urma efectuării procesului de relaxare.

3.2.3. CALCULUL DE RELAXARE PUNCTIFORMĂ EFECTUAT CU PROGRAMUL MPV4 PENTRU CAZUL CÂMPULUI MAGNETIC AL UNUI SOLENOID FĂRĂ ECRAN ȘI CU MPV5 ȘI MPV6 PENTRU ACELA CU ECRAN. ANALIZA REZULTATELOR OBȚINUTE

Programul MPV2 crează soluția inițială, respectiv matricea $\Lambda(i,j)$ cu mărimea potențialului magnetic vector din nodurile rețelei de discretizare, calculată cu relațiile (3.25) și (3.26), și respectiv cu acelea notate (2.43) și (2.52), în funcție de inducția magnetică radială $B_r(i,j)$, iar programul MPV3 crează această soluție în funcție de inducția magnetică axială $B_z(i,j)$. Optimizarea celor două soluții inițiale am făcut-o prin procedul de relaxare punctiformă descris în teză și utilizat în cadrul metodei potențialului magnetic vector. Pentru aceasta soluția inițială obținută prin oricare metodă de lucru și deci inclusiv prin aceia descrisă în paragraful anterior, se va transfera în programul care execută relaxarea potențialului magnetic vector. Programul de relaxare, scris pentru solenoidul necranat corespunzător relațiilor de calcul din literatura de specialitate, l-am denumit MPV4 și l-am redat în anexa 4 a tezei.

Programul MPV4 de relaxare va recalcula potențialul magnetic vector din noduri, le va compara cu acelea provenite din soluția inițială și va efectua înlocuirea vechilor potențiale din noduri cu acelea nou calculate la care se adaugă sau scade o parte a diferenței dintre cele două mărimi (în funcție de $f_{c,opt}$), făcându-se astfel corecțiile necesare. Iterațiile acestor calcule se vor succeda până când eroarea de calcul rezultată va fi mai mică decât aceia admisă ca maximă sau până când se ajunge la numărul maxim de iterații stabilit de cercetător. Înlocuirile potențialelor magnetice vector se fac prin program, la fiecare iterație conform relațiilor:

$$\begin{aligned}
 - \text{pentru:} \quad & - [A(i,j) - A'(i,j)] > 0 \Rightarrow A(i,j) = A'(i,j) + f_{c,opt} |\Delta A(i,j)|, \quad \text{iur} \quad \text{pentru} \\
 & - [A(i,j) - A'(i,j)] < 0 \Rightarrow A(i,j) = A'(i,j) - f_{c,opt} |\Delta A(i,j)|, \quad (3.31)
 \end{aligned}$$

unde $\Delta A(i,j) = A(i,j) - A'(i,j)$, în relație fiind notate cu indicele ' mărimile anterioare și fără indice acelea curente.

Având potențialele magnetice vector recalculate sub o formă optimă în procesul de relaxare, am recalculat în final, după ultima iterație a programului MPV4, inducțiile magnetice axiale și radiale, pentru întreg câmpul magnetic, cu relațiile (2.43), iar în cele din urmă am rescris tabelele cu rezultatele obținute

pentru zonele pe care le cercetăm și analizăm, respectiv acelea unde vor fi amplasate armăturile rotorului mașinii homopolare axiale. Inducția magnetică în centrul bobinei s-a recalculat cu relația (2.45) scrisă sub forma următoare:

$$B_{z0} = \frac{[4A(2,2) - A(3,2)]}{h_r} \quad (3.32)$$

Calcululele vor putea fi refăcute și pentru alte limite ale mărimii erorilor de calcul admise și pentru alte zone de amplasare a armăturilor rotorului mașinii, precum și pentru alte modalități de ecranare.

Analiza rezultatelor obținute a permis constatarea că efectuarea unui număr foarte mare de iterații în procesul de relaxare (de ordinul multor sute sau chiar mii) conduce la o nivelare nefirească a mărimilor din câmp. Acest aspect se datorează relațiilor de calcul, pe de o parte și a ordinii de efectuare a operațiunilor în cadrul programului, pe de altă parte. Pentru explicitarea acestui aspect voi folosi schița din fig. 3.12. În programul scris de mine calculele se efectuează, potrivit rețelei de discretizare, de la stânga spre dreapta și de jos în sus, cum este de altfel și normal. Începutul fiecărei linii de calcul se situează pe axa Or a solenoidului. Din acest motiv mărimile potențialului magnetic vector și ale inducției magnetice din nodurile de pe această axă trebuie, în mod obligatoriu, să fie de la început cât mai aproape de acelea reale și să nu se modifice în procesul de relaxare. În caz contrar, prin relaxare se va produce o scădere anormală a inducției magnetice axiale mai ales sub solenoid.

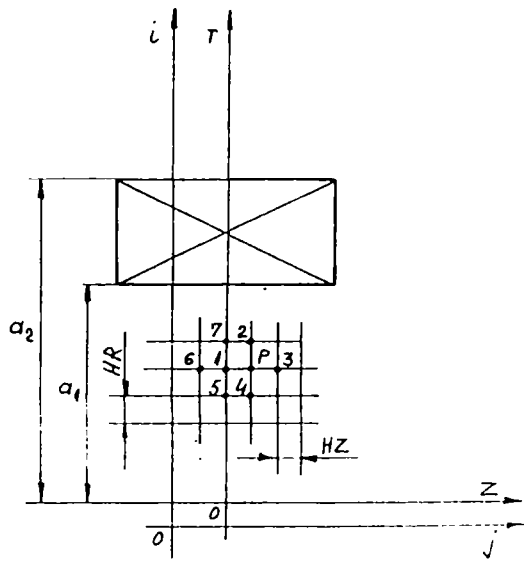


Fig. 3.12. Schița explicativă pentru elaborarea procedurii de relaxare a soluției inițiale în zona vecină axei Or a câmpului magnetic.

Deci vom avea $A_1' < A_1$. Această scădere a mărimii potențialului magnetic vector în nodurile de pe axa Or se va mări după fiecare iterație, atrăgând după sine și scăderea acelor din nodurile următoare, fapt nefiresc, neconform cu rezultatele experimentale. Practic aceasta ar conduce la scăderea anormală a potențialului magnetic vector în punctele situate pe axa Or și în apropierea acestora. Din acest motiv, pentru a conserva mărimea potențialului magnetic vector calculat cu programul MPVI pentru această zonă a câmpului magnetic, relaxarea se impune să se înceapă numai începând cu nodurile de pe paralela la axa Or care trece prin punctul "P", deci deplasat cu un nod mai spre dreapta față de această axă. Acest mod de a

Menționez că procesul de relaxare este realizat în mod obișnuit cu ajutorul relației general valabile (2.41). Dar, în cazul nostru, pentru explicitarea demonstrației, această expresie se poate pune sub o formă mult simplificată (2.46). Urmărind în fig. 3.12 aplicarea acestor relații în procesul de relaxare pentru un grup de noduri din rețea, notate "1-P,5,6,7", se poate vedea că aceasta ar conduce la modificarea potențialului magnetic vector în nodul "1" situat pe axa Or, potrivit relației (2.46) scrisă astfel: $4A_1 = A_P + A_5 + A_6 + A_7$, unde $A_P = A_6$.

elabora programul a condus la conservarea mărimilor de pe axa Or și la eliminarea, în cea mai mare măsură, a scăderii accentuate a parametrilor (A , B_z și B_r) din vecinătatea axei.

Ca și o concluzie a acestor observații consider, deci, că se impune păstrarea nealterată a mărimilor de pe axa Or în toate fazele de relaxare, cu sau fără ecran. Subliniez acest aspect deoarece el nu este semnalat de cercetătorii consultați de mine, deși constituie una din cheile de rezolvare corectă a relaxării și de obținere a unor rezultate comparabile cu acelea din cadrul altor metode de lucru. Toate încercările pe care le-am făcut anterior utilizării programului MPV1 conduceau la soluții inițiale, dar și finale de după relaxare, eronate. Pot să mai afirm că dacă în procesul de relaxare mărimile de pe axa Or nu sunt precalculate și dacă acestea vor fi modificate la fiecare iterație, rezultatele obținute vor fi eronate.

În urma rulării programului MPV4 de relaxare punctiformă, modificat corespunzător celor precizate mai sus, am supus analizei de detaliu rezultatele obținute pentru întreg câmpul magnetic și pentru o diversitate cât mai mare a zonelor cercetate, urmărind în principal sensul și mărimea variației inducției magnetice axiale BZ și în mod special al aceleia radiale BR. Pentru acest lucru a fost necesar să fac câteva sute de rulări distincte. Pentru a putea exemplifica am ales dintre aceste rulări rezultatele pe care le-am redat în tabelul 3.7 pentru potențialul magnetic vector și pentru inducția magnetică axială și radială din nodurile aflate pe paralela de sub solenoid la distanța $RP = 0,36$ m de origine și în tabelul 3.8 rezultatele obținute pentru nodurile de pe o paralelă din imediata vecinătate de deasupra solenoidului având $RP = 0,66$ m. Porțiunile de câmp magnetic date ca și exemplu în cele două tabele sunt analizate în teză în mod special în cadrul tuturor metodelor de calcul folosite și în toate fazele acestora, pentru a avea o bază unică de comparare.

TABEL CU REZULTATELE OBTINUTE ÎN URMA RELAXĂRII PUNCTIFORME EFECTUATĂ CU PROGRAMUL MPV4 ÎN CAZUL UNUI SOLENOID NEECRANAT ALE CĂRUI MĂRIMI DE CALCUL AU FOST URMĂTOARELE:

$A_1 = 400$ mm; $A_2 = 600$ mm; $H = 400$ mm; $R_t = 360$ mm; $l_i = 140$ mm; $l_e = 620$ mm

Tabelul 3.7

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BZ (T)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
19	9	0.140	0.360	0.81425	5.07475	1.20507	1.13305
19	10	0.160	0.360	0.78172	4.49712	1.18112	1.27430
19	11	0.180	0.360	0.75308	3.79405	1.15410	1.35653
19	12	0.200	0.360	0.73262	3.35611	1.12686	1.36873
19	13	0.220	0.360	0.72016	3.07306	1.09935	1.39080
19	14	0.240	0.360	0.71485	2.89394	1.07122	1.39650
19	15	0.260	0.360	0.71556	2.79031	1.04349	1.36028
19	16	0.280	0.360	0.72058	2.73938	1.01681	1.27920
19	17	0.300	0.360	0.72761	2.72045	0.99232	1.16908
19	18	0.320	0.360	0.73398	2.71566	0.97005	1.05328
19	19	0.340	0.360	0.73680	2.70963	0.95019	0.95335
19	20	0.360	0.360	0.73330	2.68948	0.93192	0.88355
19	21	0.380	0.360	0.72106	2.64364	0.91485	0.84760
19	22	0.400	0.360	0.69839	2.56239	0.89801	0.83833
19	23	0.420	0.360	0.66450	2.43879	0.88132	0.83840
19	24	0.440	0.360	0.61974	2.27189	0.86448	0.82473
19	25	0.460	0.360	0.56552	2.07104	0.84833	0.77928
19	26	0.480	0.360	0.50446	1.85706	0.83331	0.70053

19	27	0.500	0.360	0.44035	1.65504	0.82031	0.60365
19	28	0.520	0.360	0.37775	1.48132	0.80916	0.50733
19	29	0.540	0.360	0.32100	1.33781	0.80001	0.42298
19	30	0.560	0.360	0.27308	1.21807	0.79224	0.35343
19	31	0.580	0.360	0.23494	1.11470	0.78588	0.29703
19	32	0.600	0.360	0.20550	1.02315	0.78036	0.25153
19	33	0.620	0.360	0.18249	0.94102	0.77582	0.21460

PUT = 1.809 MW P = 0.480 MW UE = 1.66615 V FI = 0.99969 Wb TB = 22.098 T.

TABEL CU REZULTATELE OBTINUTE ÎN URMA RELAXĂRII PUNCTIFORME EFECTUATĂ CU PROGRAMUL MPV4 ÎN CAZUL UNUI SOLENOID NEECRANAT ALE CĂRUI MĂRIMI DE CALCUL AU FOST URMĂTOARELE:

A1 = 400 mm; A2 = 600 mm; H = 400 mm; R_c = 660 mm; l₁ = 60 mm; l_e = 540 mm

Tabelul 3.8

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BZ (T)	Λ(I, J) (T/m)	BR (T)
34	5	0.060	0.660	0.83371	-1.85132	0.96133	0.54850
34	6	0.080	0.660	0.78247	-1.82872	0.94825	0.75765
34	7	0.100	0.660	0.71488	-1.80033	0.93103	0.98883
34	8	0.120	0.660	0.64079	-1.76635	0.90870	1.22843
34	9	0.140	0.660	0.56724	-1.72655	0.88189	1.46080
34	10	0.160	0.660	0.49927	-1.68041	0.85027	1.67283
34	11	0.180	0.660	0.44062	-1.62861	0.81498	1.85395
34	12	0.200	0.660	0.39389	-1.57555	0.77611	1.99753
34	13	0.220	0.660	0.36040	-1.52191	0.73507	2.10083
34	14	0.240	0.660	0.34029	-1.46713	0.69207	2.16315
34	15	0.260	0.660	0.33251	-1.41137	0.64855	2.18570
34	16	0.280	0.660	0.33491	-1.35491	0.60465	2.17150
34	17	0.300	0.660	0.34451	-1.29812	0.56169	2.12498
34	18	0.320	0.660	0.35780	-1.24156	0.51965	2.05138
34	19	0.340	0.660	0.37111	-1.18549	0.47963	1.95630
34	20	0.360	0.660	0.38088	-1.13024	0.44140	1.84520
34	21	0.380	0.660	0.38409	-1.07605	0.40583	1.72325
34	22	0.400	0.660	0.37870	-1.02326	0.37247	1.59510
34	23	0.420	0.660	0.36395	-0.97189	0.34202	1.46470
34	24	0.440	0.660	0.34036	-0.92223	0.31388	1.33535
34	25	0.460	0.660	0.30966	-0.87437	0.28861	1.20955
34	26	0.480	0.660	0.27443	-0.82840	0.26550	1.08935
34	27	0.500	0.660	0.23763	-0.78440	0.24503	0.97610
34	28	0.520	0.660	0.20214	-0.74241	0.22645	0.87068
34	29	0.540	0.660	0.17033	-0.70242	0.21021	0.77353

PUT = 10.496 MW P = 1.519 MW UE = 5.27280 V FI = 3.16368 Wb TB = 38.145 T.

Cercetând rezultatele obținute după un număr suficient de mare de iterații de calcul, precum și pe acelea redade ca și exemplu în tabelele 3.7 și 3.8, se constată că eroarea de calcul scade mult, ceea ce denotă că sistemul de ecuații utilizat a fost convergent și că mărimea și variația parametrilor câmpului magnetic răspund cerințelor formulate anterior. Inducția maximă este în limita aceleia calculate cu relația (2.67), curbele de variație ale lui B_z și B_r corespund acelor teoretice, iar după relaxare inversiunile unor mărimi apărute în cadrul soluției inițiale, observate și în tabelele 3.5 și 3.6, corespunzătoare acestei soluții, au fost înlăturate. În procesul de relaxare cresc, în general, puțin, atât mărimile inducției magnetice axiale, cât și a aceleia radiale, în timp ce valorile maxime ale acestora scad puțin.

Urmărind evoluția parametrilor în partea finală a tabelor, deci pentru valorile mari ale lui ZP (abscisa nodurilor din rețea) și în cazul efectuării unui număr mare de iterații, se constată o mărire a valorii

inducției magnetice radiale în nodurile rețelei situate sub nivelul de jos al solenoidului și respectiv o scădere a acestei mărimi în acelea de deasupra acestui nivel. Ambele sunt modificări ale mărimii inducției magnetice radiale datorate întreruperii bruște a câmpului magnetic pentru $ZP = "m"$, unde, din considerente de programare pe calculator, ca și ipoteză de lucru am considerat potențialul magnetic vector $A(i,m) = 0$. În realitate câmpul magnetic nu se întrerupe brusc pentru a avea în această zonă potențial magnetic vector egal cu zero, ci se continuă, atât acesta, cât și inducția magnetică scăzând asimptotic spre zero. Această limitare, însă, a câmpului magnetic face ca aceasta să acționeze ca și un ecran, modificând în mod artificial mărimile din preajma lui. Cu cât numărul de iterații este mai mare, cu atât cresc sau respectiv scad valorile din nodurile vecine. Vor fi afectate, însă, doar câteva noduri. Mărimile calculate pentru acestea pot fi însă neglijate. Prin program acest lucru se poate realiza ușor.

Se poate concluziona, în general, că anomaliile existente la începutul rulărilor în cadrul soluției inițiale, sunt corectate în cursul procesului de relaxare. După un anumit număr (variabil) de iterații variația acestor mărimi curge normal și firesc, din aproape în aproape, în sensul corect. Procesul de relaxare ordonează, deci, variația diferitelor mărimi în câmpul magnetic, dar mai ales pe accia a potențialului magnetic vector, făcându-le în final să curgă în mod lin și normal.

Aceste constatări mi-au permis să trec la faza de relaxare punctiformă a mărimilor câmpului magnetic al ansamblului solenoid S.C.-tambur rotor-ecran.

Intensitatea mare a câmpului magnetic al solenoizilor S.C., folosiți în cazul mașinilor criogenice homopolare axiale, impune ca în procesul de relaxare să se includă în calcule și ecranul, acesta influențând în mod direct mărimile rezultante. Alegerea formei și a dimensiunilor finale ale acestuia trebuie să facă parte dintr-o cercetare de optimizare distinctă. Pentru început, însă, am luat în calcul un ecran cilindric feromagnetic și coaxial, cu o permeabilitate magnetică de $\mu = 5000$, dispus în jurul înfășurării S.C. ca și acela redat în fig. 3.13 cu schița explicativă respectivă. Pentru a putea efectua calculele de relaxare am rescris programul MPV4 în mod adecvat, utilizând ipotezele de lucru și relațiile prezentate în capitolul precedent pentru cazul câmpului magnetic neomogen, cu zone cu permeabilități magnetice diferite. Programul de relaxare rezultat l-am denumit MPV5 (schema logică a acestuia fiind redată în Anexa a 5-a a tezei). Față de cele menționate deja pentru programul MPV4, pentru scrierea programului MPV5 a fost necesară, în plus, împărțirea câmpului magnetic și respectiv a rețelei de discretizare, în două zone distincte, cu permeabilități magnetice diferite, dar în interiorul cărora s-a considerat, pentru început, că aceasta rămâne constantă. În situația nouă apare necesitatea ca, în zona de frontieră a celor două medii diferite, potențialul magnetic vector să se calculeze cu expresiile de calcul specifice acestei zone, respectiv cu relațiile (2.50) și (2.51), în funcție de poziția nodului din cadrul rețelei de discretizare. Acestea au fost, de fapt, principalele modificări operate în programul MPV4 astfel ca să rezulte programul MPV5. Calculele le-am extins și pentru un solenoid S.C. care în afara ecranului cilindric are și un ecran lateral ca și acela redat în fig. 3.10. În acest caz a fost necesară rescrierea în mod adecvat a programului MPV5, în funcție de noua frontieră dintre zonele cu permeabilitatea magnetică diferită, rezultând astfel acela denumit MPV6. Rulări de relaxare am efectuat cu ambele programe. Voi detalia, însă, rezultatele obținute cu primul program cu ajutorul căruia am făcut și calculele de optimizare ale dimensionării ansamblului analizat, o parte din rezultatele primare fiind

redate în anexa 6, iar centralizarea acestora în tabelele din capitolul al 5-lea. Rezultatele obținute cu programul MPV6 fiind asemănătoare nu le-am analizat în detaliu.

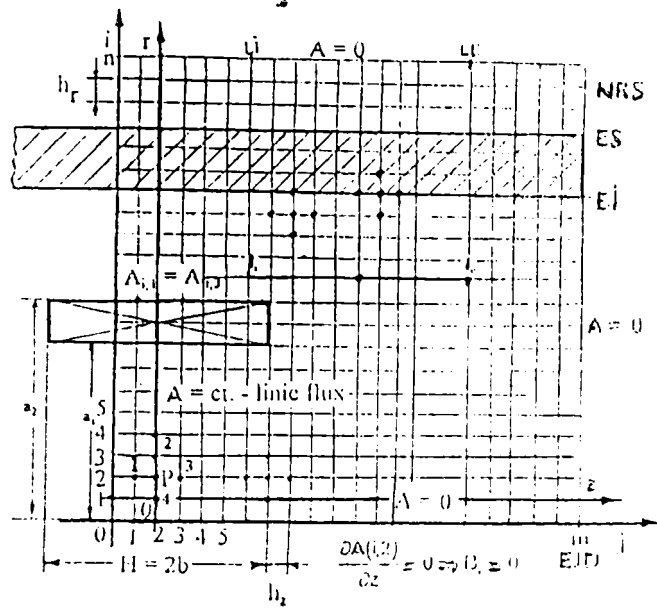


Fig. 3.13. Schița explicativă pentru analiza câmpului magnetic și dimensionarea ansamblului solenoid S.C.-tambur rotor – ecran prin metoda potențialului magnetic vector.

Unele modificări, sub influența ecranului, se fac simțite după un număr mai mare de ciclări, ele fiind în sensul creșterii mărimii parametrilor. Modificările care mai apar sunt desigur și acelea din zona de frontieră a ecranului. Ele se simt chiar de la început prin creșterea potențialului magnetic vector și al inducției magnetice în această zonă. Odată cu creșterea numărului de iterații ciclice în cadrul programului MPV5 cresc, din aproape în aproape, ca și un val, mărimile magnetice în întregul câmp datorită ecranului, scad numărul inversiunilor de variație și mărimile parametrilor magnetici și scade semnificativ eroarea de calcul, ceea ce demonstrează că sistemul de ecuații utilizat este convergent. Am constatat că inducția magnetică radială calculată cu programul MPV5 variază practic normal în întreg câmpul magnetic. Acest fapt, din punctul de vedere al cercetării de față, îmi dă posibilitatea să trec la etapa următoare, a calculului de optimizare a ansamblului studiat. Deoarece în etapa de optimizare am efectuat o analiză și evaluare de detaliu a rezultatelor obținute cu acest program (MPV5), la o gamă mare de cazuri de solenoizi S.C., respectiv de geometrii ale secțiunii înfășurării acestora, cu poziționări ale armăturilor față de aceștia cât mai diferite, am considerat inutilă efectuarea unei astfel de prezentări și în cadrul acestui paragraf.

Având în vedere că în faza de optimizare a dimensionării ansamblului solenoid S.C.-criostat-tambur rotor-ecran a mașinii homopolare axiale este necesar să fie elucidate, în special, unele aspecte tehnice și economice mai particulare referitoare la înfășurarea S.C., la criostat și la tamburul rotor, în cele ce urmează voi prezenta în primul rând unele considerații privind aceste probleme.

În urma rulărilor pe care le-am efectuat cu programul MPV5 am trecut la analiza de detaliu a variației potențialului magnetic vector, al inducției magnetice axiale și în mod special al aceleia radiale în întregul câmp, de această dată ecranat, dar mai ales în zonele în care preconizez să amplasez armăturile tamburului rotor al mașinii homopolare axiale. Am constatat că majoritatea observațiilor făcute la analiza rezultatelor obținute cu programul MPV4 se regăsesc și de această dată. La un număr mic de ciclări ale programului MPV5 aceste observații sunt în totalitate aceleași.

IV. CONSIDERAȚII PRIVIND UNELE PARTICULARITĂȚI DE ORDIN TEHNIC ȘI DE CALCUL ECONOMIC CARE SURVIN ÎN PROIECTAREA MAȘINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE

4.1. PARTICULARITĂȚI TEHNICE ÎN PROIECTAREA MAȘINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE

Unele probleme specifice care apar în proiectarea mașinilor criogenice homopolare axiale, în afara acelor deja prezentate, se referă în principal la construcția propriu-zisă a înfășurării S.C. de excitație, a criostatului, a refrigeratorului și a armăturilor rotorului. Aceste particularități privesc în principal probleme tehnice, care se referă la acelea de natură termică, mecanică și tehnologică, precum și la unele economice care au în vedere costurile de construire și de exploatare a acestor mașini. Fiecare dintre ele ar putea constitui o temă de cercetare și/sau proiectare. În acest capitol mă voi limita să analizez și să subliniez numai aspectele particulare cele mai importante care vor permite completarea etapelor de lucru din cadrul metodologiei de proiectare a mașinilor criogenice homopolare axiale tratate în lucrarea de față.

4.1.1. PROBLEME SPECIFICE ÎN PROIECTAREA ÎNFĂȘURĂRILOR SOLENOIDALE S.C. ȘI A CRIOSTATELOR MAȘINILOR HOMOPOLARE

Una din problemele caracteristice, dar și deosebit de importante, care trebuie soluționată în cadrul proiectării mașinilor criogenice homopolare se referă la realizarea unui echilibru termic stabil în timpul exploatării acestora, cerință impusă de buna funcționare a înfășurării S.C. Acest lucru se poate realiza printr-o alegere judicioasă a modului de răcire, precum și printr-o proiectare și construcție corespunzătoare a instalației criogenice. Fără să detaliez, în cele ce urmează voi analiza câteva dintre aspectele specifice ale acestei problematice.

Există două posibilități de bază de construcție și răcire a unei înfășurări S.C., una cu stabilitate termică totală și alta cu una parțială. Un conductor total stabil termic se poate obține utilizând două metode, una printr-o răcire a suprafeței exterioare a conductorului prin imersarea acestuia într-o baie de heliu sau azot lichid sau a doua prin răcirea suprafeței interioare a unui conductor tubular cu fluidul refrigerator. Un bobinaj parțial stabil termic se poate obține prin turnarea peste acesta a unei rășini epoxidice într-o matriță cu un sistem de conducte de răcire care vor permite obținerea unei conducții termice cu mai multe nuclee de stabilitate proprie

Stabilizarea criogenică, bazată pe bobinaje "total stabile", datorate proporției mari de cupru în conductor, are următoarele avantaje [47]:

- o mare siguranță în exploatare la o dimensionare corectă a transferului de căldură;
- un comportament avantajos la întreruperi de avarie, întrucât prin matrița de cupru a cablului S.C. poate fi evacuată o mare parte din energia termică în exces;
- o rezistență mecanică bună a conductorului.

Pe lângă aceste avantaje mai apar și multiple dezavantaje:

- densitatea de curent totală a bobinajului este relativ redusă, datorită existenței unui factor de umplere a înfășurării S.C. mai mic, motiv pentru care va fi necesară o mai mare cantitate de conductor. Acest lucru nu mai este însă chiar așa de important la mașinile criogenice homopolare de puteri mari întrucât la acestea densitatea de curent va fi determinată în funcție de materialul de structură necesar, ori în acest caz datorită forțelor mari care apar în înfășurare acesta are o pondere importantă;

- greutatea bobinajului și a cuvei criogenice este mare, ceea ce ridică anumite probleme la suspendarea lui în cadrul mașinii homopolare (fapt de o deosebită importanță pentru realizarea rigidizării mecanice a lui și pentru asigurarea procesului de răcire);

- necesitatea asigurării unei suprafețe de schimb de căldură mari datorită densității de curent reduse, ceea ce necesită un criostat de dimensiuni relativ mai mari;

- apariția în matrița de cupru a cablului S.C., la variația intensității câmpului magnetic, a unor curenți de magnetizare periculoși, aceștia putând fi evitați numai parțial (printr-o operație de răsucire a supraconductorului);

- posibilități de mișcare mecanică a conductorului datorită umezirii cu heliu a suprafeței exterioare a acestuia; poate astfel să apară o instabilitate și o creștere locală a temperaturii acestuia, având ca rezultat degradarea bobinei;

- vor rezulta inductivități mari, datorită construcției matriței benzii S.C. și a unei izolări mai reduse a acesteia.

În fig. 4.1 am redat, ca și exemplu, o bobină solenoidală S.C. cu o răcire total stabilă, de dimensiuni mici, având o inducție maximă de 15 T, cu un diametru interior de 44 mm, folosită la testări în cadrul laboratoarelor Centrului de Cercetări Nucleare din Karlsruhe, pe care le-am vizitat.

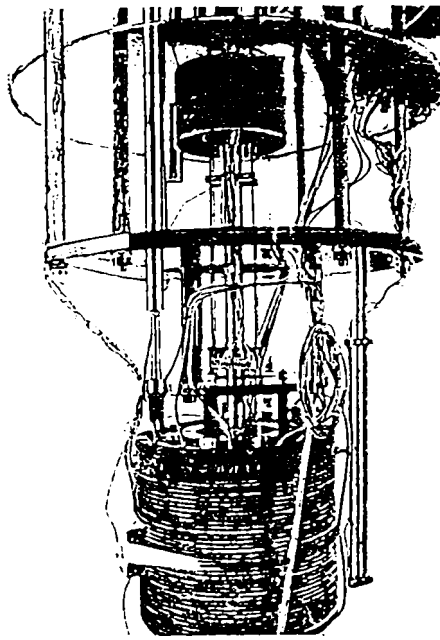


Fig. 4.1 Vedere de ansamblu a unei bobine solenoidale S.C. de dimensiuni reduse, având o inducție maximă de 15 T și cu un diametru interior de 44 mm [37]

Sistemele de conducție cu nuclee de stabilitate proprie, construite pe principiul stabilității adiabatice și dinamice, au următoarele avantaje [47]:

- densitatea totală de curent mare a bobinajului, care necesită, deci, o cantitate mai redusă de conductoare;
- greutatea bobinajului va fi mai redusă;
- spațiul ocupat va fi mai mic, rezultând un volum al criostatului mai redus;
- în cazul în care rășina de turnare a fost corect aleasă nu va apare o mișcare mecanică a conductorului;
- comportament favorabil la variații ale câmpului.

Dezavantaje:

- capacitate termică redusă, cu pericolul unei supraîncălziri la un șoc electric, în cazul în care nu se iau măsuri de decuplare rapidă a energiei electrice;
- nu sunt suficient elucidate siguranța în exploatare și eventualele cauze de degradare la înfășurări mari.

În prezent, o mare parte a înfășurărilor solenoidale S.C., ca și acelea ale mașinilor homopolare, se construiesc cu stabilitate totală. Bobinele solenoidale de puteri mari care utilizează această tehnică sunt însă relativ mai puține.

Pentru ca să se îngusteze posibilitatea de mișcare a sârmelor S.C., o soluție de compromis ar fi ca să se facă înfășurarea cablurilor unul lângă altul, de-a-lungul uneia din direcțiile principale de deplasare. Dar în aceste condiții se poate ajunge la situația în care sârma S.C. să fie numai parțial înconjurată de heliu sau azot lichid. În acest caz va fi nevoie de un procentaj mai mare de cupru în matrița cablului. Această metodă este utilizată la bobinajele S.C. mari (≥ 100 MJ energie acumulată) unde însă nu este suficientă rezistența cuprului și va fi necesar ca înfășurările să fie întărite cu benzi de oțel [47].

Construcția unei înfășurări S.C. turnate, cu mai multe nuclee de stabilitate proprie, este mai simplă. Conductorul se înfășoară pe un șablon și se toarnă rășina epoxidică în vacuum. Aceasta, după întărire, va constitui un corp autoportant fixat pe scheletul de sprijin [46].

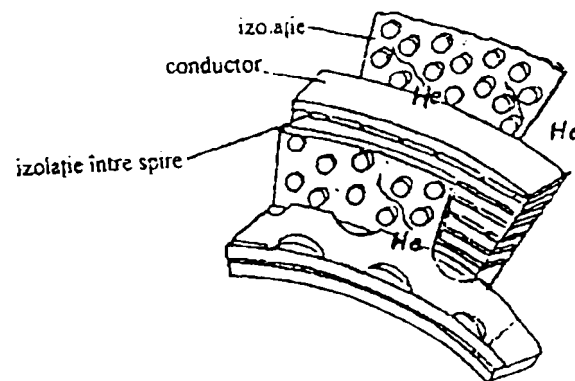


Fig. 4.2. Schema principiului de construire a unei bobine solenoidale, de tip "pancake", compusă din benzi S.C. multiple [46].

În fig. 4.2 este prezentat principiul de construcție al unei bobine solenoidale S.C. cu conductori de tip bandă, compusă din inele de bobinare multiple de tip "pancake". O astfel de înfășurare a fost folosită la magnetul Pluto de la DESY-Karlsruhe [46].

O construcție mecanic rigidă și simplă este posibilă și în cazul conductorilor criogenici stabiliți, mari, atunci când aceștia sunt realizați ca niște conductori goi în interior, iar heliul va fi pompat la o temperatură supracritică, de 1,8 K, prin canalele goale. În acest caz bobinajul va fi realizat în straturi succesive, urmând ca în întregul sistem să fie turnată, în vacuum, rășină epoxidică, astfel încât să rezulte un bobinaj rigid. Acest procedeu a fost utilizat pentru prima dată cu succes la magnetul solenoidal al instalației "Omega" de la laboratoarele CERN, Elveția [46].

Analiza avantajelor și dezavantajelor înfășurărilor S.C. solenoidale a mașinilor homopolare axiale prezentate mai sus a permis să se ajungă la concluzia că este favorabil să se opteze pentru o instalație criogenică cu un echilibru termic stabil, obținut prin imersia bobinei S.C. în fluidul de răcire. Siguranța în exploatare, dar mai ales condițiile constructive de execuție și de exploatare ale acestor mașini, au impus această alegere. Posibilitățile tehnologice de fabricație au contat, de asemenea, la alegerea acestei soluții.

Pentru bobinele solenoidale S.C. se folosește în acest caz, de obicei, o răcire într-o baie Dewar. Înfășurarea este complet imersată în lichidul de răcire (heliu sau azot), realizându-se astfel o stabilizare totală sau parțială, în cazul în care izolarea între spire s-a făcut cu fibră de sticlă. La construirea criostatului, experimentările au dovedit că îmbinările sudate au o conductivitate asemănătoare cu a materialului de bază. Este bine însă ca pentru aceste îmbinări să se asigure o răcire suplimentară. Se recomandă ca răcirea executată cu heliu sau azot lichid, prin convecție naturală, să se facă pentru fiecare disc al înfășurării S.C. Aceasta trebuie astfel făcută încât să asigure eliminarea bulelor de gaz care se nasc în interiorul bobinei. Evacuarea acestora se va face spre fețele exterioare pentru a nu diminua răcirea înfășurării. Acest lucru se poate realiza prin proiectarea corespunzătoare a amplasării distanțatoarelor și a șipcilor pe care se înfășoară cablul S.C.

La construirea bobinajului S.C. sunt folosite distanțiere din material plastic care sunt dispuse pe lungimea cercului, respectiv a perimetrului acestuia și în jurul cărora este înfășurat un fir de nylon, de regulă cu un diametru de 0.12 mm, pentru menținerea distanței față de înfășurarea alăturată. În acest mod se reușește înconjurarea completă cu heliu sau azot lichid a cablului S.C., asigurându-se o răcire mai bună a acestuia. Astfel se crează însă, desigur, posibilitatea apariției unor mișcări relativ mai mari a benzilor S.C. alăturate unele față de altele, ceea ce poate duce la degradarea acestora și la creșterea temperaturii cablurilor S.C.

Criostatul se realizează, de regulă, din oțel inoxidabil sau austenitic, care răspunde cerințelor impuse, iar bobinele din care este executată înfășurarea S.C. sunt ancorate și suspendate în recipientul inelar prin intermediul unui tub sub formă de gât. Grosimea pereților criostatului se admite, de regulă, să fie de sub un mm. În interiorul criostatului înfășurarea se va proteja uneori cu un ecran de radiație răcit cu azot lichid. Schița secțiunii unui astfel de criostat este redată în primul capitol.

Înfășurarea S.C. se proiectează și construiește, de obicei, pe șipci din oțel inoxidabil acoperite cu o bandă izolatoare din rășină fenolică sau cu un alt material izolator adecvat. Formatoarele bobinelor se

execută, de regulă, tot din oțel inoxidabil. Distanțatoarele utilizate se fac din fibră de sticlă. Spirele se izolează cu lac, iar între ele se face o izolare cu benzi din fibră de sticlă și cu poliester izoftalic, astfel dispuse ca să se asigure o răcire bună a cablului. Bobinele din care este alcătuită înfășurarea mașinii homopolare se realizează sub forma unui tor dreptunghiular. Pentru evitarea unor conexiuni nedorite în procesul de confecționare a bobinelor se recomandă executarea acestora sub forma unor discuri duble.

Construcția bobinajului trebuie astfel realizată încât să nu permită producerea unor mișcări relative ale materialului din structură și ale conductorului față de scheletul de bază. Aceste mișcări pot conduce la o disipare mare de energie, ceea ce poate determina creșteri locale considerabile de temperatură, datorită căldurii specifice reduse a materialelor la temperatura heliului sau azotului lichid. Va rezulta o capacitate portantă redusă a curentului în acel loc al conductorului și va apărea pericolul unei suprasolicitări în cazul unui șoc electric. Sistemul de răcire al înfășurării trebuie astfel conceput încât să poată evacua surplusul de căldură datorat unei supraîncălziri locale.

În proiectarea mecanică a înfășurărilor S.C. este necesar să se acorde o atenție mult mai mare rezistenței materialelor decât în acela al unor bobine convenționale, deoarece forțele electromagnetice care apar în primul caz sunt mult mai mari decât în al doilea caz. La acestea se vor adăuga și acelea amintite mai sus, care apar datorită efectelor termice care survin în urma unor mici deplasări ale cablurilor S.C. în matriță datorită unor fisuri sau scurtcircuite care pot să apară. Înfășurarea S.C. este supusă la tensiuni interioare de întindere, care tind să rupă bobinajul și de compresie, care tind să o compactizeze. Forțele care generează aceste tensiuni se calculează așa după cum am văzut în capitolul doi, urmând ca, în funcție de rezultatele obținute, să se ia măsuri specifice de anihilare a efectelor negative ale lor, astfel încât să nu producă deteriorări ale bobinei în timpul funcționării acesteia. Prin proiectarea mecanică a acestor mașini se vor elimina toate tensiunile, reacțiile, cuplurile și momentele mecanice care apar în înfășurările S.C. Utilizarea teoriei plastice în viitor în calculele de rezistență ar putea conduce la construirea unor înfășurări S.C. mult mai fiabile [5;9;37;47].

4.1.2. PARTICULARITĂȚI PRIVIND CRITERIILE DE ALEGERE A INSTALAȚIEI DE REFRIGERARE A FLUIDULUI DE RĂCIRE A MAȘINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE

Instalația criogenică a înfășurării S.C. a mașinilor homopolare folosește în prezent ca și agent de răcire fie heliu lichid, fie azot lichid, în funcție de temperatura care trebuie asigurată. Există instalații care utilizează ambele fluide, azotul lichid servind la o primă răcire a instalației și a ecranelor acesteia, iar heliul lichid fiind utilizat la răcirea înfășurării S.C. Răcirea fluidului se face în instalația de refrigerare, care se poate afla în imediata vecinătate a mașinii, alimentarea făcându-se în acest sens prin conducte criogenice. Poate fi făcută și undeva în altă parte, caz în care agentul de răcire se transportă în butelii speciale, sub formă de lichid sub presiune livrat de firme de specialitate. Cazul al doilea este folosit atunci când mașina funcționează rar, având un număr redus de ore de funcționare pe an și când cantitatea de fluid de răcire necesară este mai mică. Se utilizează mai ales pentru N_2 lichid, gazul care rezultă după răcire putându-se

astfel evacua în atmosferă și deci nemaifiind nevoie de o recuperare și recomprimare a lui, acesta găsiindu-se suficient în natură.

Heliul se găsește în cantități mult mai mici în natură decât azotul. Se obține în mod curent din gazele naturale (metan) care se lichefiază, He rămânând sub formă de gaz impur, care după separare se rafinează. Azotul se obține din distilarea aerului lichefiat. Nici unul din fluide nu este toxic, dar trebuie mare atenție la manipularea lor în stare lichidă deoarece, mai ales He, dacă vine în contact cu orice fel de gaz îl poate solidifica pe acesta putând astfel obtura conductele prin care este vehiculat.

Reutilizarea heliului impune existența unei instalații cu circuit închis de răcire, ceea ce, împreună cu puterea suplimentară necesară lichefierii lui, conduce la costuri mult mai mari a întregii instalații criogenice și de refrigerare decât aceia necesară pentru lichefierea azotului.

În funcție de temperatura fluidului de răcire, de puterea electrică necesară evacuării căldurii și de cerințele mașinii la care se folosește acest fluid, se găsesc în prezent în lume mai multe tipuri de refrigeratoare comerciale, care la rândul lor sunt construite pe baza mai multor cicluri termodinamice de funcționare. În cele ce urmează voi prezenta succint dintre acestea cele mai cunoscute și mai mult folosite pentru răcirea înfășurărilor S.C.

Refrigeratorul Collins sau CHL (Collins Helium Liquefier), intrat în fabricație comercială în anii '70, se folosește aproape exclusiv azi pentru lichefierea heliului la temperatura de 4,5 °K. Se bazează pe un ciclu Claudiu format dintr-o comprimare izotermă, o destindere și o răcire izobară, dar și una sau mai multe răciri adiabate și în final o absorbție de căldură izobară. Refrigeratoarele comerciale de serie CHL au o putere de răcire de 20 – 90 W, necesară pentru coborârea temperaturii unui fluid cu un debit de 5 – 75 l/h, la 4,5 °K. Sunt folosite mai ales de marina SUA la motoarele navelor, inclusiv la acelea criogenice homopolare axiale.

Refrigeratorul Gifford-McMahon (GM). Este cel mai comercializat în întreaga lume, fiind cel mai simplu, mai compact și mai economic. Are capacitate mai mică, putere de răcire mai redusă și posibilitate de răcire numai pentru temperaturi mai mari de 6 – 8 °K. Gabaritul instalației, însă, este mic, de sub 1 mc. Are și cele mai mici pierderi de agent de răcire (în special He). Este foarte mult utilizat la răcirea fluidului pompelor criogenice pentru vid. Se bazează pe un ciclu format din 2 izobare, 1 izotermă și o răcire adiabată. Performanțele pe care le obțin se datoresc mai ales modificării constructive a refrigeratoarelor Stirling și a ciclului acestora prin eliminarea lucrului mecanic în mașina de expansiune și folosirea în locul acesteia a unui piston liber, denumit piston de refulare. Cel mai cunoscut model GM, de 10 W, răcește fluidul la 15 °K. Sunt unele instalații de acest tip în 3 trepte de răcire care pot să ajungă până la o temperatură de 7 °K. Din cauza capacității mici nu se folosesc decât în cazuri particulare, pentru răcirea înfășurărilor S.C. ale mașinilor electrice și a magneților de putere mare.

Refrigeratoarele GM/ JT (Gifford-McMahon/ Joule-Thomson) sunt similare cu acelea GM doar că acestea sunt prevăzute cu o valvă de tip Joule-Thomson pentru destinderea fluidului de răcire și o prelevare a gazului vaporizat, îmbunătățind performanțele tehnice ale acestora. Cel mai comercializat model consumă o putere electrică de 4,5 kW pentru ca să evacueze o putere calorică de 1 W, răcind fluidul la 4,2 °K. Eficiența

răcirii este de 1,6%. Se menționează că eficiența răcirii acestor instalații, indiferent de tip, este foarte redusă, ea scăzând de multe ori sub 1%. Datorită capacităților reduse nici aceste instalații refrigeratoare nu se folosesc în mod obișnuit la răcirea mașinile electrice S.C.

Refrigeratoarele Stirling. Utilizate de multă vreme, au reînăscut mai ales după 1990 de când, datorită perfecționărilor tehnice realizate mai ales în domeniul construirii lagărelor și al lubrefierii acestora la temperaturi foarte joase, au cunoscut o nouă viață. Instalațiile actuale sunt compacte, de capacitate mare, dar sunt mai puțin flexibile. Se bazează pe un ciclu format din 2 izoterme și 2 izocore. Refrigeratoarele Stirling actuale au compresoare lineare, în locul acelor rotative de mai înainte. Se utilizează de regulă pentru răcirea fluidelor la temperaturi mai mari de 40 – 50 °K. Instalația lucrează cu un fluid de răcire în circuit închis, nesolicitând înlocuirea periodică a acestuia. Sunt foarte fiabile, funcționează foarte silențios și în orice poziție sunt așezate sau chiar dacă sunt mișcate în timpul lucrului. Toate aceste calități recomandă acest tip de refrigerator pentru folosirea lui la motoare electrice criogenice mai mari, cum sunt acelea ale navelor și la generatoarele criogenice și deci în mod implicit și la mașinile criogenice homopolare care fac obiectul temei lucrării de față. Extinderea utilizării lor la acest tip de mașini se face mai ales în prezent, când folosirea cablurilor S.C. de tip HTS a permis răcirea N₂ lichid numai până la 77 °K. Pentru propulsia navelor unde se cere o mare fiabilitate și o viață lungă, precum și silențiozitate, mai ales în cazul submarinelor, sunt folosite sisteme mai sofisticate de răcire cu 2-3 refrigeratoare Stirling interconectate, pentru a spori siguranța în funcționare a instalației.

Cele patru tipuri de refrigeratoare prezentate se găsesc în prezent pe piață, fiind cel mai mult folosite în practică. Ele sunt fabricate în principalele țări industrializate, procurarea lor neridicând probleme deosebite. În lume se găsesc și alte tipuri de refrigeratoare, bazate și pe alte cicluri termodinamice, unele care pot coborî temperatura până în apropierea lui 0 °K, folosite în special în cercetare. Acestea însă nu sunt comerciale ca și acelea prezentate. Analiza caracteristicilor tehnice ale refrigeratoarelor comerciale permite să se concludă că pentru răcirea înfășurărilor S.C. ale mașinilor homopolare se recomandă utilizarea refrigeratoarelor Collins, în general, iar în cazul folosirii unor cabluri de tip HTS se recomandă mai ales folosirea acelor Stirling de tip nou.

La alegerea modelului și a sistemului de refrigerare, precum și a fluidului de răcire a înfășurărilor S.C., se vor avea în vedere în principal capacitatea de răcire a acestora, temperatura pe care o pot asigura, tipul răcirii (prin imersie în He sau N₂ lichid, prin conducte – supraconductori sau prin conducte de răcire), fiabilitatea și siguranța lor în funcționare. De regulă refrigeratoarele mașinilor homopolare trebuie să funcționeze fără reparații majore peste 50000 h. La alegerea lor nu se va neglija desigur nici costul acestora.

4.1.3. UNELE PROBLEME SPECIFICE ÎN PROIECTAREA ROTOARELOR MAȘINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE

Stabilirea definitivă a diametrului și respectiv a mărimilor constructive ale tamburului rotor și a criostatului se face după alegerea tipului și a formei acestei mașini, precum și după proiectarea electromagnetică a ansamblului înfășurare S.C.- tambur rotor și stabilirea dimensiunilor de gabarit ale acestuia. Diametrul rotorului va influența în mod direct, așa după cum s-a văzut, tensiunea electromotoare

care va apărea în armăturile lui. Deoarece t.e.m. este mică, se caută soluții constructive pentru reducerea acestui dezavantaj. În cazul mașinilor radiale, de exemplu, una din aceste soluții constă în majorarea numărului de discuri și conectarea lor electrică în serie. La mașina criogenică homopolară axială tensiunea indusului poate fi mărită prin segmentarea tamburului-rotor. Creșterea tensiunii electromotoare în armături, prin apelarea la metode constructive de acest fel, va constitui una din problemele pe care va trebui să le rezolve proiectantul.

Cu singura excepție și anume aceia a axului mașinii, toate componentele rotorice ale mașinilor criogenice homopolare se vor proiecta astfel ca să fie nemagnetice pentru a minimiza forțele care se exercită asupra înfășurării. Este bine, însă, dacă este posibil din punct de vedere al rezistenței materialelor, ca însuși arborele tamburului rotor să se execute din material nemagnetic.

Întrucât curentul electric ce urmează să treacă, prin circuitul indusului, prin intermediul mai multor seturi de contacte (de tip perie sau cu metal lichid), în circuitul indusului are valori de mii sau zeci de mii de Amperi, o altă problemă importantă în proiectarea mașinii criogenice homopolare o constituie găsirea unor inele colectoare adecvate, care să facă față acestei situații, știut fiind că acestea se deteriorează foarte repede, având drept consecință o fiabilitate relativ redusă a mașinii în ansamblul ei. Datorită acestor considerente, întotdeauna proiectarea rotoarelor mașinii criogenice homopolare axiale necesită un program special de cercetare și de testare a periiilor colectoare utilizate [5;6;7;41;47]. Până în prezent au fost folosite atât perii solide, cât și contacte lichide, sistemele existente însă neconducând la o satisfacere deplină a cerințelor. În toate cazurile au existat atât avantaje, cât și, mai ales, multe dezavantaje. Cerințele impuse în proiectare vor fi de realizare a unor perii cu o capacitate purtătoare mare de curent electric și pierderi mici de contact datorate frecărilor prin alunecare și a căderilor de tensiuni din acestea. Pentru alimentarea rotorului cu un curent cu o intensitate mare va fi necesar, în cazul contactelor solide, să se asigure formarea unui film stabil de oxizi de-a lungul cursei inelelor colectoare. Se va avea în vedere, însă, că un număr mare de perii amplasate în lungul acestei curse ar putea inhiba formarea acestui film.

S-a demonstrat experimental că periiile pot funcționa fără nici o deteriorare și fără o reducere a performanțelor lor în situația în care suprafața inelelor colectoare este acoperită cu perii numai până la 50 %. Aceleași experiențe au stabilit însă că o acoperire a suprafeței cu perii mai mare de 50 % ar putea conduce la o uzură mărită a inelelor colectoare în ansamblul lor [5]. Rezultă, de asemenea, că amplasarea inelelor colectoare trebuie judicios aleasă, astfel ca să se găsească locul optim de amplasare a periiilor. Se va ține cont de faptul că suprafața inelelor colectoare trebuie astfel poziționată încât să urmărească liniile fluxului magnetic, deoarece orice flux care va traversa interfața perie - inel colector ar putea conduce la apariția unui curent electric care să circule în jurul periei și care ar putea provoca pierderi de putere și chiar deteriorarea acestora.

Aranjarea periiilor pe segmentele inelelor colectoare trebuie astfel făcută încât să nu producă scurtcircuite între armături. Între segmente tensiunea electrică nu trebuie să depășească 20 - 30 V. Periiile se vor dispune pe inelele colectoare în mod alternant și sunt conectate pentru a obține un circuit în serie. Când un set de perii se va afla pe un segment al unui inel colector, segmentele inelelor colectoare alăturate nu trebuie să fie conectate la nici o perie și deci nu va funcționa. Când un set de perii va fi conectat cu doi

segmenti ale inelelor colectoare adiacente, curentul electric va fi împărțit între conductoarele segmentate ale inelelor colectoare de partea interioară și exterioară a acestora. Din acest motiv, sistemul va necesita comutarea curentului de pe un set de conductori rotorici pe următorul, randamentul cu care se efectuează acest lucru depinzând de inductanța conductorului.

Dispozitivul de asigurare a presiunii constante a perii trebuie proiectat cu o toleranță suficient de mare pentru a asigura o funcționare satisfăcătoare, iar pentru acest lucru este necesară sprijinirea perii împotriva încărcărilor laterale ale lor. În acest scop se pot realiza perii articulate, fapt ce conduce la un rezultat mai bun.

Prin proiectare trebuie să se asigure, de asemenea, răcirea corespunzătoare a inelelor colectoare. Folosirea unor materiale necorespunzătoare pentru inelele colectoare și respectiv pentru perii, poate conduce la o reducere a randamentului motorului cu până la 20 %. Din acest motiv acordarea unei importanțe deosebite proiectării acestora și alocarea unor sume importante în vederea testărilor respective este pe deplin justificată. În cazul unor mașini de o putere mare proiectarea adecvată a inelelor colectoare poate conduce la obținerea unor randamente ale mașinii de peste 95 %, în prezent atingându-se chiar procente apropiate de 99%. Astfel de performanțe se pare că au fost atinse în experimentările care se fac în SUA cu colectoare de curent cu metal lichid [41].

În cele expuse până acum în acest capitol am analizat câteva dintre cele mai importante particularități tehnice ale mașinilor criogenice homopolare axiale care trebuie avute în vedere în cadrul lucrărilor de proiectare a acestora. O parte din particularitățile tehnice ale acestui tip de mașini, semnalate mai sus, trebuie să constituie teme distincte de cercetare și proiectare în cadrul metodologiei de proiectare a acestora. Prin semnalarea lor am căutat, de asemenea, să atrag atenția acelor care abordează teme similare de cercetare și proiectare asupra problematicii specifice acestor mașini.

4.2. CONSIDERAȚII ECONOMICE PRIVIND COSTURILE DE CONSTRUIRE ȘI EXPLOATARE A MAȘINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE

În orice domeniu de activitate inițierea unor investiții impun evaluarea costurilor respective în cadrul studiilor de fezabilitate care se elaborează. Cunoașterea costurilor este cu atât mai necesară cu cât aceste investiții vor fi făcute într-o ramură a tehnicii mai nouă și mai puțin cunoscută și pentru realizarea unei mașini electrice mai speciale, cum este cazul mașinii criogenice homopolare. Costurile de construire și exploatare a acestor mașini sunt deosebit de ridicate. Ele sunt greu de cuantificat datorită sărăciei informațiilor pe care le avem în legătură cu această tematică. Pot fi analizate însă costurile unor subansamble cu privire la care există unele date și astfel să se poată aproxima ordinul de mărime a costului întregii mașini.

Utilizarea materialelor S.C. la realizarea unor mașini devine obligatorie în două situații distincte și anume atunci când anumite performanțe tehnice nu pot fi atinse cu materialele convenționale, ci numai cu acelea S.C., iar instalația la care se utilizează este absolut necesară și de neînlocuit și atunci când costul de realizare și exploatare a acestor mașini este mai mic sau cel mult egal cu acela al celor convenționale existente. În alte cazuri investiții în astfel de mașini criogenice nu se vor face decât în situația promovării unor cercetări fundamentale sau aplicative pe această tematică.

Calculul costurilor de fabricație și exploatare a unei mașini criogenice homopolare axiale face parte integrantă din cadrul metodologiei de proiectare a acestora, făcând parte, în primul rând, din etapa de proiectare preliminară, prezentată în cuprinsul capitolului unu. Calculele din această etapă vor sta la baza elaborării studiului de fezabilitate tehnico-economică a investiției. Menționez însă că în toate etapele de proiectare optimizarea costurilor de construire și exploatare trebuie să constituie una din ipotezele principale de lucru. Optimizarea costurilor este indispensabilă și aceasta mai ales în cazul unor cheltuieli de fabricație și de exploatare ridicate, unde reducerea lor chiar și cu un procent poate conduce la economii globale semnificative.

Există mai multe moduri de calcul al costurilor. Dintre acestea amintesc:

- Calculul general al costurilor care cuantifică cheltuielile de fabricație prin evaluarea acestora pe subansamble mari. Este o metodă folosită în principal în studiile și cercetările științifice, precum și în studiile de oportunitate a unor investiții.
- Calculul costurilor de fabricație a produsului și respectiv elaborarea unui deviz de execuție a acestuia care face parte integrantă din proiectul de realizare a mașinii criogenice homopolare. În cadrul acestei metode se calculează în detaliu cheltuielile de fabricație ale mașinii respective.
- Calculul tehnico-economic de realizare și de exploatare a mașinii folosit în studiile de comparare și optimizare a produsului bazat pe calculul preliminar al acestuia. Această metodă are în vedere în permanență pe de o parte o comparare a rezultatului calculelor cu acelea ale unor subansamble și ansamble similare și pe de altă parte o analizare a posibilităților de optimizare a costurilor prin utilizarea unor rezultate tehnice și tehnologice mai performante obținute în ultima perioadă în domeniul respectiv. Este o metodă folosită în realizarea investițiilor în general, dar mai ales în cazul unor instalații puțin cunoscute pe plan mondial, care antrenează costuri de investiții importante, cum este cazul mașinilor criogenice homopolare.

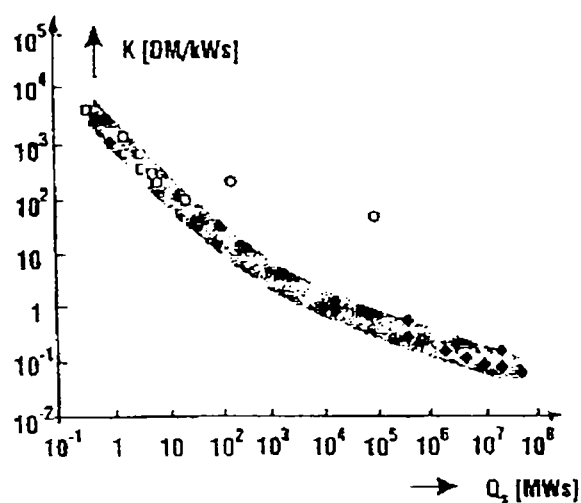


Fig. 4.3. Costurile specifice K ale unor magneți solenoidali S.C. la proiectare (\blacklozenge) și după construire (\square), în funcție de energia dezvoltată Q_s , precum și a unor magneți toroidali S.C. (\circ).[47]

În cele ce urmează vor fi evaluate costurile de fabricație a mașinilor criogenice homopolare cu prima metodă deoarece, pe de o parte literatura de specialitate conține puține date referitoare la costurile de realizare a acestor mașini în ansamblul lor (făcând totuși unele referiri la costul de producție al unor subansamble similare cu ale acestora), pe de altă parte având în vedere că metoda are avantajul obținerii unei cifre aproximative, dar orientative, a costurilor de fabricație. S-a constatat însă că prin această metodă se obțin valori, în general, mai optimiste, costurile de realizare propriu zise fiind de regulă mai mari. așa după cum reiese și din graficul din fig. 4.3.

Acest fapt se datorează unor factori imprevizibili care intervin în fabricație, a caracterului de unicat sau serie mică a lucrărilor, precum și datorită costurilor cu manopera și cu anumite materiale a căror tendință generală este de creștere. În același timp perfecționările tehnice și mai ales acelea tehnologice au o influență inversă, de scădere a acestor costuri. Evaluarea făcută pentru principalele subansamble ale mașinilor criogenice homopolare axiale va permite în final o aproximare suficient de satisfăcătoare a costurilor de fabricație pentru întreaga mașină, precum și efectuarea, pe baza lor, a unei analize pentru fiecare subansamblu în parte.

1. CALCULUL COSTURILOR DE REALIZARE AL ÎNFĂȘURĂRII S.C. ALE UNEI MAȘINI HOMOPOLARE AXIALE

Acest calcul se poate face în detaliu numai după alegerea formei constructive a mașinii, a efectuării calculului electromagnetic al înfășurării S.C. și după determinarea dimensiunilor constructive ale acesteia, a volumului și greutateii ei. Mărimea acestor costuri depinde în principal de greutatea și volumul înfășurării S.C., de tipul și caracteristicile cablului S.C. utilizat, de modul de realizare a bobinării și de matricea folosită în acest scop, de cheltuielile din exploatare și de costul puterii de alimentare cu c.c. Desigur mai sunt însă și alți factori mai puțin semnificativi care influențează aceste costuri. O primă aproximare a acestor costuri se poate face, însă, pornind de la mărimile stabilite în calculul preliminar.

a.) Costul sârmelor S.C. În prezent se fabrică în mod curent atât sârme S.C. de tip LTS, cât și de tip HTS. Ultimele au intrat în producție de serie după anul 1995. În primul capitol au fost prezentate datele tehnice cu privire la acestea. Prețul lor se dă de obicei în una din următoarele forme: preț pe kg, preț pe kA de curent critic și metru la o densitate de flux magnetic maxim și preț pe metru de lungime. Literatura de specialitate [13;41;47] și întreprinderile vizitate în perioada de documentare din Germania mi-au permis evaluarea următoarelor mărimi pentru aceste costuri:

- *Pentru sârma LTS din NbTi* cu diametru de 0,5 – 1 mm, în matriță de Cu, prețul era în anul 1999 de aproximativ: 100 – 200 DM/ kg; 5-8 DM/ kA, m, pentru până la 8 T; 50 – 150 DM/ m.

Se menționează că în cazul altor matrici și a unor conductori cu filamente mai subțiri prețul poate crește, uneori substanțial (E vorba de până la de zece ori prețul sârmei menționat mai sus).

- *Pentru sârma LTS Standard din NbSn₃*, fabricată prin diferite procedee tehnologice, se dau următoarele valori orientative: 1000 – 2000 DM/ kg; 60 – 120 DM/ kA, m, pentru până la 13 T; 500 – 1200 DM/ m.

- *Pentru sârma HTS din Bi/ 2223 în înveliș de Ag*, fabricată în anul 1995 la o singură firmă în lume la un preț de 6000 DM/ kg, în anul 2000 se comercializa, la un preț mult mai scăzut și anume: 200 – 600 DM/ kg; 700 – 1600 DM/ kA, m, pentru până la 25 T; 80 – 200 DM/ m.

Acest ultim exemplu ilustrează rapiditatea scăderii prețului acestor sârme, ele devenind din ce în ce mai competitive și justifică, pe de altă parte, alegerea făcută în lucrare la selectarea cablului luat în calcule.

b.) Costul confecționării unor benzi și cabluri S.C. la comandă

În majoritatea cazurilor cablurile S.C. se înserează în matrici din diferite materiale (Cu, Al, Ag, Ti) și se îmbracă într-o cămașă exterioară de oțel. Pașii de prelucrare utilizează tehnologii foarte diferite, uneori improvizate la fața locului, antrenând de multe ori costuri foarte ridicate. Astfel, de exemplu, pentru

confecționarea conductorului Euratom – LCT [47], din NbTi, costul total a ajuns la 1000 DM/ m, prețul sârmei S.C. reprezentând doar 15% din această sumă.

Pentru aceste cabluri S.C., făcute din sârme de NbTi la comandă, prețul de vânzare este următorul [47]: 400 – 1100 DM/ kg; 63 – 400 DM/ kA, m, pentru până la 8 T; 1000 – 4000 DM/ m.

Pentru cablurile făcute la comandă din sârme S.C. din Nb₃Sn - deoarece se mai adaugă la cheltuielile de mai sus acelea cu cablarea multiplă, cu finisarea țevii de învelire și tragerea în manta - costurile totale vor ajunge la [47]: 2500 – 3500 DM/ kg; 70 – 83 DM/ kA, m, pentru până la 13 T; 8000 – 10000 DM/ m.

Costul ridicat al acestor cabluri impune o proiectare a înfășurării S.C. la un volum (și deci și la un cost) minim, fapt pentru care s-a propus alegerea formei constructive inițială a mașinii homopolare astfel încât înfășurarea S.C. să fie amplasată sub nivelul razei tamburului rotor, iar secțiunea acesteia să se apropie cât mai mult de un patrat, condiții care conduc la un volum cât mai mic al solenoidului S.C.

c.) Costul de execuție a înfășurării S.C. În această privință informațiile sunt și mai puține, aceste costuri variind foarte mult de la caz la caz, lucrările de fabricație având un caracter manufacturier. Ele variază în principal în funcție și de conținutul energetic al sistemului (cu cât acesta este mai mare cu atât costul pe unitatea energetică dezvoltată este mai redus). Pentru a avea o imagine a mărimii acestor costuri, în fig. 4.3 sunt redate costurile specifice ale unor înfășurări S.C. solenoidale, utilizate la confecționarea în Karlsruhe a unor magneți, la începutul deceniului trecut, în funcție de energia pe care o pot dezvolta. Sunt date atât mărimile calculate la proiectare, cât și acelea obținute în urma construirii lor.

Este de remarcat costul optimist calculat la proiectare și acela mult mai ridicat evaluat după construirea solenoidului S.C. respectiv. Se observă că în timp ce pentru fabricarea solenoidului S.C. - care poate dezvolta o energie de 1 – 10 MWs - costul rezultat a fost de cca. 10⁵ – 10⁶ DM, la proiectarea acestuia valorile au fost de cca 10³ ori mai mici, eroarea de calcul fiind semnificativă.

La aceste costuri se mai adaugă desigur și acela de procurare a tot ce este necesar, precum și acelea cu regia și beneficiul întreprinderii care execută comanda respectivă. Ele pot fi approximate ca fiind mai mari cu cca 30% față de acelea totale.

2. COSTURILE DE CONSTRUIRE ALE CRIOSTATULUI MAȘINII HOMOPOLARE CRIOGENICE

Răcirea înfășurării S.C., în acest caz, este de regulă de tipul cu stabilitate totală, solenoidul fiind imersat într-o baie de He sau N₂ lichid, într-o cuvă de tip Dewar. Costul criostatului este proporțional cu mărimea înfășurării S.C. Aceste costuri se compun din acela al agentului de răcire (He sau N₂ lichid), al cuvei criostatului, al camerei vidate a acestuia, al suporturilor, elementelor de fixare și de distanțare, al conductelor fluidului de răcire care sunt izolate în vid, al supraizolației și eventual al unui ecran termic răcit cu azot lichid sau cu gazul de He sau N₂ care este evacuat din camera cu înfășurarea S.C. Aceste părți componente se construiesc, în general, din oțel austenitic, executate prin suduri pretențioase, făcute cu o verificare atentă a etanșeității lor. Mărimea instalației de răcire și a costurilor acesteia K_r se apreciază ca fiind proporționale cu necesarul de putere electrică W_k pentru obținerea agentului de răcire, la o anumită

temperatură. Câteva valori orientative ca ordin de mărime pentru costul criostatului de forma unui tor ar fi următoarele [13;47]: cca 3000 DM/ m lungime a torului; sau de 50 – 100 DM/ kg pentru partea prelucrată și verificată.

Costul conductoarelor de He sau N₂ lichid, izolate în vid (țevă cu pereți vidați), în funcție de complexitatea instalației se poate aproxima, la rândul lor, la: 1000 – 5000 DM/ m.

3. COSTUL INSTALAȚIEI DE RĂCIRE, RESPECTIV A REFRIGERATORULUI.

Acest cost este în funcție de căldura ce urmează a fi evacuată din criostat, datorată creșterii temperaturii ca urmare a pierderilor magnetice și a celor datorate pătrunderii căldurii din exterior prin radiație și conducție. Pierderile magnetice sunt datorate curenților turbionari din matriță și fierul solenoidului S.C., a histerezei din înfășurarea S.C. și din fier, precum și apariției unor curenți pulsatori în S.C.

Costul instalației de refrigerare se poate aproxima în funcție de capacitatea acesteia și respectiv de puterea electrică W_K necesară pentru evacuarea căldurii din instalație și respective pentru răcirea He sau N₂ lichid la o temperatură impusă de funcționarea înfășurării în regim de S.C., dar mai ales în funcție de destinația mașinii pe care o deservește. În prezent pe piață se comercializează diferite tipuri de refrigeratoare (așa după cum s-a arătat), prețul lor putându-se afla relativ ușor, costul total al instalației de răcire incluzându-l pe acesta. Aproximarea acestor costuri K_r este redată în fig. 4.4. în funcție de puterea electrică W_K amintită [47].

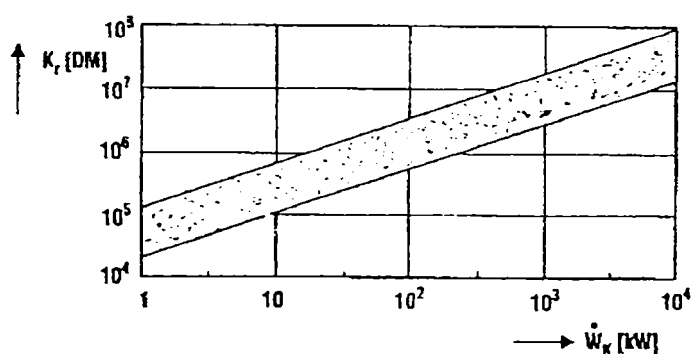


Fig. 4.4. Costurile aproximative K_r ale unor instalații de răcire date în funcție de necesarul de putere electrică W_K a acestora [47].

achiziționeze agentul de răcire în recipiente speciali direct de la firmele de specialitate producătoare, aceasta reprezentând, în acest caz, o soluție mai economică

Costul de procurare a He și N₂ lichid, în Germania, era de 30 DM/l He lichid și 0,2 – 0,4 DM/ l N₂ lichid. Atunci când în criostatul mașinii se folosește numai căldura de evaporare a lichidului de răcire și instalația nu este prevăzută cu recuperatoare de căldură în care gazul care se evacuează, după ce a răcit înfășurarea S.C., să răcească criostatul în exterior, (ca să răcească, de exemplu, ecranul de radiație sau conductele, atunci desigur costul specific de răcire a agentului va fi mai mare. În acest caz acest cost va fi de 21 – 42 DM/ Wh pentru He lichid și de 0,045 – 0,09 DM/ Wh pentru N₂ lichid.

Costurile în cazul răcirii cu N₂ lichid sunt... Se remarcă faptul că o instalație de răcire cu azot lichid la 80 °K este de circa 40 de ori mai ieftină decât a uneia cu He lichid la 4,2 °K.

Odată cu creșterea mărimii refrigeratorului scade costurile specifice raportate la unitatea de putere electrică necesară răcirii. Din acest motiv se recomandă ca, atunci când se poate, pentru necesitățile sporadice sau pentru mașini criogenice de dimensiuni mici, să se

Eficiența refrigeratoarelor este foarte redusă. Astfel, de exemplu, pentru o căldură de evacuat din fluidul de răcire de 100 W este necesară o putere electrică a instalației de cca 6,5 – 7,5 kW, rezultând o eficiență economică de doar 1,4 – 1,6 % [13;41;47].

Costurile cu răcirea solenoidului S.C. se reduc mult prin utilizarea la construirea înfășurării a unor cabluri de tip HTS și deci prin folosirea ca și agent de răcire a N₂ lichid la 80 °K.

Costul exploatării curente a refrigeratorului depinde de randamentul acestuia, de timpul de funcționare, de tipul lui, de temperatura de răcire a agentului respectiv și de pierderile de fluid de răcire pe de o parte, precum și de căldura evacuată și respectiv de capacitatea acestuia pe de altă parte. Datorită multitudinii de influențe exercitate de diversele componente asupra costului sistemului de răcire alegerea acestuia depinde în cea mai mare măsură de experiența proiectantului.

4. COSTUL TAMBURULUI ROTOR AL MAȘINII CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE ȘI A INSTALAȚIEI DE COLECTARE A CURENTULUI.

În literatura de specialitate nu se găsesc referiri directe la aceste costuri. Ele sunt desigur practic proporționale cu mărimea mașinii. O primă aproximare poate fi făcută pentru rotor, ordinul de mărime fiind ca și acela al unui rotor al unui generator sincron criogenic de c.c. convențional. În unele situații [98] se apreciază că în cazul unor grupuri turbină-generator criogenic de putere de la 300 MVA la 1200 MVA, costul rotorului reprezintă cca 23,3 – 31,9% din acela al întregului generator. Costul ansamblului turbină generator estimându-se la cca 16 – 43 mil. \$, în funcție de putere (dar și de o serie întreagă de alți factori), costul generatorului revine la cca 7 – 25 mil. \$. Se va putea aproxima un cost al rotorului în jur de 1,7 – 8 mil. \$. Acestea sunt doar cifre orientative, pentru a putea aprecia ordinul de mărime al acestora. Costul rotorului mașinii criogenice homopolare axiale va fi ceva mai ridicat decât acela al unui generator de c.c. convențional, dar mult mai mic decât al generatorului criogenice de același tip gabaritic.

Costul, însă, al unei instalații de colectare de curent nu poate fi asimilat cu nimic. Aceste instalații variază foarte mult atât în funcție de tipul lor, cu perii sau cu metal lichid, cât și în funcție de forma constructivă a mașinii și de concepția de realizare a acesteia. De regulă, în practică, deocamdată, aceste instalații au caracter de unicat, după construirea lor urmând să se testeze înaintea asamblării finale a mașinii. În funcție de rezultatele obținute în timpul acestor testări se definitivează construcția finală a lor. Acest lucru este necesar de făcut neexistând încă o producție de serie a acestui tip de mașini. Această tehnologie de fabricație antrenează costuri importante, ele putând fi foarte vag approximate în faza de proiectare.

Dacă pentru toate celelalte componente ale unei mașini criogenice homopolare costurile se pot aproxima cu o eroare nu prea mare, acestea regăsindu-se și în componența altor mașini sau utilaje care se fabrică deja în mod curent, pentru aceste subansamble evaluarea costurilor se poate face numai sub rezerva unor erori destul de mari.

5. COSTURI DIVERSE LA FABRICAREA ȘI EXPLOATAREA MAȘINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE

La construirea și exploatarea acestor mașini apar și o serie de alte costuri, dintre care vor fi enumerate mai jos doar cele mai importante:

- Costul ecranelor de protecție termică și electromagnetică:

- Costul pompei de vid înalt;
- Costul cu monitorizarea funcționării mașinii;
- Costul siguranței în funcționare și a circuitelor de protecție. Cerințele privind siguranța în funcționare sunt foarte diferite în funcție de locul de utilizare a mașinii în practică, fapt ce face ca și aceste costuri să difere foarte mult. Astfel, de exemplu, atunci când mașina criogenică homopolară se folosește ca și motor al unor submarine (fiind una din utilizările cele mai importante ale acestora), se impun măsuri deosebite de siguranță în exploatare. Aceasta se materializează prin dublarea sau chiar triplarea unor subansamble, cum ar fi acelea ale refrigeratoarelor, a circuitelor de putere și de protecție etc. Deoarece accesul, în caz de avarie, atât la rotor, cât și la înfășurarea S.C., este mult mai greu decât la mașinile convenționale, reparațiile fiind dificil de executat, aceste subansamble se vor supradimensiona în faza de proiectare, lucrându-se cu coeficienți de siguranță mult sporți. În cazul submarinelor o cerință suplimentară care se pune este ca mașina să permită cuplări și decuplări rapide de la plină sarcină într-un sens de rotație al elicei, la plină sarcină în sens contrar. Această flexibilitate mare atrage, de asemenea, costuri suplimentare importante. Un alt cost suplimentar intervine atunci când pentru anumite situații limită se solicită asigurarea unui anumit vârf de sarcină. Toate aceste măsuri de siguranță în funcționare, de fiabilitate sporită și de viață mai lungă, vor antrena și o sporire semnificativă a costurilor. Datorită acestor considerente în cadrul metodologiei de proiectare se va ține cont de ele, în lucrare urmând să se facă referiri speciale privind siguranța în exploatare a mașinii criogenice homopolare axiale.
- Costul de exploatare cauzat de alimentarea cu putere a înfășurării S.C., precum și a rotorului mașinii, dacă aceasta lucrează ca și motor. La alimentarea solenoizilor convenționali cu putere electrică, ordinul de mărime al acesteia este mult mai mare decât în cazul unora S.C. Costul specific de putere, în ambele situații, este, însă, mai mare la puteri de ieșire mai mici, decât la acelea mai mari. Costul specific de alimentare cu putere a unor generatoare criogenice de curent electric, la mersul în sarcină, în Germania, se estimează că se situează la un nivel de $K_p = 5000 - 8000 \text{ DM/kW}$. Pentru mersul în gol aceste valori se triplează. În SUA aceste costuri sunt asemănătoare cu acelea din Germania și anume $K_p \geq 3000 \text{ \$/kW}$ [47].
- Costul general de întreținere a mașinilor criogenice homopolare. Cea mai mare parte din aceste costuri au fost deja menționate. Costurile cu întreținerea curentă sunt asemănătoare cu acelea ale mașinilor convenționale. Costurile cu repararea ocazională și planificată sunt mai reduse, mașinile criogenice fiind mai fiabile și având o viață mai lungă. Reparațiile capitale însă, sunt mult mai costisitoare, datorită complexității mai mari și a unor costuri cu piesele de schimb mai mari.

6. COSTUL DE ANSAMBLU AL MAȘINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE

Referiri directe la acest cost nu se găsesc în literatura de specialitate. Aceste costuri pot fi însă approximate (așa după cum s-a mai menționat), prin asimilarea, ca ordin de mărime, cu acelea ale unor grupuri energetice turbină cu abur – generator criogenic cu doi poli, costuri pentru care se găsesc referiri bibliografice [13;43;47;98]. Astfel, de exemplu, studii recente (1995) au permis evaluarea comparativă a costurilor specifice a unor grupuri turbină cu aburi-generator electric cu 2 și 4 poli, atât convenționali, cât și

criogenice, în funcție de puterea lor. Graficul care redă variația funcției respective este redat în fig. 4.5. Se constată că generatoarele criogenice cu 2 poli, prin asimilare deci și generatoarele criogenice homopolare axiale, deocamdată, devin mai rentabile decât acelea convenționale doar la puteri mai mari de 800 - 1200 MVA, iar generatoarele criogenice cu 4 poli la puteri mai mari de 1400 - 1700 MVA.

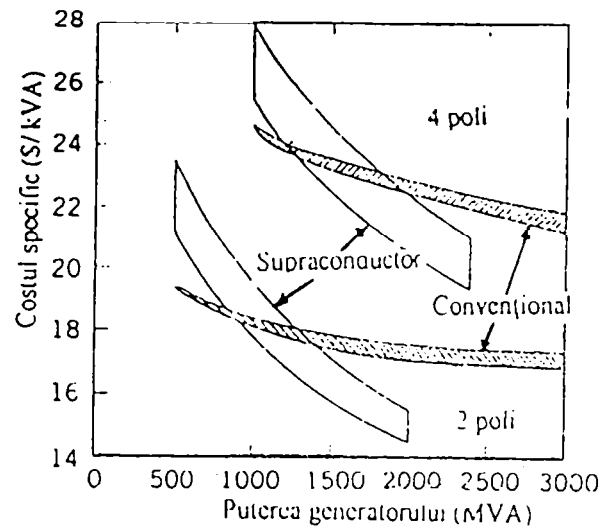


Fig. 4.5. Variația costului unui grup turbină cu abur – generator S.C. și al unui convențional, cu 2 și cu 4 poli, în funcție de puterea electrică furnizată [43].

Se preconizează ca prin utilizarea unor cabluri S.C. de tip HTS generatoarele criogenice, în general (și în mod implicit și acelea homopolare), vor deveni, în scurt timp, competitive și pentru grupuri energetice mai mici de 100 MVA, încadrându-se astfel tendinței actuale pe plan mondial de a se construi grupuri energetice mai mici de 500 MVA. Acest fapt permite să se conclueze că generatoarele criogenice (implicit acelea homopolare), vor fi utilizate practic la scară industrială doar atunci când costul lor va fi mai redus decât al acelor convenționale și mai ales în cazul unor puteri mai mici de 100 MVA.

Folosirea motoarelor criogenice homopolare axiale la nave și submarine, unde se cer puteri mari și anumite proprietăți pe care aceste mașini le posedă, le face competitive în acest domeniu chiar și la ora actuală. În prezent sunt câteva țări în lume care datorită acestor proprietăți, precum și datorită competitivității costurilor, își dotează o parte din flotă (mai ales aceia militară), cu astfel de motoare criogenice.

Compararea investițiilor făcute pentru construirea unor mașini criogenice homopolare cu altele similare convenționale se poate face în trei moduri:

- compararea costurilor de investiții (de capital);
- compararea bazată pe timpul de recuperare și respectiv de imobilizare a fondurilor, caz în care costul de capital se mai înmulțește și cu factorul dobânzii și al numărului de ani de imobilizare al acestor sume;
- compararea costurilor operaționale care include și cheltuielile de exploatare, calculate pentru 8000 ore de funcționare/ an, pe lângă acelea de la poziția precedentă.

Această comparare se face, de obicei, în cadrul studiului tehnico-economic de evaluare a necesității, oportunității și eficienței investiției.

Din cele prezentate rezultă că deși referiri directe la costul de fabricație și de exploatare a mașinilor criogenice homopolare axiale nu se găsesc în literatura de specialitate, un calcul aproximativ poate fi făcut, prin evaluarea costurilor pe subansamblele componente ale acestora. În final se poate face o comparație, și eventual o corectare a rezultatelor obținute, cu costul unor mașini similare care se regăsesc în literatură. Se poate afirma că mărimea acestor costuri este foarte ridicată, deocamdată, atingând valori de peste 10 milioane \$ în cazul unor generatoare criogenice homopolare axiale de puteri în jur de 1 GVA, dar se poate estima totodată că această sumă are o tendință de scădere continuă odată cu realizarea unor noi descoperiri și perfecționări tehnice și tehnologice. Prognozele apreciază o reducere a acestor costuri în special datorită tendinței de scădere a prețului cablurilor S.C. Acest fapt justifică intensele cercetări din acest domeniu în diferite laboratoare, institute de cercetare și întreprinderi din lume, ceea ce ne permite să afirmăm că rezultatele nu se vor lăsa mult așteptate și utilizarea în practică a mașinilor criogenice homopolare axiale își va găsi o largă aplicabilitate nu peste foarte mult timp, datorită, în principal, dezvoltării rapide a tehnicii și a tehnologiei din ultimul timp.

V. CONSIDERAȚII PRIVIND OPTIMIZAREA SOLUȚIEI CONSTRUCTIVE ȘI A METODICII DE PROIECTARE A MAȘINILOR CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE.

5.1. ANALIZA SOLUȚIEI CONSTRUCTIVE ȘI DE DIMENSIONARE A ANSAMBLULUI SOLENOID S.C.-TAMBUR ROTOR-ECRAN AL UNEI MAȘINI HOMOPOLARE AXIALE

5.1.1. OPTIMIZAREA SOLUȚIEI CONSTRUCTIVE ȘI A DIMENSIONĂRII ANSAMBLULUI SOLENOID S.C.-TAMBUR ROTOR-ECRAN AL UNEI MAȘINI HOMOPOLARE AXIALE.

Analiza care se face în cadrul optimizării soluției constructive a unei mașini criogenice homopolare axiale ecranate trebuie să aibă în vedere pe de o parte principiul maximizării tensiunii electromotoare și respectiv a puterii mașinii, iar pe de altă parte principiul minimizării costurilor de fabricație, care sunt direct proporționale în principal cu costul înfășurării S.C., ponderea acestuia fiind foarte mare în costul total de fabricare a mașinii.

Pentru a urmări realizarea primului principiu s-a admis ca și ipoteză de lucru o amplasare a generatoarelor active ale tamburului rotor față de înfășurarea S.C., de așa manieră încât să obținem o tensiune electromotoare maximă, păstrând constantă lungimea activă a armăturilor $l = l_e - l_i$. În exemplele de calcul luate s-a admis, deci, un $l = 0,48$ cm, mărime care s-a menținut constantă pentru toate iterațiile făcute, cu excepția ultimei unde s-a urmărit stabilirea lungimii optime a acesteia. Se știe că orice creștere a volumului înfășurării S.C. conduce la mărirea puterii, dar și a costurilor. Pentru a înlătura această influență în toate calculele s-a mai admis ca și ipoteză de lucru și menținerea constantă a volumului benzii S.C., și anume de $V = 0,02512$ m³ (corespunzător dimensiunilor solenoidului cu $a_1 = 400$ mm; $a_2 = 600$ mm și $H = 400$ mm luat ca și exemplu de calcul în paragrafele precedente), Această ipoteză de lucru îmi va permite să urmăresc influența formei geometrice a secțiunii înfășurării S.C. asupra tensiunii electromotoare U_{tem} și a puterii mașinii P . O altă ipoteză de lucru a fost aceea a menținerii constante a razei centrului de greutate a secțiunii înfășurării S.C. în toate iterațiile de calcul, cu excepția cazului de la punctul al cincilea în care se va urmări tocmai influența pe care o are modificarea acestei raze.

Satisfacerea tuturor acestor cerințe s-a obținut pentru ansamblul solenoid S.C. – tambur rotor – ecran prin efectuarea asupra acestuia a unei optimizări a locului de amplasare a armăturilor față de solenoid, a geometriei secțiunii înfășurării S.C. în condițiile păstrării constante a volumului și a centrului de greutate a acesteia și, în final, a modificării poziției acestui centru de-a lungul direcției axei O_r , volumul înfășurării păstrându-se constant. Întreg ansamblul acestor operații se realizează prin efectuarea analizei unor cazuri distincte făcute în mod separat pentru fiecare și prin compararea rezultatelor obținute atât cu metoda de calcul a potențialului magnetic scalar (notată prescurtat MPMS), pentru ansamblul neecranat, cât și prin aceia

a potențialului magnetic vector (abreviată MPMV) în cazul ecranării acestuia. În urma efectuării unor serii de iterații de calcul, rezultatele le-am grupat în mod adecvat în tabele în vederea realizării analizei amintite, evaluării lor și formulării concluziilor care se desprind. Toate datele de proiectare, relațiile de calcul și metodologia de lucru, prezentate în paragrafele precedente, s-au păstrat pentru toate iterațiile respective. Modificările specifice care apar de la un caz la altul sunt menționate la punctul respectiv.

Prima serie de cazuri analizate am făcut-o pentru poziționarea în mod diferit a tamburului rotor față de solenoid. Rezultatele finale le-am centralizat tabelar (tabelele 5.1 ÷ 5.8), în timp ce acelea intermediare sunt redată, tot tabelar, dar în anexe la teză (vezi anexa a 6-a cu tabelele A5.1 ÷ A5.37). În tabelele din teză am redat numărul tabelului din anexa 6 cu rezultatele calculate prin metoda MPMV, precum și a celui corespondent cu datele obținute prin metoda MPMS.

Rezultatele prezentate le-am obținut, pe de o parte, cu programul MPS2 scris pe baza metodei potențialului magnetic scalar descrisă pentru ansamblul neecranat, iar, pe de altă parte, cu lanțul de programe, MPV2 și MPV5 elaborate pentru calculul ansamblului ecranat prin metoda potențialului magnetic vector. Principiul minimizării costurilor se realizează în principal prin reducerea volumului și respectiv a greutateii benzii S.C., iar principiul maximizării puterii se va obține în urma calculelor de optimizare făcute pentru un solenoid cu geometria suprafeței secțiunii înfășurării diferită și pentru diferite moduri de amplasare ale armăturilor tamburului rotor față de aceasta. Rezultatele obținute, analiza acestora și concluziile formulate în final vor conduce la soluția optimă pentru dimensionarea ansamblului cercetat.

1. Pentru a se putea studia influența exercitată asupra parametrilor tehnici a modului de dispunere a armăturii rotorului față de o înfășurare S.C. subțire și dreptunghiulară, acestea s-au poziționat, pentru început, deasupra, după aceea lateral și la mijlocul solenoidului, iar în final sub acesta. Am efectuat o serie de trei iterații de calcul în care s-au modificat doar raza R_r a tamburului, poziția periiilor interioare l_i de pe acesta și exterioare l_e , păstrând constantă lungimea armăturilor conform ipotezei de lucru și egală cu $l = l_e - l_i = 0,48$ m. Dimensiunilor înfășurării cu secțiune dreptunghiulară le-am atribuit pentru aceste iterații următoarele mărimi: $a_1 = 400$ mm, $a_2 = 600$ mm și $H = 400$ mm.

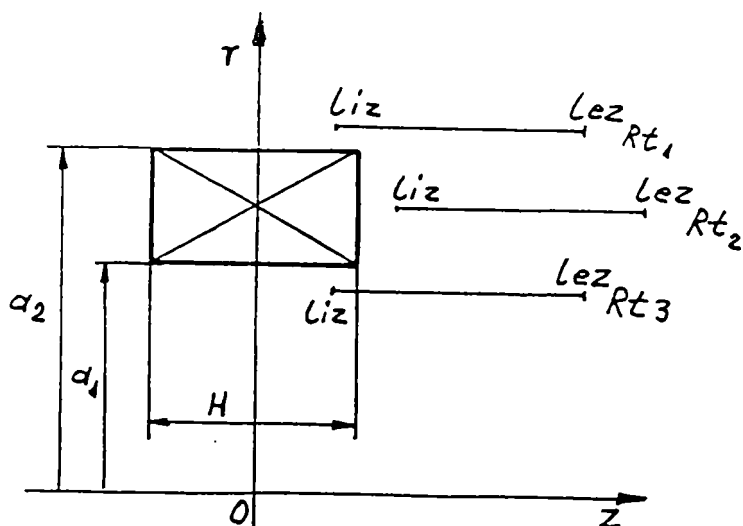


Fig. 5.1. Schiță explicativă pentru cazul de la punctul 1.

Rezultatele intermediare obținute prin metoda potențialului magnetic scalar (MPMS) sunt redată în tabelele A5.1, A5.2 și A5.3, din anexa 6 la teză, iar rezultatele obținute prin metoda potențialului magnetic vector (MPMV) le-am afișat în tabelele A5.14, A5.15 și A5.16 din anexa 6. Parametrii principali ai ansamblului analizat, calculați cu inducțiile magnetice radiale din zonele cercetate obținute prin ambele metode de calcul (MPMS și MPMV), le-am reținut în tabelul 5.1 din teză. Schița de lucru pentru cazul de la punctul 1 este redată în figura 5.1.

În urma comparării, analizei și evaluării rezultatelor din tabelul 5.1 pentru cazul studiat se constată că amplasarea tamburului deasupra înfășurării a condus la obținerea unor mărimi electrice și magnetice, precum și la o putere mult mai mare față de celelalte două amplasări ale acestuia. Analiza respectivă permite și formularea unei concluzii semnificative și anume că amplasarea armăturilor rotorice lateral și la mijlocul înfășurării nu conduce la o creștere a mărimilor electrice și magnetice și nici a puterii mașinii homopolare, iar amplasarea acestora sub solenoid conduce la obținerea unei puteri foarte mici, fiind cea mai dezavantajoasă soluție.

Tabelul 5.1

Nr. tab. pt. MPMV	Nr. tabel corespondent pt. MPMS	Dimensiuni solenoid	Rază tambur	Peri interior	Metoda potențialului magnetic scalar			Metoda potențialului magnetic vector		
		$a_1 * a_2 * H$	R_1	l_i	ϕ	U_{tem}	P	ϕ	U_{tem}	P
		mm	mm	mm	Wb	V	kW	Wb	V	kW
A5.14	A5.1	400 * 600 * 400	660	140	2,96	4,93	1421	3,06	5,10	1469
A5.15	A5.2	400 * 600 * 400	500	260	2,171	3,62	1042	2,21	3,69	1062
A5.16	A5.3	400 * 600 * 400	360	140	0,906	1,51	435	1,01	1,68	484

Se constată, de asemenea, că pentru toate cele trei amplasări diferite ale armăturilor tamburului, mărimile obținute prin metoda potențialului magnetic vector pentru înfășurarea S.C. ecranată sunt cu câteva procente mai mari decât acelea obținute prin metoda potențialului magnetic scalar pentru solenoidul necranat. În toate cazurile tensiunea electromotoare este redusă.

2. În cazurile analizate anterior geometria secțiunii înfășurării s-a menținut constantă. În cele ce urmează în acest caz se va analiza influența pe care o are modificarea dimensiunilor geometrice ale secțiunii înfășurării asupra parametrilor mașinii, însă în condițiile menținerii constante a volumului solenoidului (respectiv și a suprafeței secțiunii și a razei centrului de greutate a acestuia). Am procedat astfel pentru a păstra constantă și greutatea, dar și lungimea supraconductorului. Prima înfășurare avută în vedere în calcule în cazurile precedente a fost mai subțire, având un H mai mare. De această dată, în noua serie de trei iterații, am ales o înfășurare cu o secțiune patrată, cu următoarele dimensiuni: $a_1 = 358,6$ mm, $a_2 = 641,4$ mm și $H = 282,8$ mm.

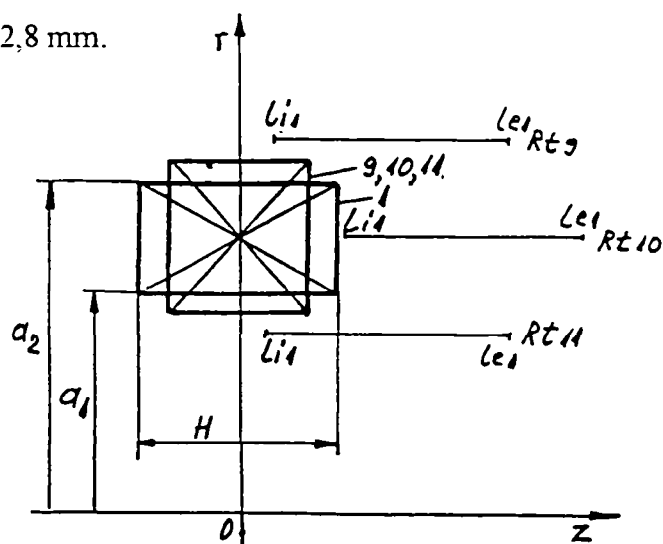


Fig. 5.2. Schiță explicativă pentru iterațiile de la punctul 2.

Rezultatele intermediare de calcul obținute prin metoda MPMS au fost redactate în tabelele A5.4, A5.5 și A5.6 din anexe, ele diferind prin modul de amplasare a armăturilor deasupra, lateral și la mijloc sau sub înfășurare, iar acelea rezultate prin metoda MPMV au fost centralizate în tabelele A5.17; A5.18 și A5.19 din anexa 6, parametrii mașinii fiind redați în tabelul 5.2 din teză. Schița de lucru pentru iterațiile de la punctul 2 este redată în figura 5.2.

La iterațiile la care se modifică mărimile geometrice ale înfășurării solenoidului se recalculează de fiecare dată inducția magnetică axială în centrul solenoidului în mod corespunzător. Se remarcă faptul că în acest caz această inducție a crescut față de aceea anterioară de la 4,798 T la 5,037 T.

Tabelul 5.2

Nr. tab. pt. MPMV	Nr. tabel coresp. pt. MPMS	Dimensiuni solenoid	Rază tambur	Perii interior	Metoda potențialului magnetic scalar			Metoda potențialului magnetic vector		
		$a_1 * a_2 * H$	R_t	l_i	ϕ	U_{tem}	P	ϕ	U_{tem}	P
		mm	mm	mm	Wb	V	kW	Wb	V	kW
A5.17	A5.4	358,6*641,4*282,8	700	60	2,811	4,68	1349	3,17	5,28	1522
A5.18	A5.5	358,6*641,4*282,8	500	200	4,51	4,51	1299	3,00	5,00	1438
A5.19	A5.6	358,6*641,4*282,8	300	60	0,46	0,77	222	0,70	1,16	333

Concluziile care se desprind în urma analizei rezultatelor sunt și de această dată importante. Se observă că mărimile electrice și magnetice de funcționare a mașinii, precum și puterea acesteia sunt maxime, la fel ca și în cazul precedent, pentru dispunerea tamburului mai ales deasupra solenoidului. Prin poziționarea la mijlocul înfășurării a armăturilor se obțin valori destul de mari pentru putere, primul mod de amplasare fiind însă cel mai avantajos. Comparând mărimile din tabelul 5.2 cu acelea din tabelul anterior se constată că amplasarea tamburului sub înfășurare nu se recomandă pentru nici un fel de secțiune geometrică a solenoidului, o astfel de amplasare conducând la o scădere dramatică a mărimilor caracteristice. Analiza celor 6 iterații din cele două cazuri tratate permite concluzia că amplasarea cea mai avantajoasă a armăturilor este deasupra solenoidului, aceasta permițând maximizarea parametrilor mașinii homopolare.

Comparând rezultatele din tabelul 5.1 cu acelea din tabelul 5.2 s-ar părea că acelea obținute pentru o înfășurare patrată sunt mai mari decât acelea calculate pentru una subțire. Trebuie să se aibă în vedere, însă, că locul de amplasare a periilor colectoare de curent pe armături în cele două cazuri a fost diferit de la un caz la altul. Pentru a vedea pentru care dintre înfășurări se obțin rezultatele cele mai mari, în rulările pe care le-am făcut în următoarele două cazuri voi analiza acest aspect pentru trei înfășurări distincte. Atât pentru amplasarea mediană a armăturilor, în prezentarea imediat următoare, cât și pentru aceea superioară, redată mai jos la punctul al patrulea, poziționarea periilor interioare (l_i) am făcut-o, pe cât posibil, la aceeași distanță de axa Or a solenoidului, precum și la aceeași depărtare de acesta.

3. Pentru a vedea, deci, în ce măsură dimensiunile geometrice ale solenoidului influențează mărimile caracteristice și puterea mașinii am comparat prima dată rezultatele a trei rulări în care am păstrat constantă suprafața secțiunii înfășurării variind celelalte dimensiuni ale acesteia. Variația mărimilor respective am făcut-o potrivit datelor din tabelul 5.3., și a reprezentării din fig. 5.3 cu schița explicativă a cazurilor analizate. Generatoarea tamburului a fost amplasată în dreptul centrului de greutate a secțiunii înfășurării. Rotorul, la nivelul armăturilor, are raza $R_t = 0,5$ m constantă. Am admis, așa dar, că raza de amplasare a armăturilor tamburului (R_t) să fie egală cu raza centrului de greutate a secțiunii înfășurării S.C. Rezultatele

intermediare noi obținute prin metoda MPMS au fost redade în tabelul A5.7, iar acelea rezultate prin metoda MPMV în tabelul A 5.20 din anexa 6 la teză, în timp ce rezultatele finale, împreună cu acelea reluate din rulările anterioare pentru comparație, sunt prezentate în tabelul 5.3.

Tabelul 5.3

Nr. tab. pt. MPMV	Nr. tabel coresp. pt. MPMS	Dimensiuni solenoid	Rază tambur	Perii interior	Metoda potențialului magnetic scalar			Metoda potențialului magnetic vector		
		$a_1 * a_2 * H$	R_t	l_i	ϕ	U_{tem}	P	ϕ	U_{tem}	P
		mm	mm	mm	Wb	V	kW	Wb	V	KW
A5.15	A5.2	400 * 600 * 400	500	260	2,171	3,62	1042	2,21	3,69	1062
A5.18	A5.5	358,6*641,4*282,8	500	200	2,707	4,51	1299	3,00	5,00	1438
A5.20	A5.7	300*700*400	500	160	2,909	4,85	1396	3,07	5,12	1475

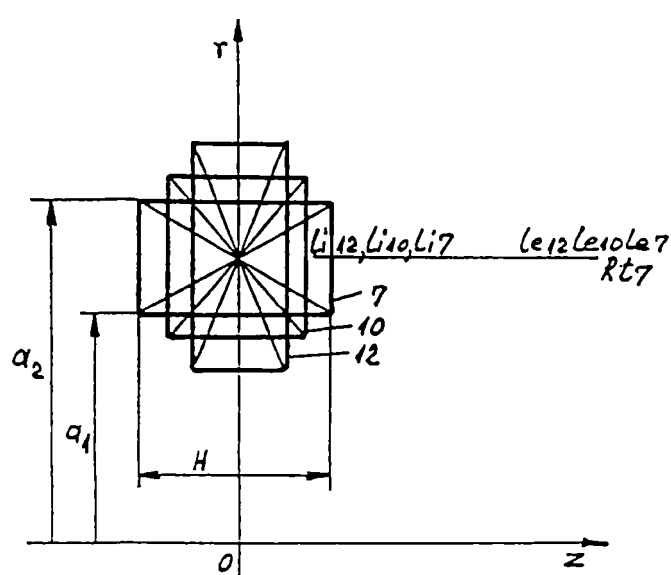


Fig. 5.3. Schiță explicativă pentru iterațiile de la punctul 3.

Se constată, însă, că în general mărimile parametrilor tehnici din acest caz sunt inferioari acelorora obținuți în cazul amplasării armăturilor rotorului deasupra unei înfășurări subțiri.

Analiza cazurilor prezentate permite să se concludă că în această zonă de amplasare a armăturilor inducția magnetică radială este cu atât mai mare cu cât înfășurarea este mai groasă și cu cât perii interioare sunt fixate mai aproape de axa Or. Pe de altă parte, însă, raza de amplasare a armăturilor fiind mai mică în acest caz decât la amplasarea superioară a acestora va influența rezultatele reducându-le, ea intrând direct proporțional în relația de calcul a puterii. Din acest motiv amplasarea armăturilor este bine să se facă, în acest caz, cât mai aproape de partea superioară a înfășurării.

Optarea pentru soluția de la acest punct ar prezenta și un alt dezavantaj și anume că ea conduce la o mărire a gabaritului și greutatei mașinii datorită, în principal, sporirii lungimii acesteia.

4. Constatându-se din rulările anterioare, că amplasarea tamburului deasupra înfășurării prezintă avantaje semnificative, în tabelul 5.4 am prezentat, pentru această soluție de plasare a armăturilor, rezultatele

...n...i... bfin... p...n...nb... metode de calcul conduce la concluzia că în cazul amplasării armăturilor tamburului laterale, în dreptul centrului de greutate a secțiunii înfășurării S.C., forma groasă a secțiunii înfășurării este cea mai avantajoasă, urmând la o distanță mică secțiunea patrată, pentru ca aceia subțire, cu un H mare, să fie cea mai dezavantajoasă.

obținute pentru o înfășurare subțire și mai lungă, comparativ cu una patrată și mai groasă. Parametrii din acest tabel au fost centralizați din acelea cu rezultatele primare cu numerele 3.3 din teză și A 5.4 din anexa 6 pentru metoda MPMS și A 5.17 și A 5.21 din anexa 6 pentru metoda MPMV. Schița de lucru pentru analiza iterațiilor din acest caz este redată în figura 5.4.

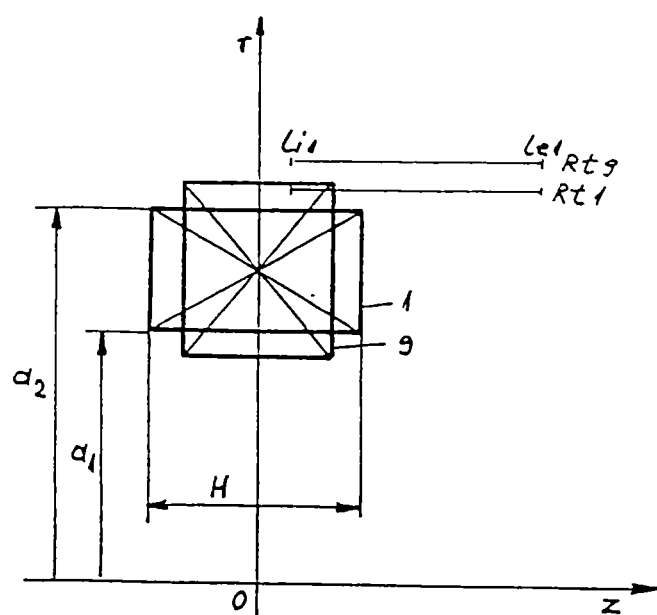


Fig. 5.4. Schiță explicativă pentru iterațiile de la punctul 4.

Concluzia care rezultă este că această formă constructivă, de folosire a unei înfășurări subțire și de amplasare a armăturilor tamburului deasupra acesteia, se dovedește a fi și în acest caz cea mai avantajoasă, ea conducând la mărimi electrice și magnetice, precum și la o putere a mașinii mai mare decât în celelalte cazuri, la un diametru a tamburului rotor mai mic, în condițiile menținerii constante a cantității de supraconductor.

Tabelul 5.4

Nr. tab. pt. MPMV	Nr. tabel coresp. pt. MPMS	Dimensiuni solenoid	Rază tambur	Perii interior	Metoda potențialului magnetic scalar			Metoda potențialului magnetic vector		
		$a_1 * a_2 * H$	R_t	l_i	ϕ	U_{tem}	P	ϕ	U_{tem}	P
		mm	mm	mm	Wb	V	kW	Wb	V	kW
A5.21	3.3	400 * 600 * 400	660	60	3,004	5,01	1442	3,17	5,29	1523
A5.17	A5.4	358,6*641,4*282,8	700	60	2,811	4,68	1349	3,169	5,28	1522

Se poate afirma, totodată, că rezultatele, deși foarte apropiate, sunt mai bune pentru înfășurările subțiri față de acelea mai groase și deoarece amplasarea armăturilor s-a putut face la o rază mai mică pentru primele, reducând astfel greutatea și gabaritul mașinii și deci, în mod implicit, și a prețului de cost. Prin utilizarea unor înfășurări mai subțiri și o amplasare superioară a armăturilor se mărește, de asemenea, și robustețea mașinii, cerință în anumite cazuri foarte importantă. Pentru a întări aceste afirmații am făcut, în cele ce urmează la punctul cinci, și o analiză a unor înfășurări la care armăturile se amplasează la aceeași rază

și distanță atât față de axa Oz, cât și față de Oz, modificând pentru aceasta poziția centrului de greutate a secțiunii acesteia.

5. În următoarele iterații de calcul am urmărit, deci, pe lângă influența pe care o exercită modificarea razei centrului de greutate a secțiunii înfășurării, în condițiile menținerii constante a volumului și a razei exterioare a_2 a acesteia, și aceia a amplasării deasupra solenoidului a armăturilor tamburului. Prin menținerea constantă a razei tamburului $R_t = 0,66$ m se vor menține constante și dimensiunile de gabarit ale mașinii homopolare axiale, putându-se urmări influența pe care o are modificarea dimensiunilor secțiunii înfășurării asupra parametrilor electromagnetici și ai puterii.

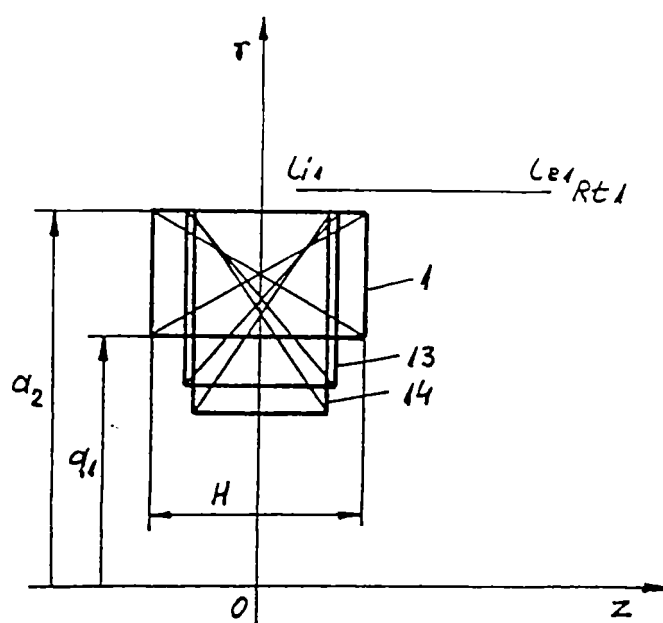


Fig. 5.5. Schiță explicativă pentru iterațiile de la punctul 7.

Rezultatele în urma celor două calcule efectuate prin metoda MPMS sunt concentrate în tabelele A5.12 și A5.13 din anexa 6 și 3.3 din teză, iar acelea prin metoda MPMV în tabelele A 5.21, A 5.22 și A 5.23 din anexa 6, iar rezultatele sintetice ale acestor iterații sunt prezentate, pentru comparare și analiză, în tabelul 5.5. Schița de lucru pentru iterația de la punctul 5 este redată în figura 5.5.

Tabelul 5.5

Nr. tab. pt. MPMV	Nr. tabel coresp. pt. MPMS	Dimensiuni solenoid	Rază tambur	Perii interior	Metoda potențialului magnetic scalar			Metoda potențialului magnetic vector		
		$a_1 * a_2 * H$	R_t	l_i	ϕ	U_{tem}	P	ϕ	U_{tem}	P
		mm	mm	mm	Wb	V	kW	Wb	V	kW
A5.21	3.3	400 * 600 * 400	660	60	3,004	5,01	1442	3,17	5,29	1523
A5.22	A5.12	300 * 600 * 298,1	660	60	2,788	4,65	1338	2,95	4,91	1414
A5.23	A5.13	250 * 600 * 269	660	60	2,678	4,46	1285	2,78	4,63	1334

Prin coborârea centrului de greutate a secțiunii înfășurării și deci prin micșorarea razei acesteia, cazurile prezentate în ultimele două iterații își măresc această suprafață față de primul caz pentru a se putea păstra constant volumul benzii S.C. Se constată și în aceste cazuri că mărimile electromagnetice și puterea, pentru ultimele două iterații cu înfășurări mai groase, sunt mai mici decât în cazul primei iterații, a uneia mai subțiri.

În urma studierii rezultatelor obținute pentru toate iterațiile de calcul de la punctele analizate până aici a rezultat ca și soluții optime acelea ale căror geometrii ale secțiunii înfășurării au fost lungi și subțiri. Se confirmă deci afirmația făcută anterior că soluția constructivă cea mai avantajoasă de fabricare a unei mașini homopolare axiale este aceea de utilizare a unui solenoid subțire S.C., cât mai lung, respectiv cu un H mai

mare și cu armăturile dispuse în partea lui superioară. Cu cât înfășurarea este mai subțire crește valoarea mărimilor caracteristice și ale puterii mașinii, recomandându-se, în consecință, utilizarea acestei soluții.

Lungimea, respectiv grosimea H a înfășurării, urmează să se stabilească, în continuare, în funcție de lungimea optimă a armăturilor. Dar se va definitiva pe baza unor considerente de natură constructivă și de rezistența materialelor, precum și de realizare propriu-zisă a înfășurării S.C. și a criostatului conex. Soluția definitivă se va admite, deci, în funcție de concluziile formulate în lucrare, dar numai după analiza tuturor cerințelor de orice natură și a interconstrucțiilor existente.

Datorită unor condiționări obiective, formulate prin tema de proiectare, pot fi acceptate și soluțiile a căror înfășurări sunt scurte și groase, respectiv cu o rază interioară a_1 cât mai mică. Mărimea razei interioare a_1 este însă limitată de dimensiunile constructive ale rotorului. Admiterea acestei soluții constructive impune amplasarea armăturilor rotorului lateral față de solenoid, în dreptul centrului de greutate al secțiunii înfășurării, sau cât mai aproape de partea superioară a ei, soluții pentru care parametrii tehnici ai mașinii sunt cei mai buni. Puterea, în acest caz, este cu ceva mai mică decât în cazul unui solenoid subțire cu armăturile rotorului amplasate deasupra acestuia. Această soluție are, însă, și un avantaj, ca permițând o mai bună ancorare a criostatului, fapt care-l poate determina pe proiectant să o adopte. Costul supraconductorului este același în ambele variante.

Analizând rezultatele se observă că toți parametrii calculați anterior prin metoda potențialului magnetic scalar pentru solenoizii necranati, sunt mai mici decât cei obținuți prin metoda potențialului magnetic vector pentru înfășurările ecranate. Sensul de variație al mărimilor urmărite este însă identic pentru ambele metode de calcul și în consecință și concluziile formulate privind forma constructivă a ansamblului solenoid S.C.-tambur rotor sunt similare.

În cele ce urmează a mai rămas să stabilesc distanța optimă de amplasare a armăturilor față de înfășurare, pe de o parte și față de axa O_r , pe de altă parte, precum și lungimea cea mai potrivită a acestora în funcție de care se va determina în final și lungimea secțiunii înfășurării, aspecte pe care le voi analiza în cuprinsul punctelor ce urmează.

6. Concluziile formulate la punctul precedent impun, în continuare, efectuarea unei analize mai de detaliu a amplasării armăturilor rotorului deasupra unui solenoid subțire. În acest sens am făcut o serie de două ori câte trei iterații pentru înfășurarea S.C. subțire și dreptunghiulară cu dimensiunile din tabelul 7.6. și cu poziționarea în mod diferit a armăturilor tamburului imediat deasupra acesteia. S-a modificat de la o iterație la alta, pentru prima serie de trei amplasări ale armăturilor, doar distanța dintre tambur și înfășurare și în mod implicit deci mărimea razei R_1 a rotorului. Acest lucru s-a realizat prin mărirea acestei raze cu HR, iar în cazul nostru concret cu câte 2 cm de la o rulare la alta.

Rezultatele finale ale calculelor primelor trei iterații, sunt prezentate în mod sintetic în tabelul 5.6. Rezultatele curente de calcul obținute prin metoda MPMS au fost concentrate în tabelele 3.3, A5.8 și A5.9, primul fiind prezentat în lucrare, celelalte fiind atașate la lucrare în anexa 6, iar acelea determinate prin metoda MPMV în tabelele A5.21, A 5.24 și A 5.25 din anexa 6. Schița de lucru pentru iterația de la punctul 6/1 este redată în figura 5.6.

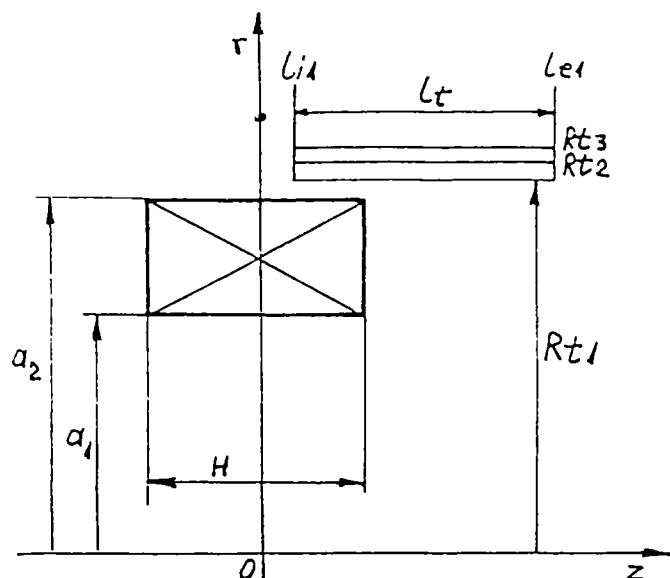


Fig. 5.6. Schiță explicativă pentru iterațiile de la punctul 6/1.

Urmărind rezultatele obținute se constată că atât fluxul magnetic, cât și tensiunea electromotoare și puterea mașinii, scad cu cât armăturile tamburului se îndepărtează de înfășurarea S.C. Se poate afirma deci că dacă aceste armături sunt amplasate deasupra înfășurării, vor trebui apropiate de solenoid cât de mult permit condițiile impuse de forma constructivă a instalației criogenice, precum și de acelea mecanice și electrice impuse de rigidizarea acesteia și de realizare a rotorului. Și în acest caz, ca și în cele precedente de altfel, se remarcă crearea unei tensiuni electromotoare relativ mici de-a lungul armăturilor tamburului.

O a doua serie de trei iterații de calcul le-am făcut cu aceleași dimensiuni ale înfășurării și o poziționare a armăturilor rotorului tot deasupra acesteia, modificându-se de această dată, însă, amplasarea perii colectoare de curent, respectiv a armăturilor tamburului, prin glisarea lor pe direcția și în sensul axei Oz, admițându-se de această dată un $l_i = 140$ cm.

Tabelul 5.6

Nr. tab.	Nr. tabel corespondent	Dimensiuni solenoid	Rază tambur	Perii interior	Metoda potențialului magnetic scalar			Metoda potențialului magnetic vector		
		$a_1 * a_2 * H$	R_t	l_i	ϕ	U_{tem}	P	ϕ	U_{tem}	P
		mm	mm	mm	Wb	V	kW	Wb	V	Kw
A5.21	3.3	400 * 600 * 400	660	60	3,004	5,01	1442	3,17	5.29	1523
A5.24	A5.8	400 * 600 * 400	680	60	2,808	4,68	1348	2,99	4,99	1437
A5.25	A5.9	400 * 600 * 400	700	60	2,677	4,46	1285	2.83	4,71	1357
A5.14	A5.1	400 * 600 * 400	660	140	2.96	4,93	1421	3,06	5.10	1469
A5.26	A5.10	400 * 600 * 400	680	140	2,853	4,75	1369	2,92	4,87	1402
A5.27	A5.11	400 * 600 * 400	700	140	2,748	4,58	1319	2,79	4,65	1338

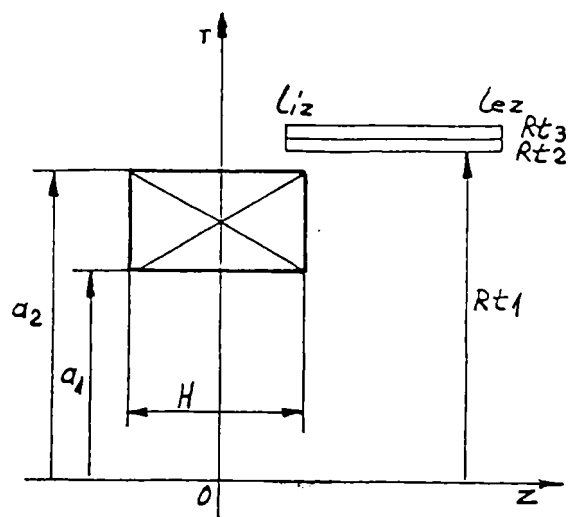


Fig. 5.7. Schiță explicativă pentru iterațiile de la punctul 6/2.

Se constată și în acest caz că odată cu îndepărtarea de înfășurare parametrii electromagnetici și puterea mașinii scad. Se mai constată că aceștia sunt în general ceva mai mici față de aceia precedenți în cazul primei serii de trei iterații, în timp ce pentru ultimele două serii de iterații sunt mai mari. O a doua concluzie importantă care rezultă este că periile interioare de colectare a curentului electric vor trebui amplasate cât mai aproape posibil constructiv de înfășurare, dar și față de axa Or. Această condiție trebuie corelată cu posibilitățile tehnice de realizare a solenoidului S.C. împreună cu instalația de răcire criogenică a acestuia, precum și a tamburului rotor împreună cu dispozitivul de transmitere a curentului la și din armăturile respective (realizat cu perii sau cu metal lichid). Această cercetare va trebui extinsă și pentru stabilirea optimă a lungimii $l = l_e - l_f$ a armăturilor, acest aspect nefiind analizat în iterațiile precedente în care această mărime a fost păstrată constantă. Această lungime este condiționată de distribuția mărimilor inducției B_r pe direcția axei Oz.

7. Odată stabilită amplasarea armăturilor față de înfășurare și axa Or, urmează să se determine lungimea optimă a acestora și respectiv a tamburului rotor, precum și în mod implicit și a solenoidului. Tot odată se va determina și locul de fixare a periilor colectoare de curent exterioare. Periile interioare se amplasează, după cum am precizat, în funcție de necesitățile constructive legate de realizarea instalației criogenice și a dispozitivului de rigidizare și alimentare cu fluid de răcire și curent electric a solenoidului, cât mai aproape de axa Or și de înfășurare. Lungimea optimă a armăturilor se va stabili în funcție de repartiția inducției magnetice radiale de-a lungul acestora și respectiv a variației puterii în funcție de această lungime, calculată, în acest caz, pentru înfășurarea subțire rezultată ca optimă în etapele anterioare ale analizei. Pentru exemplificare voi lua repartiția inducției magnetice radiale, calculată cu programul MPV5, prezentată în tabelul 5.7, pentru care a rezultat soluția optimă a ansamblului înfășurare S.C.-tambur rotor-ecran.

Rezultatele obținute prin metoda MPMS în cazul celei de a doua serii de trei iterații de calcul le-am sintetizat în tabelele A5.1, A5.10 și A5.11, iar acelea prin metoda MPMV în tabelele A5.14, A 5.26 și A 5.27, atașate la lucrare în anexa 6, în timp ce rezultatele finale le-am redat tot în tabelul 5.6. S-a menținut și în acest caz o primă amplasare a armăturilor cât mai aproape posibil de înfășurare, următoarele două iterații făcându-se prin mărirea razei tamburului (ca și în iterațiile precedente). Schița explicativă pentru aceste iterații am redat-o în figura 5.7.

TABEL CU REZULTATELE OBTINUTE ÎN URMA RELAXĂRII PUNCTIFORME EFECTUATĂ CU PROGRAMUL MPV5 ÎN CAZUL UNUI SCLENCIDALE CĂRUI MĂRIMI DE CALCUL AU FOST URMĂTOARELE:

$A_1 = 400 \text{ mm}$; $A_2 = 600 \text{ mm}$; $H = 400 \text{ mm}$; $R_t = 660 \text{ mm}$; $l_1 = 60 \text{ mm}$; $l_e = 1000 \text{ mm}$

Tabelul 5.7

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
34	5	0.06000	0.66000	0.90399	0.56485
34	6	0.08000	0.66000	0.89043	0.79423
34	7	0.10000	0.66000	0.87222	1.02763
34	8	0.12000	0.66000	0.84932	1.25975
34	9	0.14000	0.66000	0.82183	1.48170
34	10	0.16000	0.66000	0.79005	1.68358
34	11	0.18000	0.66000	0.75449	1.85680
34	12	0.20000	0.66000	0.71578	1.99503
34	13	0.22000	0.66000	0.67469	2.09458
34	14	0.24000	0.66000	0.63200	2.15448
34	15	0.26000	0.66000	0.58851	2.17573
34	16	0.28000	0.66000	0.54497	2.16128
34	17	0.30000	0.66000	0.50206	2.11535
34	18	0.32000	0.66000	0.46036	2.04290
34	19	0.34000	0.66000	0.42034	1.94930
34	20	0.36000	0.66000	0.38238	1.83988
34	21	0.38000	0.66000	0.34675	1.71975
34	22	0.40000	0.66000	0.31359	1.59333
34	23	0.42000	0.66000	0.28301	1.46445
34	24	0.44000	0.66000	0.25502	1.33645
34	25	0.46000	0.66000	0.22956	1.21188
34	26	0.48000	0.66000	0.20654	1.09265
34	27	0.50000	0.66000	0.18585	0.98015
34	28	0.52000	0.66000	0.16733	0.87525
34	29	0.54000	0.66000	0.15084	0.77843
34	30	0.56000	0.66000	0.13620	0.68993
34	31	0.58000	0.66000	0.12324	0.60963
34	32	0.60000	0.66000	0.11181	0.53720
34	33	0.62000	0.66000	0.10175	0.47238
34	34	0.64000	0.66000	0.09292	0.41455
34	35	0.66000	0.66000	0.08517	0.36320
34	36	0.68000	0.66000	0.07839	0.31788
34	37	0.70000	0.66000	0.07246	0.27793
34	38	0.72000	0.66000	0.06727	0.24280
34	39	0.74000	0.66000	0.06275	0.21203
34	40	0.76000	0.66000	0.05879	0.18513
34	41	0.78000	0.66000	0.05534	0.16160
34	42	0.80000	0.66000	0.05233	0.14108
34	43	0.82000	0.66000	0.04970	0.12320
34	44	0.84000	0.66000	0.04740	0.10765
34	45	0.86000	0.66000	0.04539	0.09415
34	46	0.88000	0.66000	0.04363	0.08245
34	47	0.90000	0.66000	0.04209	0.07225
34	48	0.92000	0.66000	0.04074	0.06330
34	49	0.94000	0.66000	0.03956	0.05565
34	50	0.96000	0.66000	0.03852	0.04908
34	51	0.98000	0.66000	0.03760	0.04365
34	52	1.00000	0.66000	0.03677	0.04015

PUT = 12.091 MW P = 1.749 MW UE = 6.07455 V FI = 3.64473 Wb TB = 43.945 T.

Constructiv, fără să fac inițial o analiză de detaliu, am considerat că amplasarea cea mai bună a perii interioare este necesar să fie la o lungime de $l_1 = ZP = 0,06 \text{ m}$ față de axa Or. Centrând poziționarea

armăturilor pe BR_{max} se observă că se obține o amplasare a perii exterioare la $l_e - ZP = 0,54$ m, rezultând o lungime a acestora de $l = l_e - l_i = 0,54 - 0,06 = 0,48$ m. Fiește de fapt lungimea pentru care am făcut toate exemplele de calcul de până acum din lucrare. Pentru această amplasare a armăturilor puterea calculată am redat-o în tabelul A5.21. Pentru a găsi lungimea optimă, în cadrul unei analize fundamentate, am calculat repartiția puterii în funcție de această distanță. Pentru aceasta, în mod similar cazului prezentat anterior, am calculat parametrii principali pentru o amplasare a perii exterioare la o lungime de la axa Or de $l_e = ZP = 0,2$ m; 0,34 m; 0,42 m; 0,46; 0,5 m; 0,6 m; 0,7 m; 0,8 m și 0,9 m, iar pentru $ZP = 1$ m aceștia sunt redați în tabelul 5.7. Rezultatele intermediare obținute pentru celelalte lungimi de armături le-am redat în tabelele A5.28 – A 5.37 din anexa 6, iar centralizarea rezultatelor am făcut-o în tabelul 5.8.

Tabelul 5.8

Nr. tab.	Dimensiuni solenoid	Rază tambur	Perii interior și exterior		Metoda potențialului magnetic scalar			Metoda potențialului magnetic vector		
	$a_1 * a_2 * H$	R_t	l_i	l_e	ϕ	U_{tem}	P	ϕ	U_{tem}	P
	mm	mm	mm	mm	Wb	V	kW	Wb	V	KW
A5.28	400 * 600 * 400	660	60	200	0,67	1,12	321	0,88	1,47	425
A5.29	400 * 600 * 400	660	60	340	1,83	3,06	882	2,10	3,51	1009
A5.30	400 * 600 * 400	660	60	420	2,40	4,00	1151	2,65	4,42	1273
A5.31	400 * 600 * 400	660	60	460	2,62	4,36	1257	2,86	4,77	1374
A5.32	400 * 600 * 400	660	60	500	2,80	4,67	1344	3,04	5,06	1457
A5.21	400 * 600 * 400	660	60	540	3,004	5,01	1442	3,17	5,29	1523
A5.33	400 * 600 * 400	660	60	600	3,105	5,17	1490	3,32	5,54	1596
A5.34	400 * 600 * 400	660	60	700	3,266	5,44	1568	3,47	5,79	1669
A5.35	400 * 600 * 400	660	60	800	3,349	5,58	1607	3,55	5,92	1707
A5.36	400 * 600 * 400	660	60	900	3,390	5,65	1627	3,59	5,99	1726
A5.37	400 * 600 * 400	660	60	1000	3,411	5,69	1637	3,61	6,03	1736

Graficul de variație al puterii P al mașinii homopolare axiale în funcție de lungimea $l = l_e - l_i$ a armăturilor tamburului rotor l-am redat în fig. 5.8.

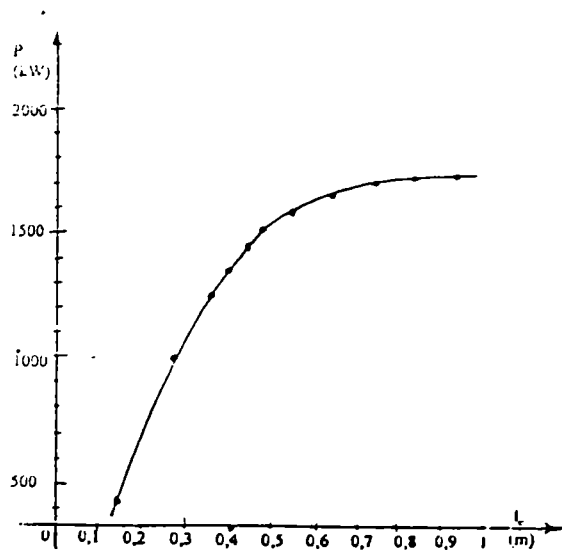


Fig. 5.8. Graficul de variație al puterii P al mașinii homopolare axiale în funcție de lungimea l a armăturilor tamburului rotor.

Analizând rezultatele din tabelul 5.8 și urmărind variația puterii din figura 5.8 se constată că odată cu creșterea lungimii armăturilor puterea crește din ce în ce mai puțin, curba aplatisându-se, costurile de realizare ale unui tambur mai lung ne mai justificând creșterea minoră de putere. Pentru creșterea lungimii armăturilor cu cca. 48%, aproape la dublu, de la $l = 0,48$ m la 0,94 m, puterea a crescut doar cu 213 kW, reprezentând cca. 14%, nejustificându-se astfel costurile suplimentare antrenate de această soluție.

Această analiză m-a determinat să admit ca și soluție optimă o lungime a armăturilor de $l_c = 0,48$ m, corespunzătoare zonei de aplatisare a curbei putere – lungime a armăturilor din figura 5.8, respectiv soluția prezentată în tabelul A5.21 pe care am obținut-o inițial prin centrarea poziției armăturilor pe poziția unde avem BR_{max} , iar mărimea inducțiilor de la extremitățile acestei zonei am căutat să fie cât mai apropiate ca valoare și cât mai mari posibile. Pentru următoarele două lungimi ale armăturilor din tabel, respectiv pentru $l_c = 0,60$ m și $0,70$ m, creșterile de putere mai permit luarea lor în considerare, ca și eventuale soluții de construire, peste aceste distanțe creșterea de putere devine nesemnificativă și nu mai justifică sporul de costuri antrenate de mărirea gabaritului mașinii homopolare axiale. Intervalul lungimii armăturilor pentru care se obține un optim este deci între $l_c = 0,48$ m și $l_c = 0,70$ m. În afara acestui interval soluțiile conduc la nerespectarea principiilor inițiale, de maximizare a parametrilor și de minimizare a costurilor. Lungimea H a solenoidului se va putea reconsidera în funcție de lungimea optimă a armăturilor și de posibilitățile de construire ale tamburului rotor, în condițiile păstrării constante a volumului înfășurării S.C. Aceste modificări antrenează variații reduse ale puterii mașinii.

Ansamblul de constatări făcute în acest paragraf subliniază importanța fazei de optimizare a formei constructive și a dimensiunilor ansamblului înfășurare S.C.-rotor-ecran a mașinii homopolare axiale.

5.1.2. CALCULUL DE VERIFICARE A SOLUȚIEI DE CONFEȚIONARE A ROTORULUI, STATORULUI ȘI ECRANULUI MAȘINII CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE DIN MATERIALE NEMAGNETICE

Alegerea soluției constructive și dimensionarea mașinii criogenice homopolare axiale necesită și stabilirea materialelor din care se vor confecționa rotorul, statorul și ecranul. Analizând bibliografia din domeniu, care recomandă folosirea materialelor nemagnetice atât pentru rotoare și ax [41;99;104], cât și pentru stator și ecran [100], am admis și pentru cazul studiat de mine utilizarea acestor materiale pentru aceste subansamble. Contactele electrice rotorice le-am admis din metale lichide conform bibliografiei consultate [41;101;102]. Pornind de la aceste ipoteze de lucru este necesară și o verificare a soluției admise de confecționare a rotorului, statorului și ecranului mașinii analizate din materiale nemagnetice.

Calculul de verificare a soluției de confecționare a rotorului, statorului și ecranului acestei mașini din materiale nemagnetice admisă de mine l-am făcut mai jos pornind de la ipoteza că aceste subansamble vor fi fabricate din materiale feromagnetice. Acest calcul l-am făcut pentru patru cazuri în care am variat inducția magnetică care trebuie să străbată suprafața activă a rotorului, și anume pentru $B_\delta = 2$ T, 1,8 T și 1,5 T. În al patrulea caz am considerat numai ecranul din material feromagnetic și am căutat să determin suprafața secțiunii ecranului prin care trec liniile de câmp corespunzătoare inducției de 2,7 T care străbate întrefierul δ .

Cazul I

În acest caz, la calculul mașinii electrice criogenice homopolare axiale de curent continuu, s-a considerat că materialele din care sunt fabricate rotorul, statorul și ecranul sunt feromagnetice, dar s-a păstrat configurația inițială a mașinii, respectiv a aceleia dimensionate din materiale neferomagnetice. Schița de lucru din acest caz am redat-o în fig. 5.9.

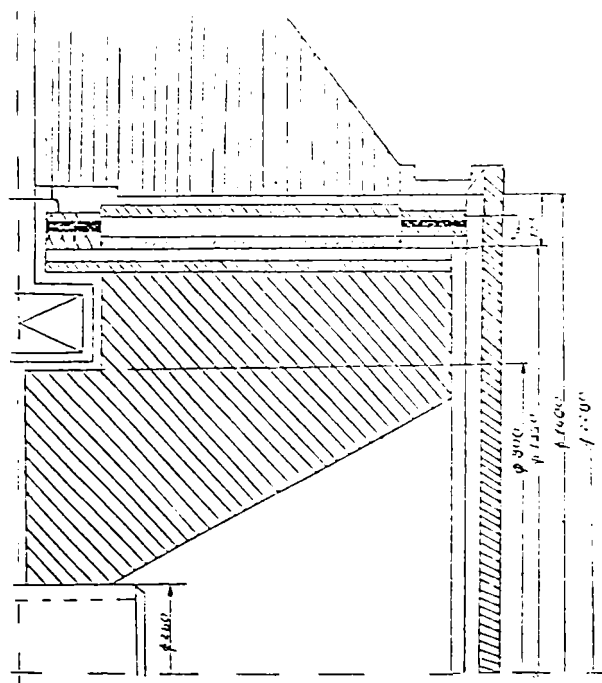


Fig. 5.9. Schița de lucru rezultată pentru analiza din cazul I.

Numărul de spire a înfășurării supraconductoare și curentul prin solenoid sunt: $N = 35555$ spire și $I = 120$ A. Solenația se va determina ca fiind produsul dintre numărul de spire N și curentul prin solenoid I și va avea valoarea:

$$\theta = 4,27 \times 10^6 \text{ Amperspire}$$

S-a considerat întrefierul de grosime $\delta = 0,12$ m și inducția magnetică care trebuie să străbată suprafața activă a armăturilor rotorice de $B_{\delta} = 2$ T. Cu aceste date am calculat tensiunea prin întrefier:

$$U_{\delta} = H \times \delta = (B_{\delta} / \mu_0) \times \delta = 2 / (12,56 \times 10^{-3}) = 19,1 \times 10^4 \text{ [A]}.$$

Fluxul magnetic prin acest întrefier va fi în acest caz de:

$$\phi = B_{\delta} \times S_{\delta} = 2 \times \pi \times 1,35 \times 0,48 = 4,07 \text{ Wb}$$

Diametrele exterior și interior ale ecranului feromagnetic fiind de: $D_{ee} = 2,28$ m și $D_{ei} = 1,6$ m, suprafața ecranului care trebuie să fie parcursă de un flux magnetic de 4,07 Wb este de:

$$S_{e1} = (2,28)^2 \times \pi / 4 - (1,6)^2 \times \pi / 4 = 2,07 \text{ m}^2.$$

Suprafața rotorică ce trebuie să fie parcursă de același flux magnetic de 4,07 Wb este:

$$S_{e2} = (1)^2 \times \pi / 4 = 0,785 \text{ m}^2$$

Cu aceste date inducția magnetică care trebuie să treacă paralel cu axa mașinii prin aceste suprafețe va fi:

$$B_{e1} = \phi / S_{e1} = 4,07 / 2,07 = 1,96 \text{ T};$$

$$B_{e2} = \phi / S_{e2} = 4,07 / 0,785 = 5,18 \text{ T}.$$

Cazul II:

De această dată, se consideră solenoidul supraconductor amplasat deasupra înfășurării rotorice, iar inducția magnetică care trebuie să taie perpendicular suprafața activă a armăturilor rotorice din material feromagnetic este considerată a fi egală cu $B_{\delta} = 1,8$ T.

În acest caz se refac calculele anterioare pentru această situație și se obțin următoarele valori:

$$U_{\delta} = H \times \delta = (B_{\delta} / \mu_0) \times \delta = 1,8 / (12,56 \times 10^{-3}) = 17,19 \times 10^4 \text{ [V]};$$

$$\phi = B_{\delta} \times S_{\delta} = 1,8 \times \pi \times 1,35 \times 0,48 = 3,66 \text{ Wb.}$$

Diametrul exterior al ecranului l-am micșorat de data aceasta, considerându-l doar de 0,32 m, pentru a obține aceeași inducție $B_{e1} = 1,9$ T ca și în cazul anterior. Cu diametrele ecranului de $D_{e2} = 2,24$ m și $D_{ci} = 1,6$ m, suprafețele ecranului și aceia rotorice parcurse de fluxul magnetic vor fi următoarele:

$$S_{e1} = (2,24)^2 \times \pi / 4 - (1,6)^2 \times \pi / 4 = 1,93 \text{ m}^2;$$

$$S_{e2} = (1,35)^2 \times \pi / 4 = 1,43 \text{ m}^2.$$

În acest caz schița de lucru am redat-o în fig. 5.10.

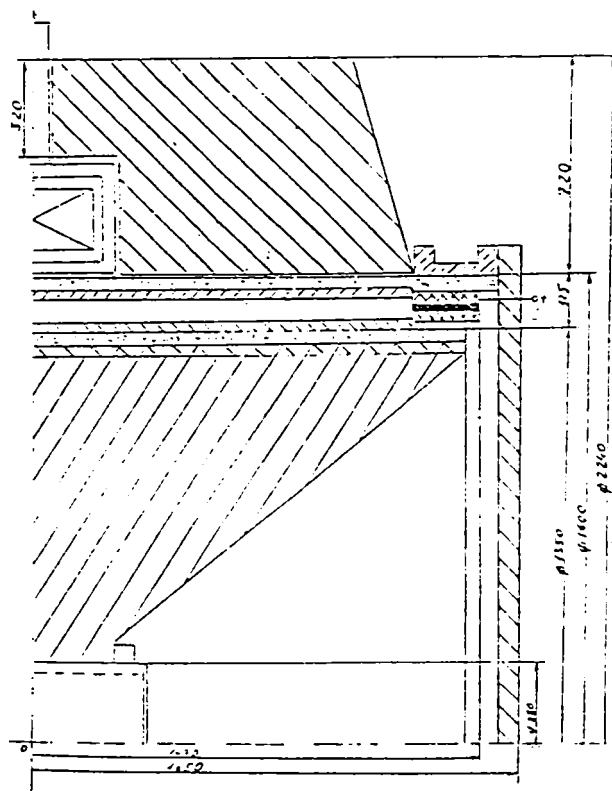


Fig. 5.10. Schița de lucru pentru analiza din cazul II.

Vor rezulta inducțiile magnetice următoare:

$$B_{e1} = \phi / S_{e1} = 3,66 / 1,93 = 1,9 \text{ T};$$

$$B_{e2} = \phi / S_{e2} = 3,66 / 1,43 = 2,56 \text{ T.}$$

Cazul III:

Refăcând calculele din cazul anterior, dar pentru o inducție $B_{\delta} = 1,5$ T, se obțin următoarele valori:

$$U_{\delta} = H \times \delta = (B_{\delta} / \mu_0) \times \delta = 1,5 / (12,56 \times 10^{-3}) = 14,33 \times 10^4 \text{ [V]};$$

$$\phi = B_{\delta} \times S_{\delta} = 1,5 \times \pi \times 1,35 \times 0,48 = 3,05 \text{ Wb.}$$

Din aceleași considerente ca în cazul II, s-a micșorat din nou ecranul, grosimea sa fiind considerată de 0,27 m.

Calculând din nou inducțiile prin ecran și prin rotor, se obțin următoarele rezultate:

$$D_{ec} = 2,14 \text{ m și } D_{ei} = 1,6 \text{ m};$$

$$S_{e1} = (2,14)^2 \times \pi / 4 - (1,6)^2 \times \pi / 4 = 1,58 \text{ m}^2;$$

$$S_{e2} = (1,35)^2 \times \pi / 4 = 1,43 \text{ m}^2;$$

$$B_{e1} = \phi / S_{e1} = 3,05 / 1,58 = 1,9 \text{ T};$$

$$B_{e2} = \phi / S_{e2} = 3,05 / 1,43 = 2,13 \text{ T}.$$

În fig. 5.11 este reprezentată schița de lucru rezultată.

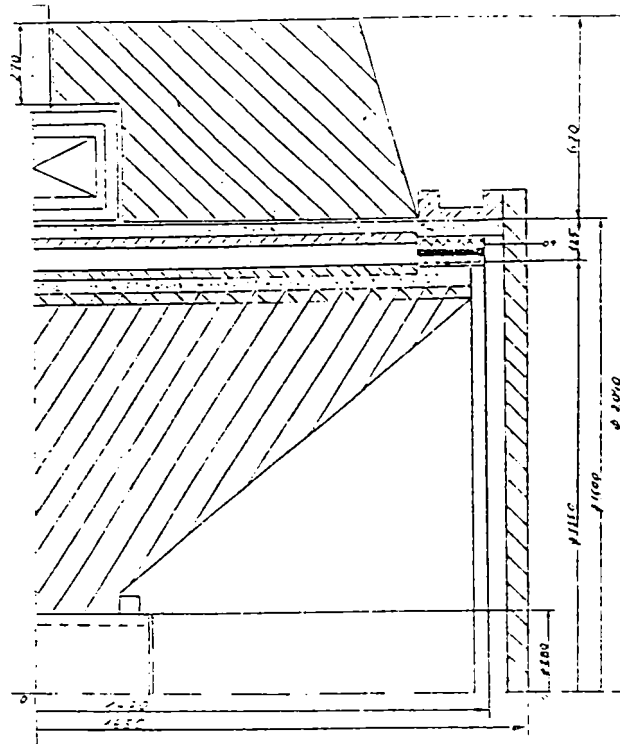


Fig. 5.11. Schița de lucru pentru analiza din cazul III.

Solenția totală prin mașină reprezintă suma dintre solenția din întrefier, luată de două ori, deoarece există două întrefieruri, solenția prin ecranul magnetic și solenția prin rotorul mașinii, fiind dată de formula:

$$U_T = 2 \times U_g + U_{e1} + U_{e2}.$$

Aproximând lungimea liniei de câmp prin ecran la 1 m, s-a calculat tensiunea prin ecran:

$$U_{e1} = (B_{e1} / \mu) \times 1 = (1,9 / (1,1 \times 10^{-5})) \times 1 = 172 \times 10^3 \text{ [V]}.$$

Aproximând lungimea liniei de câmp prin rotor de 2 m se calculează tensiunea prin rotor:

$$U_{e2} = (B_{e2} / \mu) \times 2 = (2,1 / (0,7 \times 10^{-5})) \times 2 = 600 \times 10^3 \text{ [V]}.$$

Tensiunea totală va fi prin urmare suma tensiunilor prin ecran, prin cele două întrefieruri și prin rotorul mașinii:

$$U_T = 2 \times U_g + U_{e1} + U_{e2} = (2 \times 143 + 172 + 600) \times 10^3 = 1,06 \times 10^6 \text{ [V]}.$$

Se poate concluda, prin umare, că această solenație este de patru ori mai mică decât cea calculată în situația în care la construcția mașinii s-au luat în considerare materialele nemagnetice.

Cazul IV:

În acest caz am refăcut calculele din cazul inițial (cazul I) în care solenoidul este amplasat sub armături, considerând numai ecranul feromagnetic, dar păstrând rotorul și statorul nemagnetic și inducția magnetică care străbate suprafața activă a rotorului am considerat-o egală cu 2,7 T.

Fluxul magnetic ce străbate porțiunea activă a armăturilor rotorice în acest caz este:

$$\phi = B_{\delta} \times S_{\delta} = 2,7 \times 2 \times \pi \times 0,66 \times 0,48 = 5,352 \text{ Wb.}$$

Pentru a obține inducția de $B_{e1} = 2 \text{ T}$ prin ecran, trebuie ca suprafața secțiunii ecranului să fie de: $S_{e1} = \phi / 2 = 5,35 / 2 = 2,675 \text{ m}^2$. Această suprafață se calculează ca diferență dintre suprafața exterioară a ecranului și cea interioară: $S_{e1} = (D_{ee})^2 \times \pi / 4 - (D_{ei})^2 \times \pi / 4$.

Considerând $D_{ei} = 1,55 \text{ m}$ și egalând această suprafață cu cea anterior calculată se obține pentru diametrul exterior următoarea valoare:

$$D_{ee} = \text{SQRT}((4/\pi) \times S_{e1} + (D_{ei})^2) = \text{SQRT}(4 \times 2,675/\pi + (1,55)^2) = 2,41 \text{ m.}$$

Suprafața de sub solenoid este $S_r = (D_r)^2 \times \pi / 4 = (0,78)^2 \times \pi / 4 = 0,47 \text{ m}^2$. Inducția magnetică prin rotor $B_{e2} = 5,352 / 0,47 = 11,22 \text{ T}$. Aproximând lungimea liniei de câmp prin ecran și cea prin rotor ca fiind egală cu 2 m, se obține solenația totală prin mașină:

$$U_T = 2 \times U_{\delta} + U_{e1} + U_{e2} = 2 \times (B_{\delta} / \mu_0) \times \delta + (B_{e1} / \mu) \times 2 + (B_{e2} / \mu_0) \times 2 = 2,04 \times 10^6 \text{ [V].}$$

Se poate concluda că această solenație este cam de două ori mai mică decât cea calculată în situația în care mașina este fabricată din materiale nemagnetice.

Cu aceste date rezultă schița de lucru din fig. 5.12.

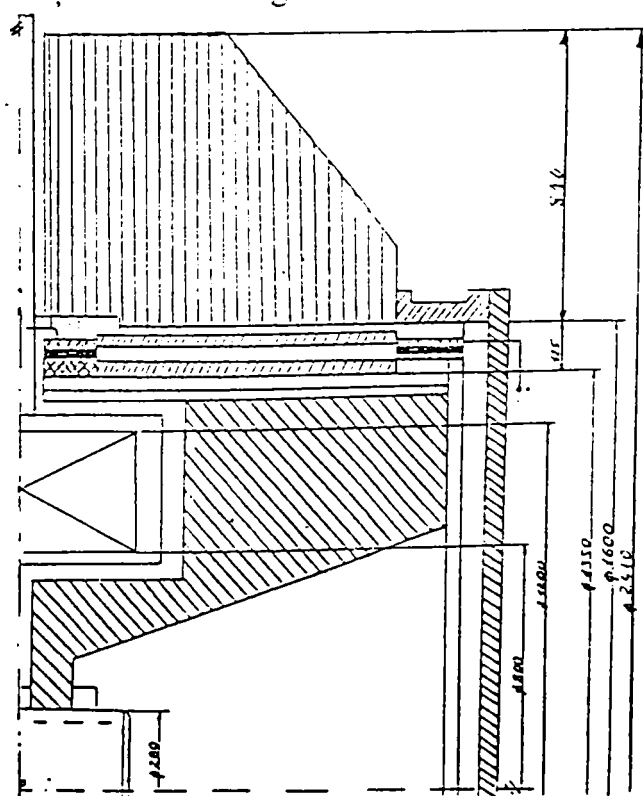


Fig. 5.12. Schița de lucru pentru analiza din cazul IV.

Se observă că pentru ca liniile de câmp să se închidă prin ecranul feromagnetic, grosimea acestuia va trebui să fie de 0,41 m. ceea ce implică o cantitate deosebit de mare de material feromagnetic, diametrul ecranului rezultând foarte mare.

Dezavantajele atât în cazul fabricării numai a ecranului din material feromagnetic, restul componentelor mașinii fiind din material neferomagnetic, cât și în cazul fabricării ecranului, rotorului, statorului și axului din materiale feromagnetice sunt multiple.

În cazul în care numai ecranul se fabrică din material feromagnetic dezavantajul ar fi:

- cantitatea mare de material utilizată pentru fabricarea ecranului și prin urmare spațiul ocupat de ecran și respectiv gabaritul și greutatea mașinii, este mare.

În cazul în care se consideră că rotorul, statorul și ecranul sunt din materiale feromagnetice ar crește numărul dezavantajelor simțitor:

- cantitatea de material utilizată pentru fabricarea rotorului este foarte mare;
- cantitatea de material necesară la fabricarea solenoidului devine, de asemenea, mai mare, datorită amplasării înfășurării supraconductoare deasupra armăturilor rotorice;
- prin armăturile rotorice nu se mai poate admite o inducție de 2,7 T, ci de numai 1,5 T;
- puterea mașinii se va reduce simțitor;
- costurile de fabricație vor crește semnificativ.

Prin urmare, se poate concluziona că o soluție constructivă optimă a mașinii criogenice homopolare axiale de curent continuu o obținem numai dacă rotorul, statorul și ecranul sunt fabricate din materiale neferomagnetice.

5.2. CONCLUZII GENERALE PRIVIND OPTIMIZAREA DIMENSIONALĂ A ANSAMBLULUI ÎNFĂȘURARE S.C.-TAMBUR ROTOR – ECRAN AL UNEI MAȘINI HOMOPOLARE AXIALE DE C.C.

Rezultatul comparării, analizei și evaluării studiului cazurilor prezentate în cadrul metodologiei procesului de optimizare a dimensionării ansamblului înfășurare S.C.-tambur rotor al unei mașini homopolare axiale, calculele fiind făcute atât cu metoda potențialului magnetic scalar pentru câmpul magnetic necranat, cât și cu aceea a potențialului magnetic vector pentru acela ecranat, se poate rezuma la următoarele concluzii generale:

1. Solenoidul S.C. optim de utilizat la mașinile homopolare axiale criogenice este cel subțire, de lungime (H) mare. Lungimea lui este condiționată pe de o parte de posibilitățile tehnice de realizare în principal a tamburului rotor și pe de altă parte de repartiția inducției magnetice radiale de-a lungul armăturilor acestuia.

2. Amplasarea superioară a armăturilor rotorice față de solenoidul S.C. este cea optimă, indiferent de dimensiunile și respectiv de forma secțiunii înfășurării acestuia. Armăturile, respectiv tamburul rotor va trebui poziționat cât mai aproape tehnic posibil față de înfășurarea S.C. pe de o parte și față de axa Or a acesteia, pe de altă parte.

3. O soluție posibilă, cu rezultate destul de bune, dar inferioare aceleia prezentată anterior, este de utilizare a unui solenoid gros, cu o amplasare a armăturilor rotorice lateral față de acesta, pe o poziție situată între linia mediană a secțiunii înfășurării și partea superioară a acesteia, locul definitiv urmând a se stabili după o analiză separată a mai multor variante. Această soluție, însă, conduce la mărirea lungimii mașinii și implicit a greutateii ei, tamburul rotor fiind mai lung decât în cazul anterior. Are însă avantajul posibilității unei mai bune ancorări și rigidizări ale ansamblului înfășurare S.C.-criostat și din acest motiv această formă constructivă nu este de neglijat.

4. Amplasarea armăturilor rotorice sub solenoid este dezavantajoasă în toate cazurile, conducând la parametri tehnici, dar și economici mult inferiori celorlalte cazuri studiate. Nu respectă nici unul din principiile de proiectare stabilite inițial. Din acest motiv se recomandă evitarea folosirii acestei soluții. În literatura de specialitate am găsit unele schițe cu acest mod de reprezentare a mașinilor homopolare criogenice axiale. Ea este improprie inducând în eroare pe cercetătorii care nu au făcut o analiză corespunzătoare în acest sens. Din acest motiv consider că reprezentarea schematică corectă este aceia din fig. 1.19, propusă de mine.

5. Poziționarea superioară a armăturilor rotorice, față de solenoid, fără schimbarea centrului de greutate a secțiunii acestuia, dar păstrând aceiași distanță față de ea, atrage după sine creșterea razei tamburului odată cu îngroșarea secțiunii înfășurării S.C., mărind astfel gabaritul, dar și greutatea mașinii. Din acest motiv, însă, deși parametri tehnici sunt aproape egali (aceia ai înfășurării S.C. mai subțire fiind doar puțin mai mari), se recomandă, de asemenea, folosirea înfășurării mai lungi și respectiv subțiri.

6. Lungimea armăturilor și locul de amplasare a periilor colectoare de curent exterioare se determină în funcție de repartiția inducției magnetice radiale de-a lungul generatoarei tamburului, pe de o parte și de graficul de creștere a puterii în funcție de această lungime, pe de altă parte. Constructiv se stabilește inițial locul de amplasare a periilor interioare în funcție de instalația criogenică, a aceleia de alimentare și rigidizare a solenoidului, și numai după aceea, în funcție de considerentele enunțate și de lungimea optimă a armăturilor se determină și locul de poziționare a acelor exterioare.

7. Odată lungimea l a armăturilor tamburului rotor, (amplasate deasupra solenoidului), fiind determinată se poate face o reconsiderare a lățimii H a secțiunii înfășurării S.C. Se va ține cont de faptul că aceasta se va apropia de optim dacă H este cu cca. 15 – 20% mai mic decât l . Determinarea mai exactă necesită refacerea calculelor.

8. Tensiunea redusă din armături impune segmentarea tamburului rotor. Numărul de segmente este condiționat de posibilitatea de amplasare a periilor colectoare pe circumferința rotorului astfel încât să nu se producă scurtcircuite între acestea. Creșterea circumferinței rotorului permite sporirea numărului de segmente ale acestuia.

9. Amplasarea unei înfășurări S.C. unice, la mijlocul unui tambur cu două aripi simetrice purtătoare de armături, asemănătoare formei constructive admisă în exemplele de calcul utilizate în lucrare, conduce la folosirea eficientă a câmpului magnetic realizat și la o creștere semnificativă a puterii mașinii. Concomitent această soluție minimizează costurile de fabricație, în principal, prin reducerea aproape la jumătate a greutateii benzii S.C. și construirea unei singure instalații criogenice. Aceste costuri sunt mult inferioare acelorale

mașinilor homopolare axiale care sunt dotate cu un singur tambur și două înfășurări S.C., precum și cu instalațiile criogenice aferente, ambele amplasate la cele două capete ale rotorului, potrivit schiței din fig. 1.19.

10. Calculul de verificare a soluției constructive a statorului, rotorului și ecranului a condus la concluzia că pentru a obține o soluție optimă este necesar ca toate cele trei subansamble să se confecționeze din materiale nemagnetice. Această soluție este însă aplicabilă doar în cazul în care în încăperea unde se amplasează mașina nu există aparatură și respectiv instalații care ar putea fi influențate de câmpul magnetic care apare. În caz contrar, se va apela la soluția în care ecranul este feromagnetic. În acest caz însă, așa după cum am menționat deja, va crește simțitor greutatea mașinii. Rotorul și statorul se vor face însă și în acest caz tot din materiale nemagnetice.

În baza întregului material prezentat până acuma, dar mai ales în urma formulării concluziilor privind optimizarea dimensionării ansamblului înfășurare S.C.-tambur-rotor-ecran al mașinii homopolare axiale prezentate mai sus, am putut să trec la stabilirea definitivă a formei constructive optime a mașinii.

5.3. ALEGEREA FORMEI CONSTRUCTIVE OPTIME A MAȘINII CRIOGENICE HOMOPOLARE AXIALE DE C.C.

Determinarea formei constructive optime a mașinilor criogenice homopolare de c.c. de tip axial se va face, în funcție de cerințele formulate în tema de proiectare, dar în special în funcție de concluziile rezultate din analiza calculelor de optimizare a soluției constructive și dimensionale ale ansamblului solenoid S.C.-tambur rotor-ecran a acestor mașini. Calculele de optimizare au avut la bază anumite principii de proiectare pe care le-am stabilit la începutul lor. Formularea acestora am făcut-o în funcție de obiectivul principal urmărit în proiectare (care se dă, de regulă, chiar prin tema de proiect), de el am ținut seama în toate fazele de lucru. Pentru toate cazurile, însă, se pot formula două principii esențiale pe care trebuie să le aibă în vedere în permanență oricare proiectant și de care am ținut cont și eu la elaborarea metodologiei de proiectare și optimizare dimensională a acestei mașini, și anume:

1. să realizeze o maximizare a tensiunii electromotoare și în mod implicit și a puterii mașinii;
2. să minimizeze costurile de fabricație, a acelor de întreținere și exploatare a mașinii criogenice homopolare axiale de c.c..

Forma constructivă și tipul care răspunde cel mai bine concluziilor formulate mai sus, și deci și celor două cerințe principale amintite, consider că este mașina criogenică homopolară de c.c. de tip axial având o bobină S.C. subțire amplasată la mijloc, între doi tamburi rotor solidari, sub nivelul armăturilor acestora (numai în anumite cazuri bine justificate putându-se poziționa în dreptul lor). Schița mașinii propusă de mine ca formă constructivă optimă am redat-o în fig. 5.13., iar desenul de ansamblu al acesteia în Anexa 7. Această formă constructivă asigură o maximizare a tensiunii electromotoare în inductor, dar și concomitent o minimizare a volumului de supraconductor, în primul rând prin folosirea unui singur solenoid S.C., dar și în al 2-lea rând prin reducerea diametrului bobinei S.C., ceea ce conduce, în mod implicit, la o minimizare a costului de fabricație. Această formă constructivă permite și o utilizare optimă a câmpului magnetic, liniile

de flux magnetic traversând generatoarea aripilor tamburului în două locuri, atât prin armăturile aripii tamburului din față, cât și prin acelea din spate.

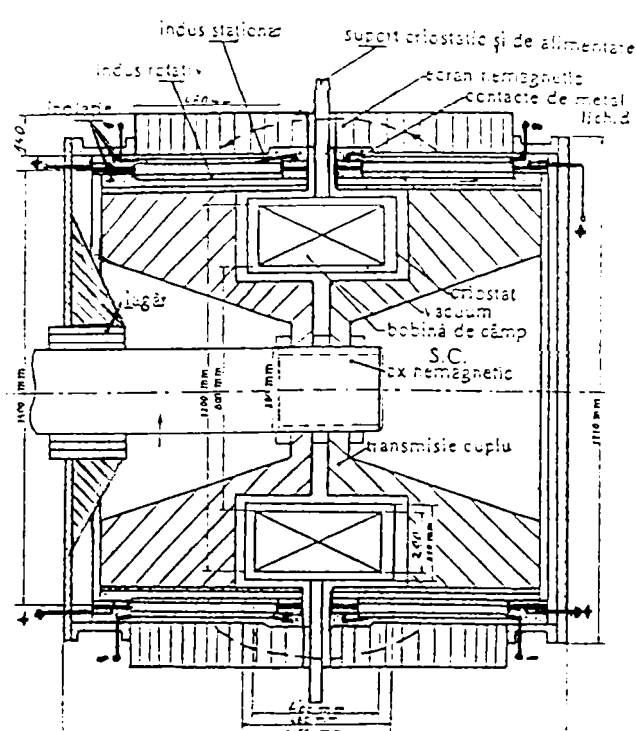


Fig. 5.13. Schița constructivă optimă a mașinii criogenice homopolare de c.c. de tip axial.

Curentul electric care curge prin circuitul armăturii rotorice și statorice se recomandă să fie vehiculat prin intermediul unor inele colectoare cu metal lichid amplasate la extremitățile tamburului rotor, așa după cum se poate vedea în schița mașinii. Utilizarea unor inele colectoare cu metal lichid permite mărirea lui q (A/m) (q reprezentând curentul total în inelul colector pe metru de circumferință spălată de perii) și deci a intensității curentului din rotor, iar în mod implicit a puterii mașinii, reducând totodată pierderile prin frecare existente în cazul periilor colectoare, obținându-se astfel și un spor semnificativ de putere. Reamintesc că în cazul acestor mașini intensitatea curentului electric poate atinge valori de mii, zeci de mii și chiar sute de mii de Amperi.

Diametrul tamburului rezultă din calculul de optimizare, dar este condiționat și de constrângerile mecanice, de gabarit sau de altă natură, formulate prin tema de proiectare. Prin amplasarea armăturilor deasupra înfășurării S.C., rotorul va avea un diametru mai mare decât în toate celelalte cazuri analizate. Constructiv acest lucru este un avantaj, deoarece un diametru mai mare a rotorului, pe lângă faptul că determină un spor de putere, mai permite și o distribuție mai bună atât a segmentelor de armături pe circumferința tamburului, cât și a inelelor colectoare pe acestea, putându-se astfel îmbunătăți mult și realizarea colectoarelor de c.c. cu metal lichid.

O altă măsură de minimizare a costurilor, pe care am aplicat-o, o constituie și folosirea pentru înfășurările S.C. din cadrul acestei forme constructive a unor supraconductori de tip HTS. În acest mod se va putea face o răcire numai la 77° K cu azot lichid a acestei înfășurări S.C., prin aceasta reducându-se costurile

de exploatare a mașinii în mod substanțial. Densitatea de curent critic mare a acestor supraconductori micșorează, de asemenea, volumul și respectiv greutatea necesară de bandă S.C. minimizând și pe această cale prețul de cost și având, în același timp și efecte benefice asupra ansamblului mașinii, dar mai ales asupra posibilităților de rigidizare a subansamblului criostat-bobină S.C.

Mașina am prevăzut-o cu un indus staționar de reacție pentru a atenua reacția de cuplu al acesteia. Aceasta este produsă de o eventuală modificare bruscă a turației mașinii care conduce la o variație rapidă a câmpului magnetic al solenoidului S.C. și în mod implicit și a tensiunii electromotoare din armăturile tamburului rotor și respectiv a forțelor electromotoare. Pentru a nu se produce avariarea înfășurării S.C. datorită șocurilor care pot apărea în aceasta din cauza acestui fapt, am asigurat mașina cu acest indus staționar de reacție.

Inducțiile magnetice mari care apar în câmpul magnetic al înfășurării S.C. impun protejarea mediului înconjurător și deci folosirea unui ecran. Din acest motiv pentru început am dotat mașina cu un ecran de fier nemagnetic de formă cilindrică. Optimizarea acestuia se va face în funcție de dimensiunile constructive deja stabilite ale mașinii, precum și în funcție de instalațiile anexă care urmează să se proiecteze și atașeze acesteia. Conturul acestui ecran poate să urmărească pe acela al ansamblului mașinii criostatice homopolare axiale de c.c., iar dacă se consideră necesar, pentru mai multă precizie, se poate și reface calculul câmpului magnetic.

Atât rotorul și axul, cât și statorul și ecranul se vor confecționa din materiale nemagnetice. Din calculele de verificare făcute a rezultat că aceasta este soluția optimă.

Forma constructivă a mașinii criogenice homopolare axiale de c.c., propusă ca optimă, și a cărei schiță am prezentat-o în fig. 5.13., iar desenul de ansamblu al acesteia în Anexa 7, are nete avantaje atât tehnice, cât și economice față de acelea considerate clasice de tip disc (fig. 1.18) sau tambur (fig. 1.19).

Avantajele formei constructive pe care o consider ca optimă pentru aceste mașini și pe care am prezentat-o mai sus, pot fi sintetizate schematic astfel:

- minimizează costurile prin:
 - existența unei singure instalații criogenice și înfășurări S.C. mai compacte, cu un diametru mai mic, cu costuri materiale de fabricație mai reduse și suprafețe de schimb de căldură mai mici;
 - consum mai redus de supraconductori datorită unei singure bobine S.C. cu un diametru mai mic al acesteia;
 - costuri de exploatare ale instalației criogenice mai reduse, datorită folosirii materialelor S.C. de tip HTS și deci răcirea înfășurării S.C. făcându-se numai până la 77 K.
- maximizarea tensiunii electromotoare prin:
 - optimizarea formei constructive și a dimensionării ansamblului înfășurare S.C.-criostat-tambur rotor ecran;
 - un diametru mai mare al tamburului rotor care conduce la sporirea puterii mașinii în mod direct, dar și indirect prin posibilitatea de mărire a numărului de segmente de armături;

- utilizarea fluxului magnetic al bobinei S.C. mai eficient (în două locuri);
- utilizarea unui curent cu o intensitate mai mare, pe deoparte prin folosirea unor colectoare de curent cu metal lichid, iar pe de altă parte printr-o suprafață de colectare mai mare datorită diametrului mai mare a rotorului, respectiv o circumferință mai mare a acestuia, și deci printr-o dispunere mai bună a acestor inele colectoare; astfel se va putea obține și o reducere a pierderilor prin frecare față de cazul când colectoarele sunt dotate cu perii; prin mărirea intensității de curent va crește și puterea mașinii criogenice, în condițiile păstrării dimensiunilor nemodificate.

Concluziile prezentate demonstrează odată în plus avantajele și deci justetea formei constructive alese în lucrare pentru mașina criogenică homopolare axială de c.c.

Pentru tema de proiect aleasă în lucrare, ca și exemplu de calcul, forma constructivă optimă a acestei mașini este aceea amintită, cu solenoidul S.C. având dimensiunile $a_1 = 400$ mm, $a_2 = 600$ mm; $H = 400$ mm, confecționat din banda S.C.-HTS din Bi-2223, cu raza tamburului rotor $R_1 = 660$ mm, cu periile interioare amplasate la $l_1 = 60$ mm de axa Or și cu o lungime a armăturilor $l = 480$ mm, ecranul superior fiind amplasat cu raza interioară $R_e = 730$ mm. Axul, rotorul, statorul și ecranul sunt confecționate din materiale nemagnetice. Rotorul și statorul din aluminiu structurat [99;100], iar ecranul din Cu [100]. Contactele de curent electric rotorice sunt din metal lichid (Ni-Hg) [101;102;103]. Forma optimă a ecranului necesită însă o lucrare de cercetare distinctă. Ea se va alege numai după elaborarea proiectului de detaliu al mașinii și în principal numai după proiectarea modului de dispunere și construire a instalațiilor anexe și în principal al aceleia criogenice, de rigidizare a solenoidului S.C. și de alimentare cu cele necesare ale acesteia. Utilizând datele din lucrarea de față se poate face și o lucrare de cercetare distinctă de optimizare a formei constructive a ecranului care să asigure o izolare optimă a mașinii, din punct de vedere magnetic, față de mediul înconjurător.

Metodologia de dimensionare a ansamblului înfășurare S.C.-criostat-tambur rotor-ecran prezentată permite proiectarea mașinii criogenice homopolare axiale de c.c. în condițiile respectării principiilor inițiale de lucru, de minimizare a costurilor de fabricație și de maximizare a parametrilor tehnici de lucru, iar dintre aceștia în mod special al puterii acesteia.

Deoarece în lucrare am prezentat două metode de calcul de dimensionare a ansamblului înfășurare S.C.-tambur rotor, cu o serie de contribuții proprii la rezolvarea concretă a lor, în paragraful următor al acestui capitol voi face o verificare a rezultatelor obținute prin cele două metode folosite.

VI. VERIFICAREA REZULTATELOR OBȚINUTE CU METODOLOGIA PROPUȘĂ

Rezultatele utilizate în cadrul metodologiei de dimensionare a ansamblului solenoid S.C.-tambur rotor-ecran al unei mașini criogenice homopolare axiale de c.c., prezentată și analizată în lucrare, au fost obținute prin folosirea a două metode consacrate de calcul al parametrilor câmpului magnetic al unui solenoid S.C. Dar deoarece la aplicarea concretă a lor am avut o serie de contribuții personale, originale, se impune să fie făcută și o verificare a lor. Acest lucru s-ar putea realiza cel mai bine prin construirea și cercetarea unui model experimental a mașinii criogenice homopolare axiale, realizată pe baza datelor rezultate din lucrare. Din motive economice bine cunoscute, dar și tehnice și respectiv tehnologice de fabricare, acest lucru nu l-am putut îndeplini. În această situație am căutat și apelat la alte metode de calcul consacrate și accesibile pentru a face aceste verificări. Am căutat inițial să găsesc posibilitatea folosirii unor pachete de programe de firmă, rulate pe calculatoare de tip PC, fundamentate pe baza unor metode de calcul existente în prezent. Astfel, de exemplu, am încercat în Germania, unde mi-am efectuat stagiul de documentare, să obțin aprobarea utilizării unui astfel de program, dar tot din motive financiare, prohibitive pentru mine, am fost nevoită să abandonez și această alternativă.

În documentarea făcută pe INTERNET am găsit cartea elaborată de Brown [15] în cadrul NASA care permite calculul tabelar al inducțiilor magnetice axiale și radiale din câmpul magnetic al solenoizilor S.C. Tabelele de calcul din această lucrare au fost întocmite pe baza metodei calculului integral, menționat în teză în capitolul al 2-lea. M-am oprit asupra utilizării acestei metode pentru verificarea rezultatelor mele. Cu mare dificultate însă și numai după mai multe încercări, am reușit să obțin cartea direct de la NASA – Center for AeroSpace Information – SUA. Astfel că o primă verificare a rezultatelor am putut să o fac de abia în vara acestui an, calculând în acest scop cu ajutorul acestei metode de lucru unele mărimi caracteristice reprezentative ale inducției magnetice axiale și radiale din câmpul magnetic al unor solenoizi utilizați și analizați în teză ca și exemple de utilizare ale procedurilor folosite. Pentru această metodă de lucru am utilizat, uneori, în continuare și denumirea prescurtată MTAB.

O a doua verificare a câtorva mărimi mai particulare ale inducției magnetice axiale și radiale, cum sunt, de exemplu, inducția magnetică din originea axelor de coordonate folosite în lucrare, inducția magnetică maximă din punctul situat pe axa Oz imediat sub înfășurare, inducția magnetică radială maximă, inducția magnetică radială maximă de pe paralela la axa Oz pe care sunt amplasate armăturile rotorice, precum și încă câteva puncte similare din câmpul magnetic al solenoidului analizat, am făcut-o prin intermediul unui program pe calculator utilizat în cadrul Centrului de Cercetări de la Institut für Experimentelle Kernphysik din Karlsruhe – Germania. Pentru aceasta a trebuit să apelez la amabilitatea profesorului Sanders de la acest Institut. Dânsul avea acces la acest program și s-a oferit să mă ajute și să calculeze cu programul de firmă respectiv câțiva parametrii din câmpul magnetic al unui solenoid utilizat de mine în teză. Am profitat de această oportunitate deoarece, fiind acolo, deși am încercat să obțin aprobarea

de la prof. P. Komarek, directorul Institutului, de a lucra chiar eu cu acest program, nu am reușit să obțin acest lucru. Mi s-a motivat că fiind program de firmă nu se permite folosirea lui de către utilizatori externi. Datele furnizate prin e-mail de d-nul prof. Sanders, după plecarea mea din Karlsruhe, mi-au fost în schimb deosebit de utile, ele orientându-mă asupra ordinului de mărime al variației inducțiilor magnetice din câmpul magnetic al solenoidului S.C. analizat de mine. Această metodă de calcul am denumit-o abreviat MKOM.

O ultimă verificare am făcut-o analizând și comparând rezultatele obținute de mine pentru inducțiile magnetice pe de o parte a acelora calculate cu metoda potențialului magnetic scalar, denumită prescurtat MPMS, iar pe de altă parte cu acelea determinate prin metoda potențialului magnetic vector, denumită abreviat MPMV. Această verificare a fost de fapt cea mai amplă, deoarece în ambele cazuri programele de calcul fiind făcute de mine am avut această posibilitate. Ambele metode, datorită programelor pe calculator pe care le-am elaborat, permit verificarea întregului câmp magnetic destul de ușor, calculând la o rulare inducțiile magnetice din nodurile rețelei de discretizare aflate pe o paralelă la axa Oz, aceasta însemnând pentru matricea utilizată de mine pentru un număr de 60 de puncte, în timp ce atât metoda tabelară, cât și aceia cu programul de firmă German, permit în cadrul unei determinări doar calculul individual al parametrilor pentru fiecare punct din câmp, luat unul câte unul, verificarea unui număr mare de puncte devenind astfel foarte laborioasă.

Verificarea metodei MPMS cu metoda MPMV am început, de fapt, să o fac încă în paragraful 5.1, în faza de optimizare a dimensionării ansamblului analizat, unde am prezentat în tabele, în vederea comparării și analizei datelor, rezultatele obținute de la ambele metode de calcul în paralel, făcând posibilă astfel și cercetarea din acest punct de vedere al acestora. Toate aceste rezultate sunt redată în tabelele din anexa 6 a tezei.

Pentru compararea, analiza și respectiv verificarea rezultatelor în cele ce urmează am prezentat tabelar câteva mărimi mai reprezentative și în același timp caracteristice ale inducțiilor magnetice radiale și axiale din câmpul magnetic al solenoidelor folosiți în exemplele din teză, cum sunt, de exemplu, inducțiile din punctele deja amintite. Aceste inducții le-am calculat prin toate cele patru metode enunțate. Pentru a putea face o analiză cât mai amplă și a formula concluzii cât mai pertinente, datele prezentate le-am calculat pentru înfășurări cu dimensiuni ale secțiunii acestora diferite, atât subțiri, cât și patrute sau groase. Punctele reprezentative verificate au fost: originea câmpului magnetic, mărimea și locul de situare al valorilor maxime ale inducțiilor magnetice axiale și radiale, acela al mărimilor maxime negative a inducției magnetice axiale, al mărimilor maxime ale inducției radiale de pe unele linii paralele la axa Oz, cum ar fi acelea care trec prin partea inferioară și superioară a solenoidelor sau care se situează pe zona de amplasare a armăturilor rotorului mașinii homopolare axiale, precum și unele valori curente, luate aleator de pe întreaga suprafață a câmpului magnetic. Deoarece în lucrarea de față se folosește în principal inducția magnetică radială, pentru aceasta numărul punctelor verificate au fost, desigur, mult mai numeroase.

Rezultatele din tabele au fost prezentate într-un mod cât mai ușor de analizat. Deoarece numărul punctelor din câmpul magnetic pentru care s-au făcut verificările inducțiilor cu programul German mi-au fost limitate, înfășurarea pentru care am făcut-o a fost aceea cu secțiunea patrată, iar rezultatele le-am prezentat în tabele distincte. Pentru celelalte trei înfășurări studiate tabelele sunt comune. În unele tabele am redat

rezultatele obținute pentru inducția magnetică radială maximă de pe unele paralele la axa Oz mai reprezentative, indicând paralela la axa Oz prin distanța R_t de la aceasta într-o coloană separată, în timp ce valoarea maximă a inducției magnetice radiale BR a fost redată, împreună cu distanța ZP de pe axa Oz la care ea a fost obținută, într-o coloană comună. Am ales acest mod de prezentare deoarece locul pentru care se obține această mărime maximă a inducției radiale diferă de la o metodă la alta.

În tabelul 6.1 am redat unele mărimi maxime mai reprezentative ale inducției magnetice radiale din câmpul magnetic al înfășurării cu secțiunea patrată cu dimensiunile $a_1 = 358,6$ mm; $a_2 = 641,4$ mm și $H = 282,4$ mm, calculate prin toate cele patru metode amintite.

TABEL CU UNELE MĂRIMI REPREZENTATIVE ALE INDUCȚIEI MAGNETICE AXIALE ȘI RADIALE CALCULATE PENTRU CÂMPUL MAGNETIC AL UNUI SOLENOID S.C. CU DIMENSIUNILE ($a_1 * a_2 * H$), PRIN PATRU METODE DE LUCRU DIFERITE ȘI PENTRU ANUMITE PUNCTE P (R_t, ZP), DE ACELAȘI R_t , DAR DE ZP DIFERIT.

Tabelul 6.1

Nr. crt.	Dimensiunile solenoidului			R_t m	MPMS	MPMV	MTAB	MKOM
	$a_1 * a_2 * H$				Valori maxime			
					BRmax/ ZP	BRmax/ ZP	BRmax/ ZP	BRmax/ ZP
	mm	mm	mm		T/m	T/m	T/m	T/m
0	358,6*641,4*282,8			$B_{0,0} =$	5,0369 T	5,0369 T	6,72	5,289 T
1	358,6*641,4*282,8			0,36	2,198/0,22	2,53/0,20	3,22/0,141	2,894/0,141
2	358,6*641,4*282,8			0,440	3,543/0,22	4,13/0,18	3,90/0,18	
3	358,6*641,4*282,8			0,448	3,543/0,22	4,23/0,20	4,28/0,141	
4	358,6*641,4*282,8			0,641	2,393/0,30	2,69/0,26	2,69/0,141	

O primă concluzie care se poate trage în urma analizei mărimilor din tabelul 6.1 este că acestea au un ordin de mărime asemănător, neexistând valori disonante între ele. Inducția magnetică în originea câmpului magnetic al solenoidului a fost obținută în trei moduri diferite în cadrul celor patru metode de calcul utilizate. În cazul celor două metode folosite de mine inducția magnetică din originea înfășurării am calculat-o cu relația lui Fabry, expresie considerată în literatura de specialitate ca fiind deja consacrată. Celelalte două metode au folosit pentru aceasta două variante ale metodei calculului integral. Prin metoda MKOM inducțiile rezultate au fost apropiate de cele obținute de mine, diferența fiind de numai până la 5%. Prin metoda MTAB însă mărimile obținute pentru aceste inducții au fost cu până la 27% mai mari față de celelalte două moduri de calcul. Deoarece rezultatele obținute de mine cu relația Fabry (verificată practic de mulți cercetători) și acelea calculate cu metoda MKOM sunt foarte apropiate, consider că acestea sunt mai apropiate de mărimea reală, decât acelea determinate prin metoda MTAB.

În general toate mărimile obținute de mine prin cele două metode utilizate în teză s-au situat între acelea rezultate prin metoda MKOM și MTAB, fiind mai apropiate însă de acelea calculate cu MKOM. Face excepție de la această afirmație doar o mărime BR_{max} calculată prin cele două metode de calcul utilizate de mine, pentru care aceia obținută cu metoda MTAB este puțin mai mică.

Mărimile calculate de mine prin metoda MPMV pentru câmpul magnetic ecranat au fost, după cum era și normal, în general ceva mai reduse (în mod diferențiat, în general, însă, cu mai puțin de 14% mai mici) decât acelea rezultate prin metoda MPMV pentru câmpul magnetic ecranat.

O remarcă generală se poate face privind punctul din câmpul magnetic pentru care se obține valoarea maximă a inducției magnetice radiale (BR) de pe liniile paralele la axa Oz. Valoarea maximă din câmpul magnetic pentru BR se obține pentru toate metodele pe paralelele la axa Oz care trec prin extremitatea solenoidului, între partea interioară a acestuia și linia mediană a lui. Locul variază de la un solenoid la altul și de la o metodă la alta relativ puțin. Pentru paralelele la axa Oz care nu trec prin solenoid locul în care se atinge BR_{max} diferă de la o metodă la alta. Pentru metoda MTAB aceste puncte sunt situate în mare parte pe paralela la axa Oz care trece prin extremitatea înfășurării îndepărtându-se de aceasta numai la o anumită distanță de solenoid, după o linie frântă, în formă de scară și numai deasupra acestuia, așa după cum se poate vedea în fig. 6.1. Verificând aceste locuri pentru foarte multe cazuri și solenoizi distincți, calculate prin cele două metode utilizate de mine, am constatat că deplasarea care se face în sensul axei Oz a acestor puncte odată cu îndepărtarea de solenoid este cu ceva mai mare față de aceia calculată prin celelalte metode. Pentru a ilustra cele afirmate am reprezentat grafic, în fig. 6.1, curbele locului geometric al punctelor pentru care avem BR_{max} pe paralelele la axa Oz, cu "a" fiind notată linia obținută cu metoda MPMV pentru primul solenoid și cu "b" acelea calculate prin metoda MTAB pentru patru înfășurări cu β diferit.

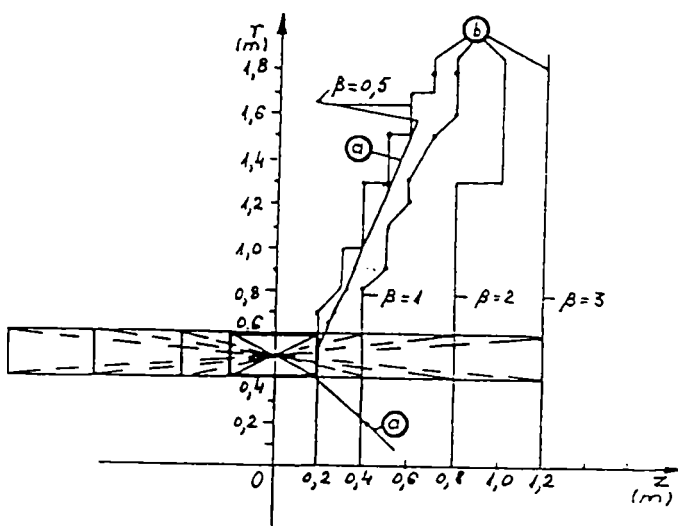


Fig. 6.1. Graficul locului geometric al punctelor în care s-au obținut valorile maxime ale inducției magnetice radiale pe paralelele la axa Oz calculate prin metoda MTAB (b) și MPMV (a) pentru un solenoid subțire având $a_1 = 400$ mm; $a_2 = 600$ mm; dar cu $H = 400$ mm; 800 mm; 1600 mm și 3200 mm în funcție de β .

Urmărind graficul din fig. 6.1 se observă că locul punctelor de BR_{max} coincid prin cele două metode de calcul numai în dreptul solenoidului. În rest variația celor două curbe obținute pentru primul solenoid analizat este diferită. Linia obținută prin metoda MTAB este frântă, fiind calculată tabelar neputând avea continuitate, în timp ce aceia obținută prin metoda MPMV este curbă. Înclinația primeia este ceva mai mică decât a celeia de a doua. Prima este paralelă cu Oz sub solenoid, ceea ce nu corespunde realității dacă se are în vedere direcția liniilor de flux magnetic constant, linii care la marginea înfășurării în realitate nu se frâng brusc, ci se pliează pe acestea.

Influența curburii liniilor de flux magnetic constant asupra acelora de loc geometric analizate este mai apropiată de rezultatele obținute de mine prin metoda MPMV, unde deplasarea punctelor de BR_{max} spre dreapta, în sensul axei Oz, se face lin și nu în salturi, ca și în cazul metodei MTAB. În zona analizată, însă, această variație a locului de amplasare în câmp a acestor puncte nu diferă mult, iar mărimile obținute prin cele două metode de calcul variază puțin. Se constată totuși o ușoară influență asupra rezultatelor, mărindu-le

pe ale mele puțin, dar nu în mod esențial, neinfluențând rezultatele finale ale calculului de optimizare al ansamblului solenoid S.C.-tambur rotor și respectiv concluziile formulate în urma analizei acestora. Efectul produs prin deplasarea spre axa Or a punctului de BR_{max} , calculat prin metoda MTAB, este de creștere mai rapidă până în acest loc a mărimilor inducțiilor magnetice radiale din armături și o scădere mai lentă a acestor valori prin depărtarea de această axă.

TABEL CU UNELE MĂRIMI CARACTERISTICE ALE INDUCȚIEI MAGNETICE, RADIALE (BR) DIN CÂMPUL MAGNETIC AL UNUI SOLENOID CU DIMENSIUNILE ($a_1 * a_2 * H$) CALCULATE PRIN TREI METODE DE LUCRU, PENTRU ANUMITE PUNCTE P(R_t, ZP) DE ACELAȘI R_t ȘI ZP ALESE ALEATOR

Tabelul 6.2

Nr. crt.	Dimensiunile solenoidului			R_t	ZP	MPMS	MPMV	MKOM
	$a_1 * a_2 * H$							
	mm	mm	mm					
	m	m	T					
1	358,6*641,4*282,8			0,002	0,141	0,012	0,003	0,007
2	358,6*641,4*282,8			0,36	0,02	0,00	0,482	0,434
3	358,6*641,4*282,8			0,36	0,5	0,351	0,624	0,872
4	358,6*641,4*282,8			0,36	1,0	0,021	0,07	0,174
5	358,6*641,4*282,8			0,50	0,5	1,107	1,033	1,052
6	358,6*641,4*282,8			0,50	0,542	0,783	0,74	0,85
7	358,6*641,4*282,8			0,50	1,0	0,023	0,023	0,211
8	358,6*641,4*282,8			0,70	0,02	0,00	0,180	0,262
9	358,6*641,4*282,8			0,70	0,5	1,154	1,056	0,785
10	358,6*641,4*282,8			0,70	1,0	0,055	0,034	0,219

Pentru a putea analiza comparativ rezultatele obținute și pentru alte zone ale câmpului magnetic ca, de exemplu, acelea din apropierea axelor sau pe acelea mai depărtate de înfășurare, am redat în tabelul 6.2 unele mărimi ale inducției magnetice radiale calculate în mod aleator, alese din întreg câmpul magnetic. Rezultatele le-am obținut numai prin trei metode de calcul. Prin metoda MTAB o mare parte a acestor valori nu se pot calcula fiind mult în afara mărimilor date în tabele, extrapolarea neputându-se face. Observațiile făcute anterior pentru aceste mărimi se păstrează și în cazul rezultatelor din acest tabel. Deoarece în calculele pe care le-am făcut prin cele două metode de lucru am considerat, ca și ipoteză de lucru, că în nodurile situate pe axele de coordonate la distanța $R_t = N$ și $ZP = M$ de origine, avem potențialul magnetic vector $A = 0$, pentru punctele din apropierea limitei exterioare a câmpului magnetic și deci din vecinătatea acestor noduri, mărimile obținute de mine sunt ceva mai mici decât acelea rezultate prin metoda MKOM. Această influență, așa după cum am arătat în capitolul al treilea, se exercită numai asupra ultimelor noduri din rețeaua de discretizare.

TABEL CU UNELE MĂRIMI REPREZENTATIVE MAXIME ALE INDUCȚIEI MAGNETICE AXIALE (BZ) DIN CÂMPUL MAGNETIC AL UNUI SOLENOID CU DIMENSIUNILE ($a_1 * a_2 * H$) CALCULATE PRIN PATRU METODE DISTINCTE, PENTRU ANUMITE PUNCTE $P(R_t, ZP)$ DE ACELAȘI R_t ȘI ZP

Tabelul 6.3

Nr. crt.	Dimensiunile solenoidului			R_t	ZP	MPMS	MPMV	MTAB	MKOM
	$a_1 * a_2 * H$								
	mm mm mm								
	m m								
1	358,6*641,4*282,8			0,00	0,00	5,0369	5,0369	6,72	5,289
2	358,6*641,4*282,8			0,3586	0,00	7,613	7,53	8,28	8,04
3	358,6*641,4*282,8			0,641	0,00	-2,103	-2,35	-2,36	
4	358,6*641,4*282,8			0,7	0,00	-1,628	-1,70	-1,50	-2,06

Verificarea rezultatelor am extins-o și asupra inducției magnetice axiale, dar deoarece aceasta nu a fost folosită în teză și deci nu a făcut subiectul principal de analiză al acestei lucrări, am ales pentru aceasta mai puține puncte din câmpul magnetic. În tabelul 6.3 am redat principalele mărimi reprezentative pentru această inducție, calculate prin cele patru metode amintite, respectiv pe acelea din origine, pe aceia cu valoarea maximă obținută pe axa O_r în partea inferioară a solenoidului, aceia negativă maximă de pe axa O_r de deasupra acestuia, precum și inducția axială de pe axa O_r de la nivelul de amplasare al armăturilor rotorice. Urmărind rezultatele din tabel se constată că ele sunt apropiate, cele obținute de mine fiind doar puțin mai reduse decât acelea calculate prin celelalte două metode. Excepție face doar valoarea negativă maximă pentru $R_t = 0,7$ m, unde aceia calculată prin metoda MTAB este ceva mai mică, ceea ce indică o scădere mai rapidă a inducției axiale calculată prin această metodă odată cu creșterea mărimii lui R_t . Și în acest caz, însă, mărimile calculate de mine sunt situate între acelea obținute prin intermediul celorlalte două metode folosite.

Verificarea inducției magnetice axiale (BZ) am făcut-o și pentru câteva puncte alese aleator în câmpul magnetic mai ales din cadrul limitelor extreme ale acestuia. Rezultatele sunt redate în tabelul 6.4.

TABEL CU UNELE MĂRIMI CARACTERISTICE ALE INDUCȚIEI MAGNETICE AXIALE (BZ) DIN CÂMPUL MAGNETIC AL UNUI SOLENOID CU DIMENSIUNILE ($a_1 * a_2 * H$) CALCULATE PRIN TREI METODE DIFERITE PENTRU ANUMITE PUNCTE $P(R_t, ZP)$ DE ACELAȘI R_t ȘI ZP , ALESE ALEATOR

Tabelul 6.4

Nr. crt.	Dimensiunile solenoidului			R_t	ZP	MPMS	MPMV	MKOM
	$a_1 * a_2 * H$							
	mm mm mm							
	m m							
1	358,6*641,4*282,8			0,002	0,1414	5,029	4,973	4,738
2	358,6*641,4*282,8			0,36	0,1414	5,555	5,311	5,851
3	358,6*641,4*282,8			0,36	0,5	2,154	1,906	1,367
4	358,6*641,4*282,8			0,36	1,0	0,280	0,263	0,393
5	358,6*641,4*282,8			0,50	0,5	-0,00001	0,0005	0,884

6	358,6*641,4*282,8	0,50	1,0	0	0,0003	0,311
7	358,6*641,4*282,8	0,70	0,5	-0,778	-0,74	-0,257
8	358,6*641,4*282,8	0,70	1,0	-0,218	-0,19	-0,201

Datele prezentate în tabelul 6.4 pentru inducția magnetică axială BZ, calculată pentru câteva din punctele luate aleator din întreg câmpul magnetic, confirmă faptul că rezultatele obținute de mine prin cele două metode sunt apropiate de acelea ale metodei MKOM. Unele din punctele analizate fiind situate și la extremitățile câmpului magnetic, rezultatele nu au putut fi verificate și prin metoda MTAB din motivele deja menționate.

Pentru ca verificarea rezultatelor obținute de mine să cuprindă și alte secțiuni ale înfășurării, cu alte dimensiuni, atât subțiri, cât și groase, am extins calculele inducțiilor din câmpul magnetic efectuate prin metodele MPMS, MPMV și MTAB și asupra altor trei bobine S.C. Rezultatele le-am prezentat pentru comparare și analiză în tabele similare celor anterioare, pentru aceleași categorii de puncte din câmpul magnetic, atât pentru inducția magnetică radială, cât și pentru aceia axială. De această dată, însă, am concentrat rezultatele obținute în tabele pentru toate cele trei înfășurări cercetate.

TABEL CU UNELE MĂRIMI REPREZENTATIVE ALE INDUCȚIEI MAGNETICE RADIALE (BR) DIN CÂMPUL MAGNETIC AL UNOR SOLENOIZI CU DIMENSIUNILE ($a_1 * a_2 * H$) CALCULATE PENTRU ANUMITE PUNCTE P(R_t , ZP) CARACTERISTICE DE ACELAȘI R_t , DAR DE ZP DIFERIT

Tabelul 6.5

Nr. crt.	Dimensiuni solenoid			R_t m	MPMS	MPMV	MTAB
	$a_1 * a_2 * H$				Valori maxime		
	mm	mm	mm		BRmax/ ZP T/m	BRmax/ ZP T/m	BRmax/ ZP T/m
0	400 * 600 * 400			$B_{0,0} =$	5,0369 T	5,0369 T	6,87
1	400 * 600 * 400			0,40	2,392/ 0,24	2,57/ 0,2	3,70/ 0,2
2	400 * 600 * 400			0,50	3,788/ 0,24	4,04/ 0,22	3,67/ 0,2
3	400 * 600 * 400			0,60	2,762/ 0,28	2,97/ 0,24	3,41/ 0,2
4	400 * 600 * 400			0,66	2,082/ 0,3	2,18/ 0,26	2,36/ 0,2
0	300 * 600 * 298,1			$B_{0,0} =$	6,22 T	6,22 T	8,87 T
1	300 * 600 * 298,1			0,30	2,627/ 0,20	2,83/ 0,16	3,83/ 0,146
2	300 * 600 * 298,1			0,44	4,48/ 0,20	4,82/ 0,16	5,44/ 0,146
3	300 * 600 * 298,1			0,60	2,617/ 0,28	2,75/ 0,24	3,48/ 0,146
4	300 * 600 * 298,1			0,66	1,971/ 0,3	2,01/ 0,26	2,2/ 0,146
0	250 * 600 * 269			$B_{0,0} =$	7,08 T	7,08 T	9,30 T
1	250 * 600 * 269			0,25	2,593/ 0,18	2,70/ 0,140	3,62/ 0,134
2	250 * 600 * 269			0,38	5,165/ 0,18	5,46/ 0,140	5,30/ 0,134
3	250 * 600 * 269			0,60	2,514/ 0,28	2,58/ 0,240	2,82/ 0,134
4	250 * 600 * 269			0,66	1,893/ 0,3	1,91/ 0,260	2,36/ 0,134

În tabelul 6.5 am redat valorile maxime ale inducției magnetice radiale (BR) mai reprezentative, raportate la distanța ZP al locului de pe paralela la axa Oz unde este situată aceasta, calculate prin cele trei metode amintite și pentru cei trei solenoizi cercetați. Analizând rezultatele se observă că remarcile făcute pentru primul solenoid studiat se pot extinde și asupra celorlalți trei. Mărimile calculate cu metodele MPMS

și MPMV sunt în general mai reduse decât acelea obținute cu metoda MTAB. Fac excepție doar două inducții radiale maxime calculate cu metoda MPMV și una cu MPMS a căror mărime este cu puțin mai mare decât aceea obținută cu MTAB.

Câteva mărimi curente ale inducției magnetice radiale maxime de pe unele paralele la axa Oz, calculate pentru cei trei solenoizi, le-am prezentat spre comparare și analiză în tabelul 6.6.

TABEL CU UNELE MĂRIMI CURENTE ALE INDUCȚIEI MAGNETICE RADIALE (BR) DIN CÂMPUL MAGNETIC AL UNOR SOLENOIZI, CU DIMENSIUNILE ($a_1 * a_2 * H$) CALCULATE PENTRU ANUMITE PUNCTE P(R_t, ZP) DE ACELAȘI R_t SI ZP

Tabelul 6.6

Nr. crt.	Dimensiuni solenoid			R_t	ZP	MPMS	MPMV	MTAB
	$a_1 * a_2 * H$					Valori curente		
	mm	mm	mm			BR	BR	BR
			m	m	T	T	T	
1	400	600	400	0,60	0,2	2,301	2,86	3,41
2	400	600	400	0,60	0,24	2,66	2,97	2,72
3	400	600	400	0,66	0,2	1,57	1,99	2,36
4	400	600	400	0,66	0,26	1,99	2,17	1,94
5	300	600	298,1	0,60	0,24	2,521	2,75	2,075
6	300	600	298,1	0,66	0,146	0,848	1,41	2,2
7	300	600	298,1	0,66	0,28	1,950	2,01	1,1
8	250	600	269	0,25	0,134	2,021	2,64	3,62
9	250	600	269	0,38	0,134	4,518	5,38	5,30
10	250	600	269	0,60	0,134	1,256	1,91	2,82
11	250	600	269	0,66	0,134	0,816	1,41	2,36

Și în acest caz observațiile anterioare sunt valabile. Astfel se constată că datorită decalajului poziției inducției magnetice maxime pe paralela la axa Oz, aparent sunt înregistrate diferențe mai mari de la o metodă la alta, indiferent de înfășurarea pentru care au fost făcute calculele. O analiză mai atentă permite să se vadă că pentru aceeași rază a tamburului valoarea lui BR_{max} calculată prin cele trei metode conduce la diferențe relativ mici, locul de situare a punctului de maxim fiind doar puțin diferit de la o metodă la alta.

Cercetările le-am extins și asupra analizei mărimii și variației inducției magnetice axiale (BZ) din câmpul magnetic al celor trei înfășurări, calculată, de asemenea, prin cele trei metode de lucru. Rezultatele obținute pentru principalele puncte analizate din câmp le-am redat în tabelul 6.7.

TABEL CU UNELE MĂRIMI REPREZENTATIVE ALE INDUCȚIEI MAGNETICE RADIALE (BR) DIN CÂMPUL MAGNETIC AL UNOR SOLENOIZI, CU DIMENSIUNILE ($a_1 * a_2 * H$) CALCULATE PENTRU ANUMITE PUNCTE P(R_t, ZP) DE ACELAȘI R_t ȘI ZP

Tabelul 6.7

Nr. crt.	Dimensiuni solenoid			R_t	ZP	MPMS	MPMV	MTAB
	$a_1 * a_2 * H$					Valori maxime		
	mm	mm	mm			BZ	BZ	BZ
			m	m	T/m	T	T	
1	400	600	400	0,00	0,00	4,797	4,797	6,72
2	400	600	400	0,40	0,00	8,659	7,53	8,51
3	400	600	400	0,60	0,00	-2,450	-2,22	-2,32

4	300 * 600 * 298.1	0,00	0,00	6,22	6,22	8,87
5	300 * 600 * 298.1	0,30	0,00	8,617	8,531	10,86
6	300 * 600 * 298.1	0,60	0,00	-2,323	-2,318	-2,9
7	250 * 600 * 269	0,00	0,00	7,08	7,08	9,30
8	250 * 600 * 269	0,25	0,00	8,482	8,385	10,20
9	250 * 600 * 269	0,60	0,00	-2,232	-2,227	-1,02

Analizând rezultatele din tabelul 6.7 se constată că mărimea lui BZ din punctele cercetate, calculată cu metodele MPMS și MPMV este în general mai mică decât aceea calculată cu metoda MTAB. Excepție face o singură mărime a acestei inducții, calculată pentru un punct situat deasupra solenoidului unde valoarea obținută cu metoda MTAB este mai mică.

Rezultatele analizate până acum s-au referit atât la inducția magnetică radială, cât și la aceea axială. Analiza a fost extinsă pentru întreg câmpul magnetic al solenoidului. Din punctul de vedere al temei tezei de doctorat interesează însă, în primul rând, ordinul de mărime și corectitudinea repartiției inducției magnetice radiale de-a lungul zonei din câmpul magnetic în care urmează să se amplaseze armăturile tamburului mașinii homopolare axiale. Din acest motiv, în cele ce urmează, o să analizez mărimea și modul de repartiție a inducției magnetice radiale într-o astfel de zonă.

Tabelul 6.8

TABEL CU INDUCȚIILE MAGNETICE RADIALE, CALCULATE PRIN METODELE MPMV ȘI MTAB, PENTRU PUNCTELE SITUATE DE-A LUNGUL ARMĂTURILOR ROTORICE ALE UNEI MAȘINI CRIOGENICE HOMOPOLARE

Nr. crt.	I	J	R _t	ZP	MPMV	MTAB
1	34	5	0,660	0,060	0,565	0,70
2	34	6	0,660	0,080	0,794	1,035
3	34	7	0,660	0,100	1,028	1,30
4	34	8	0,660	0,120	1,260	1,57
5	34	9	0,660	0,140	1,482	1,92
6	34	10	0,660	0,160	1,684	2,108
7	34	11	0,660	0,180	1,857	2,30
8	34	12	0,660	0,200	1,995	2,59
9	34	13	0,660	0,220	2,095	2,49
10	34	14	0,660	0,240	2,154	2,18
11	34	15	0,660	0,260	2,176	2,12
12	34	16	0,660	0,280	2,161	1,84
13	34	17	0,660	0,300	2,115	1,75
14	34	18	0,660	0,320	2,043	1,60
15	34	19	0,660	0,340	1,949	1,41
16	34	20	0,660	0,360	1,840	1,30
17	34	21	0,660	0,380	1,720	1,19
18	34	22	0,660	0,400	1,59	1,02
19	34	23	0,660	0,420	1,464	0,95
20	34	24	0,660	0,440	1,336	0,88
21	34	25	0,660	0,460	1,212	0,82
22	34	26	0,660	0,480	1,092	0,77
23	34	27	0,660	0,500	0,98	0,73
24	34	28	0,660	0,520	0,875	0,68
25	34	29	0,660	0,540	0,778	0,65
				SUMA (BR) = TB =	38,245	35,903

Am redat în tabelul 6.8 variația inducției magnetice radiale în zona armăturilor rotorice amintite în cazul folosirii unei înășurări subțiri, calculele fiind făcute de această dată numai prin metodele MPMV și MTAB. Se observă că repartiția acestor mărimi (în condițiile în care, așa cum am mai arătat, punctul de pe armături în care se atinge BR_{max} calculat cu o metodă este deplasat față de acela obținut cu a doua metodă de lucru) se face în funcție de valoarea maximă a inducției magnetice radiale. În ansamblu, mărimile rezultate

nu sunt însă mult diferite, dar această deplasare a valorii maxime a lui BR face ca suma tuturor acestor inducții, din nodurile rețelei de pe armături, să fie ceva mai mare în cazul metodei MPMV decât în cazul metodei MTAB, deși BR_{max} este mai mare în al doilea caz. În linii mari diferențele nu sunt însă esențiale, ele situându-se, în general, în medie sub 7%.

Verificările făcute mai sus pentru întreg câmpul magnetic al solenoidului, atât pentru inducția magnetică radială, cât și pentru aceea axială, au permis constatarea existenței unei oarecari diferențe a rezultatelor obținute pentru inducțiile magnetice în funcție de metoda de calcul folosită. Chiar între metodele MTAB și MKOM consacrate există aceste diferențe, în multe cazuri acestea fiind chiar mai mari decât între acelea folosite de mine și acestea. Diferențele se referă în principal la ordinul de mărime și locul în care se situează BR_{max} pe paralelele la axa Oz. Sensul și curbele de variație al inducțiilor magnetice se păstrează însă la fel, în cazul tuturor metodelor de calcul utilizate în cadrul verificărilor. Acest fapt permite să se afirme că metodologia de dimensionare a ansamblului solenoid S.C.-tambur rotor-ecran, precum și rezultatele obținute în urma optimizării acestuia și concluziile formulate nu au fost afectate de diferențele de mărime semnalate între inducțiile magnetice calculate prin cele patru metode. Acest lucru este confirmat și de rezultatele obținute și prezentate în paragraful 5.1 în cadrul fazei de optimizare a dimensionării ansamblului amintit, unde datele obținute prin intermediul metodei MPMV, au putut fi comparate în permanență cu acelea rezultate prin metoda MPMS. S-a constatat că absolut în toate cazurile sensul variațiilor acestor mărimi a fost același, diferind cu câteva procente doar ordinul de mărime al lor. Concluziile formulate au răspuns analizei rezultatelor obținute prin ambele metode de calcul, ele fiind identice.

Analiza repartiției mărimilor inducției magnetice radiale de-a lungul zonei de amplasare a armăturilor rotorice conduce la constatarea că utilizarea metodelor MPMS și MPMV la optimizarea dimensională și constructivă a ansamblului solenoid S.C.-tambur rotor-ecran al mașinii homopolare axiale de c.c. și la alegerea formei constructive a acesteia, permite formularea unor concluzii corecte în cadrul acestei etape de proiectare. Eventualele erori de calcul ale inducțiilor calculate de mine față de acelea obținute prin celelalte metode de lucru influențează într-o măsură neesențială concluziile care au rezultat.

Compararea întregului ansamblu de rezultate obținute prin metodele MPMS și MPMV între ele, precum și cu acelea calculate prin metodele MTAB și MKOM, permite concluzia finală că diferențele existente nu au influențat metodologia de proiectare a ansamblului solenoid S.C.-tambur rotor-ecran al mașinii homopolare axiale de c.c. stabilită de mine, care a fost prezentată, analizată și evaluată în teză.

VII. CONSIDERENTE PRIVIND PRINCIPIILE ADOPTATE PENTRU ELABORAREA TEZEI. CONCLUZII

Descoperirile făcute în ultimele decenii în domeniul materialelor S.C., a cablurilor și benzilor S.C. de tip HTS, a tehnologiilor de fabricare a lor, dar mai ales în acela al diverselor aplicații practice al acestora în sfere foarte diferite ale activității umane, printre care, nu în ultimul rând, în acela al construcțiilor mașinilor electrice, au fost tot atâtea argumente, dar și elemente incitante, care m-au determinat să abordez tematica tezei de față. Aceste constatări, împreună cu acelea formulate în introducerea lucrării de față, constituie și elementele justificative ale necesității și oportunității abordării tematicii acestei teze de doctorat.

În prima parte a tezei, pornind de la evoluția cunoștințelor privind materialele S.C. și ale aplicațiilor acestora, am prezentat stadiul actual de dezvoltare a acestora. În capitolul unu am căutat să sintetizez cunoștințele absolut necesare abordării tematicii lucrării. Acestea s-au referit la proprietățile fizice ale materialelor S.C., a cablurilor și benzilor S.C., la domeniile de aplicabilitate a acestora și în special în acela al mașinilor electrice criogenice din cadrul cărora aceia a mașinii criogenice homopolare axiale de c.c. ocupă un loc mai particular. În această parte a lucrării am pus accentul pe ultimele descoperiri din domeniu de care urmează să beneficieze inclusiv cercetările pe care le-am făcut în teza de față. Acest material s-a bucurat de cercetările întreprinse și de cunoștințele acumulate în perioada stagiului de documentare făcut de mine, pe această temă, în Germania. Nu același lucru pot să-l spun despre rezultatul cercetărilor pe care le-am făcut acolo, în Institutele, Universitățile și Întreprinderile vizitate, referitor la cunoștințele noi cu privire la mașinile electrice criogenice homopolare axiale de c.c. Practic, materialul documentar și informațiile pe care le-am adunat și respectiv primit, privind această temă, au fost foarte sărace. Astfel, de exemplu, nu am găsit nicăieri nici o informație cu privire la metodologia de proiectare a acestor mașini. Acest lucru m-a determinat ca spre finalul capitolului unu, pe baza documentării făcute, a analizei și evaluării materialului adunat, a datelor prezentate și a stadiului actual al cunoștințelor cu privire la aceste mașini, să elaborez o metodologie de proiectare a lor, structurată în câteva etape distincte.

Primele două etape preliminare ale acestei metodologii îl constituie determinarea ipotezelor de lucru, a particularităților specifice ale acestor mașini, precum și efectuarea unui calcul preliminar expeditiv de aproximare a parametrilor tehnici și economici a lor. Ambele etape le-am dezvoltat în finalul primului capitol, prezentând și relațiile necesare în cadrul calculului preliminar. Pe baza datelor obținute în primele două etape se va elabora și calculul tehnico-economic de evaluare a investițiilor și a perioadei de recuperare a acestora. Toate aceste informații, redactate într-un mod corespunzător, vor putea constitui Studiul de fezabilitate a investiției. În această fază, pe baza acestui studiu, se poate stabili în mod fundamentat prima decizie cu privire la continuarea proiectării, reluarea ultimelor etape cu alte date de calcul sau chiar abandonarea lucrărilor.

Prima etapă de proiectare propriu-zisă a mașinii studiate o constituie calculul câmpului magnetic al ansamblului înfășurare S.C.-criostat-tambur rotor al mașinii homopolare axiale neecranate și ecranate. Pregătirea teoretică a acestei etape am făcut-o în capitolul al 2-lea al lucrării. Inițial, în acest capitol, am

studiat câteva din cele mai cunoscute metode de calcul al câmpurilor magnetice solenoidale S.C., publicate în literatura de specialitate, pentru ca în final să fac o evaluare a aspectelor de fundamentare teoretică al acestora, dar mai ales a modului și posibilităților de aplicare practică a lor. Analiza de detaliu am concretizat-o în final printr-o alegere fundamentată a metodelor de calcul pe care le-am folosit, în continuare, în cadrul metodologiei de proiectare a mașinii. Aceste tehnici de lucru, alese în mod argumentat, au fost metoda potențialului magnetic scalar pentru calculul câmpului magnetic al solenoidului S.C. necranat și aceea a potențialului magnetic vector pentru calculul câmpului respectiv ecranat. Relațiile teoretice corespunzătoare metodei potențialului magnetic scalar le-am adaptat necesităților de calcul din teză. În acest sens am extins numărul dezvoltărilor în serie din Brechna [13], date numai pentru cazul $R < a$, și la cazul $R \geq a$ de care aveam nevoie în lucrare. Aceste expresii, notate cu numărul (2.16), le-am rescris, corectându-le potrivit testărilor făcute, precum și conform necesităților, sub forma (2.17) pe care am utilizat-o în final în calcule. Analiza de detaliu a metodei de calcul a potențialului magnetic scalar astfel amendată mi-a permis scrierea programului MPS1 care permite calculul inducțiilor magnetice axiale, radiale și totale în toate punctele câmpului magnetic al unui solenoid S.C., precum și a tensiunii electromotoare, a fluxului magnetic și a puterii mașinii homopolare axiale. Această primă variantă de rezolvare, însă, nu a dat satisfacție deplină. Din acest motiv am fost nevoită să operez o serie întreagă de adaptări.

Primele modificări făcute au fost determinate, de fapt, de necesitatea adaptării dezvoltărilor în serie scrise pentru un solenoid S.C. format dintr-un singur filament, la acelea ale unei înfășurări solenoidale multifilamentare. Aceste modificări au necesitat corectarea seriilor de bază și adaptarea acestora pentru a se ține cont de mai multe cazuri particulare care pot interveni. Toate acestea le-am exprimat sub o formă cât mai simplă și adecvată rezolvării printr-un program pe calculator.

O a doua serie de modificări a expresiilor (2.17) au fost impuse de necesitatea rezolvării corecte, corespunzătoare teoriei, a calculelor pentru punctele situate în dreptul înfășurării. Acest lucru a fost necesar deoarece în această zonă din câmpul magnetic are loc schimbarea de semn, din pozitiv, în negativ, a inducției magnetice axiale. Pentru această zonă seriile teoretice inițiale conduceau adesea la obținerea unor mărimi și sensuri de dezvoltare neverosimile. Și în acest caz a fost necesară analiza și rezolvarea mai multor cazuri particulare.

Cercetarea și evaluarea rezultatelor au pus în evidență, în final, și o serie de mărimi, din cadrul câmpului magnetic, anormal de mari sau mici, precum și unele inversări de sens ale dezvoltării în serie. Pentru rezolvarea acestor anomalii, pe lângă utilizarea coeficienților de eroare ai lui Garrett [13], am folosit și eu coeficienți de eroare atașați fiecărui termen al seriilor folosite. Acești coeficienți, exprimați mai ales sub forma unor dezvoltări armonice complementare, au fost astfel stabiliți încât să modeleze în mod adecvat armonicele din seriile inițiale create de polinoamele lui Legendre. Prin folosirea acestora se influențează în mod favorabil și în mod corespunzător necesitățile de dezvoltare normală și corectă, ca și mărime și sens de variație, a acestor serii.

În urma tuturor acestor modificări, soldate cu creșterea de la 4 la un număr de 14 dezvoltări în serie distincte, notate (3.15), metoda de calcul a devenit etalonabilă, ea conducând la posibilitatea calculului corect al inducțiilor magnetice în orice punct al câmpului magnetic al unui solenoid. Pentru rezolvarea concretă a

calculului cu aceste expresii am scris programul MPS2, redat în anexa 2 ca și exemplu, fiind scris, ca și toate programele tolosite în lucrare, în limbajul FOXPRO pentru calculatoare de tip PC.

Calculul câmpului magnetic al solenoizilor ecranati l-am rezolvat cu ajutorul metodei potențialului magnetic vector. În urma aplicării concrete a acestei metode, respectând strict prevederile teoretice, am constatat că sistemul de ecuații scrise pentru soluția inițială, nu conducea, după rezolvare, la obținerea mărimilor scontate în anumite puncte particulare din câmp. Astfel inducția magnetică maximă, calculată cu relațiile din literatură și obținută în mod curent pe axa Or sub înfășurare, nu era atinsă cu această metodă. Nici trecerea de la pozitiv la negativ a inducției magnetice în interiorul solenoidului, pe direcția și sensul axei Or, nu a corespuns teoriei. Concret, ca și o concluzie finală a analizei, am constatat că dezvoltarea calculului pe direcția axei Or nu corespundea decât într-o anumită măsură prevederilor teoretice existente. Din aceste motive, în vederea obținerii unei soluții inițiale pentru câmpul magnetic al unui solenoid S.C. am elaborat relații de calcul proprii pentru inducția magnetică și potențialul magnetic vector de pe axa Or, notate (3.25) și (3.26), având însă la bază relațiile din teorie notate (2.68), în așa fel încât să corespundă cerințelor menționate, și le-am rezolvat cu programul MPV1 rescris în mod adecvat. Pe baza acestor relații, precum și a altora cunoscute din teorie, am alcătuit sistemul de ecuații care mi-au permis obținerea unei soluții inițiale care să corespundă necesităților. Pentru aceasta, dar și pentru obținerea unei soluții inițiale pentru înreg câmpul magnetic, cât mai apropiate de aceia finală, am elaborat programele MPV2 și MPV3 dezvoltate din MPV1. Acestea conțin și relațiile de calcul elaborate de mine pentru obținerea inducției magnetice pe direcția axei Or potrivit precizărilor de mai sus. Cu soluția inițială astfel obținută am intrat în procesul de relaxare rezolvat cu ajutorul programelor MPV4, MPV5 și MPV6, pe care le-am scris, pe baza relațiilor de calcul din teorie, pentru solenoidul S.C. neecranat, primul și respectiv pentru acela ecranat următoarele două.

Testările făcute pe un număr mare de variante de calcul au permis constatarea importanței care trebuie acordată scrierii sistemului de ecuații care configurează soluția inițială. Procesul de relaxare, din cadrul metodei potențialului magnetic vector, are o acțiune doar de optimizare a soluției inițiale, rezolvând unele probleme de inversiune de sens al mărimilor, ordonându-le pe acestea, dar nu le poate corecta pe acelea eronate dacă ele diferă mult de acelea finale. Din acest motiv am considerat că este necesar ca în cadrul metodei utilizate de mine să impun ca soluția inițială să conțină o dezvoltare riguros calculată pe axa Or de la care să pornească calculul pentru nodurile situate pe paralelele la axa Oz.

Cu lanțul de programe astfel construit (pe baza metodei potențialului magnetic vector amendată de mine pentru a corespunde cerințelor inițiale) am putut obține potențialul magnetic vector și inducția magnetică axială, radială și totală în orice punct al câmpului magnetic al unui solenoid S.C. ecranat. În acest mod programele elaborate, atât pe baza metodei potențialului magnetic scalar, cât și pe aceia a potențialului magnetic vector, au capacitatea de calcul și de dimensionare a ansamblului înfășurare S.C.-tambur rotor neecranat și respectiv ecranat. Sub această formă le-am inclus în cadrul metodologiei de proiectare a mașinii criogenice homopolare axiale elaborate de mine.

Pentru a trece la faza finală de optimizare a formei constructive a ansamblului amintit, am considerat necesar, în prealabil, în capitolul 4, să analizez unele particularități de ordin tehnic, dar și de calcul economic, de care a trebuit să țin cont, și de care trebuie să țină cont orice proiectant, pe parcursul tuturor

etapelor din cadrul metodologiei de proiectare a mașinii criogenice homopolare axiale de c.c. Contribuția mea în acest capitol se rezumă la documentarea de laborator făcută în Germania și la cercetarea bibliografică corespunzătoare, iar în final la sinteza, analiza și evaluarea datelor culese.

Etapa fundamentală din cadrul metodologiei studiate și propuse de mine consider că este aceea de optimizare dimensională și de alegere a formei constructive optime, fundamentată pe baza principiilor de maximizare a parametrilor tehnici și de minimizare a costurilor de fabricație și exploatare a mașinii. Această etapă de optimizare, prezentată în capitolul al 5-lea, constituie aportul meu esențial la elaborarea metodologiei de proiectare a mașinilor analizate. Toate fazele de optimizare, analizele făcute, concluziile generale formulate și finalizate prin propunerea unei forme constructive optime pentru mașinile criogenice homopolare axiale de c.c., îmi aparțin în totalitate.

În penultimul capitol al lucrării am făcut o verificare a rezultatelor obținute în urma folosirii în cadrul metodologiei propuse a celor două metode de calcul ale câmpului magnetic al unui solenoid S.C. Mărimile inducțiilor magnetice axiale și radiale calculate cu ajutorul celor două metode consacrate, dar îmbunătățite de către mine, impunea efectuarea verificării datelor astfel obținute. Din acest motiv verificarea acestora am făcut-o în primul rând prin compararea rezultatelor obținute prin cele două metode de calcul distincte folosite de mine, dar și cu ajutorul altor două metode consacrate și utilizate în practică. Verificarea experimentală, concretă, din motive obiective nu am putut-o face. Rezultatele și concluziile acestor verificări validează, însă, metodele de calcul ale câmpului magnetic ale unui solenoid S.C., metode utilizate de mine în teză în calculele de optimizare din cadrul metodologiei propuse pentru proiectarea mașinilor criogenice homopolare axiale de c.c.

Rezultatele cercetărilor făcute de mine în lucrarea de față pot fi concretizate în următoarele concluzii finale prezentate în mod succint:

a) În urma studiului efectuat am propus o metodică originală de proiectare a mașinilor electrice criogenice homopolare axiale de c.c., bazată pe principiul maximizării parametrilor tehnici ai acestora și a minimizării costurilor de fabricație și exploatare a lor, pe de o parte, și pe calculul de optimizare dimensională și a formei constructive a ei, pe de altă parte. Aceasta își dovedește utilitatea, iar rezultatele confirmă acest lucru, prin chiar exemplul concret de aplicare a ei dat în teză. Astfel acesta s-a concretizat, în finalul lui, prin dimensionarea optimală a unui ansamblu înfășurare S.C.-criostat-tambur rotor-ecran, fapt ce a permis alegerea unei forme constructive optime, care să conducă, în urma realizării ei, la maximizarea performanțelor tehnice și economice ale mașinii.

b) Metodica propusă utilizează pentru calculul câmpului magnetic al unui solenoid metodele potențialului magnetic scalar, în cazul când acesta este necranat și a potențialului magnetic vectorial, pentru cazul când este ecranat, ambele fiind îmbunătățite prin contribuția mea originală, de amănunt, la aplicarea concretă a lor. Aportul meu direct aici se rezumă în special la următoarele:

A) În cazul calculului câmpului magnetic al unui solenoid necranat prin metoda potențialului magnetic scalar se referă la:

- 1) Adaptarea relațiilor (2.16) la necesitățile înfășurării solenoidale S.C. din lucrare prin scrierea lor sub forma (2.17) și elaborarea unor expresii de calcul complementare, mult simplificate, notate (3.10); (3.11) și (3.12).
 - 2) Elaborarea unor noi formule de calcul, notate (3.13), obținute prin ponderarea adecvată a acelor inițiale, pentru calculul inducțiilor magnetice din punctele din zona situată în dreptul înfășurării în care au apărut în timpul testărilor mai multe rezultate eronate. Sistemul de dezvoltări în serie utilizate s-a mărit astfel de la 4 la 14 expresii, noul sistem fiind notat (3.15).
 - 3) Atașarea termenilor dezvoltării în serie (2.17) a unor coeficienți de eroare, concomitent cu aceia ai lui Garrett, pentru a putea corecta unele variații eronate, dar și pentru a putea etalona expresiile seriilor din cadrul metodei de calcul folosite. Am notat acești coeficienți (3.16).
 - 4) Elaborarea schemelor logice și a programelor de calcul MPS1 și MPS2 utilizate pentru calculul inducției magnetice axiale, radiale și totale din câmpul magnetic necranat al unui solenoid.
- B) În cazul calculului câmpului magnetic al unui solenoid ecranat prin metoda potențialului magnetic vector se referă la:
- 1) Elaborarea unor relații de calcul a potențialului magnetic vector, notate (3.26) și a inducției magnetice, notate (3.25), din nodurile situate pe axa Or a solenoidului, și elaborarea pe baza acestora, precum și a acelor din teorie, a unui sistem de ecuații care mi-a permis obținerea unei soluții inițiale adecvate, utilizate la aplicarea concretă a acestei metode de calcul.
 - 2) Elaborarea schemelor logice și a lanțului de programe MPV1, MPV2, MPV3, MPV4, MPV5 și MPV6 utilizate pentru calculul potențialului magnetic vector și a inducției magnetice axiale, radiale și totale din câmpul magnetic necranat și ecranat al unui solenoid calculate prin această metodă.

BIBLIOGRAFIE

1. **Adam, E. și Dosdat J.** (Franța) - *Élaboration et applications des supraconducteurs en niobium titane et en niobium-titane-étain*. Simp. Cryoelectrotechnics, martie 1969, Londra.
2. **Apăteanu, E.** - *Supraconductivitatea - un mare pas înainte*. Rev. Șt. și Teh., nr. 4/ 1994, pag. 24.
3. **Apăteanu, E.** - *Invazia lentă a supraconductoarelor*. Rev. Șt. și Teh., 6/1994, pag. 4.
4. **Apostol, M.** - *Despre mecanismul supraconductivității la înaltă temperatură în sistemele de tip Ba-La(Y)-Cu-O*. International Journal of Modern Physics B, Vol. 1, nr. 3 și 4, pag. 957 - 964, 1987.
5. **Appleton, A.D.** (U.K.) - *Motors, generators and flux pumps*. Simp. Cryoelectrotechnics, martie 1969, Londra.
6. **Appleton, A.D. și MacNab, R.M.** (U.K.) - *A model superconducting motor*. Simp. Cryoelectrotechnics, martie 1969, Londra.
7. **Appleton A.D. și Ross, J.S.H.** (U.K.) - *Aspects of a superconducting winding for a 3250 hp motor*. Simp. Cryoelectrotechnics, martie 1969, Londra.
8. **Bălă, C., Țogui, L. și Covrig M.** - *Bobine de reactanță pentru sisteme energetice*. Ed. Tehnică, București, 1982.
9. **Birkner, Peter Johannes.** *Technische Gesichtspunkte zur Bemessung und zum Betrieb eines supraleitenden magnetischen Energiespeichers in toroidaler Form*. Teză de doctorat. Univ. Tehnică München, Germania, 1994.
10. **Boldea, I.** *Contribuții la teoria și calculul electromagnetic al motoarelor liniare plane de inducție (teză de doctorat)*. Inst. Politehnic Tr. Vuia, Timișoara, 1973.
11. **Boldea, I.** *Vehicule pe pernă magnetică*. Ed. Acad. RSR, 1981.
12. **Brammer, Uwe.** *Schirmung supraleitender magnetischer Energiespeicher*. Teză de doctorat. Shaker Verlag. Aachen, Germania, 1996.
13. **Brechna, H.** - *Superconducting Magnet Systems*. Springer Verlag, Berlin, 1973.
14. **Bronstein, I.N. și Semendjajew, K.A.** *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch, Thun, Germania, 1983 (pag. 800) (Formula Newton-Cotes).
15. **Brown, G.V.** *Axial and radial magnetic fields of thick finite-length solenoids*. NASA-TR R-170, 1962.
16. **Bulirsch, R.** *Numerical calculations of elliptic integrals and elliptic functions*. Numerische Mathematik, Part. I: vol. 7 (1965), pag. 78 – 90; part. II: vol. 13 (1969) pag. 266 – 284, part. III: vol. 13 (1969), pag. 305 – 315.
17. **Chen Xian Zhen, Hu En Qiu, Ge W.J., Tang S.D.; Wu, P.H.** *The Research of New Electromagnetic Screen System of the 300-kW Superconducting Homopolar DC Machine*. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Vol. 6, Nr. 2, 2 iunie 1996.

18. **Chioreanu, V.** - Materiale electrotehnice. Institutul Politehnic Timișoara, 1983.
19. **Constantin, E., Radu, D., Irimia, D., Fränkel, D., Daba, D.** - Cercetarea și elaborarea metodicii de calcul a distribuției câmpului magnetic și a forțelor electromagnetice în criomașini electrice unipolare. Protocol la subcontractul de cercetare științifică nr. 247/ 2/ 1981. între catedrele IPTV Timișoara, Bazele electrotehnicii - Utilizări și mașini electrice.
20. **Constantin, E., Radu, D.** - Beitrag zur Berechnung der Erregerspulen von supraleitenden Unipolarmaschinen. Bul. Șt. și Tehnică al IPTV Timișoara, Electrotehnică, Tom 28 (42), pag. 5-9, 1983.
21. **Constantin, E., Radu, D.** - Considerații privind metodele de uniformizare a câmpului magnetic la bobine solenoidale supraconductoare. Bul. Șt. și Tehnic al IPTV Timișoara, Electrotehnică, Tom 26 (40), Fasc. 2-1981, p. 17-24.
22. **Constantin, E., Radu, D.** - Influența ecranelor feromagnetice asupra câmpului magnetic produs de bobine cilindrice scurte. Coferința Națională de Electrotehnică și Electroenergetică, Vol. I, Bazele Electrotehnicii I, p. 59-70, Timișoara, sept. 1982.
23. **Constantin, E., Radu, D.** - Contribuții la calculul câmpului magnetic produs de bobine cilindrice în prezența unui ecran feromagnetic coaxial. Bul. Șt. și Tehnic al IPTV Timișoara, Electrotehnica, Tom 29 (43), p. 11-14, 1984.
24. **Coșniță, C. și Tirtoiu, F.** - Probleme de algebră. Ed. Tehnică, București, 1972, pag. 518-519.
25. **Cruceanu, E.** - Crio electrotehnica și criza energetică actuală. Lucrările Colocviului de Supraconductibilitate și Criotelectrotehnică. Craiova. 1977, p. 1-11.
26. **Cruceru, C.** - Supraconductibilitatea și aplicațiile ei. Ed. Șt. și Encicl., București. 1985.
27. **Dordea, Toma** - Proiectarea și construcția mașinilor electrice. Vol. I., Partea 1 și 2. IPT. Timișoara, 1982.
28. **Dordea, T., Constantin, E., Radu, D.** - Calculul câmpului magnetic și al forțelor electromagnetice pentru un magnet supraconductor cu bobinaj în șa în două variante cu inducția magnetică de 6 T și 8 T. Protocol la contractul de cercetare științifică nr. 226/ 1979, IPTV Timișoara - ICPET București.
29. **Durand, M. Emile.** Electrostatique et Magnétostatique. Masson et Cie, 1953.
30. **Farrel, D.E., ș.a.** - Magnetizarea câmpurilor slabe a supraconductorilor $YBa_2Cu_3O_x$ raportat la microstructură. Vol. 35, nr. 16, 1 iunie 1987, din PHYSICAL REVIEW B, ANGLIA.
31. **Farrell, D.E. ș.a.** - Proprietățile supraconductoare ale granulelor cristaline de $YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$. Vol. 36, nr. 7, 1 septembrie 1987, din PHYSICAL REVIEW B
32. **Foner, S. și Schwartz, B.B.** - Superconducting Machines and Devices. Plenum Press, New York, 1973.
33. **Foner, S. și Schwartz, B.B.** - Superconducting Machines and Devices, Large Systems Applications. Plenum Press, New York, 1974.

34. **Frey, H., Haefner, R.A.** Tieftemperaturtechnologie. Düsseldorf, Germania. VDI Verlag GmbH, 1981.
35. **Godunov, S.K., Reabenki, V.S.** - Scheme de calcul cu diferențe finite. Traducere din limba rusă. Ed. Tehnică, București, 1977.
36. **Grant, P.M., ș.a.** - Supraconductivitatea la peste 90 °K în compusul YBaCuO_x. Vol. 35, nr. 13, 1 mai 1987, din PHYSICAL REVIEW B, Anglia.
37. **Grupe, H. și Maurer, W.** - Supraleitung: Forschung, Entwicklung, Anwendung. Kernforschungszentrum, Karlsruhe, 1993.
38. **Hampshire, R.G., Sutton, J. și Taylor, M.T.** (U.K.) - Effect of temperature on the critical current density of Nb-44 wt% Ti alloy. Simp. Cryoelectrotechnics, martie 1969, Londra.
39. **Hott, R. Rietschel, H. și Sander, M.** - Lagebericht 1993 zur Angewandten Supraleitung. Gesellschaft für Angewandte Supraleitung. Karlsruhe, 1993.
40. **Inoue, K., Tokumasu, T., ș.a.** - Caracteristicile supraconductoarelor la generatoarele S.C. cu răspuns rapid, MT13
41. **Jha, A.R.** - Superconductor Technology, Applications to Microwave, Electro-Optics, Electrical Machines, and Propulsion Systems. A Wiley-Interscience Publication, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1998.
42. **Kalantarov, P.L. și Teiflin, L.A.** - Calculul inductanțelor, Ed. Tehnică, București, 1958.
43. **Kemori, M., ș.a.** - Superconducting bearing systems using high-temperature superconductors. IEEE Trans. Appl. Superconductivity 5 (634-637), 1995.
44. **Kirtley, J.L.** - Application of superconductors to motors, generators, and transmission lines. Proc. IEEE 77(8): 1143-1154 (1989).
45. **Kirtley, J.L. Jr.** - Large system interaction characteristics of superconducting generators. Proc. IEEE 81: 449-461 (1993).
46. **Komarek, P.** - Kryotechnik für Energiefragen unter besonderer Berücksichtigung supraleitender Magnete. Vorgelegte Habilitationsschrift an der Technischen Hochschule Graz. Kernforschungszentrum, Karlsruhe. Institut für Experimentelle Kernphysik, 1976.
47. **Komarek, P.** - Hochstromanwendung der Supraleitung, B.G. Teubner Stuttgart, 1995.
48. **Kullmann, D.** - Supraleitende Generatoren und Motoren, VDI Bildungswerk, BW 2810, 1976.
49. **M. van Bentum, P.J., ș.a.** - Măsurătorile câmpului intens la T_c înalte ale supraconductorilor La_{1,85}Sr_{0,15}CuO_{4,8} și YBa₂Cu₃O_{7,8}. Vol. 36, nr. 10, 1 octombrie 1987, din PHYSICAL REVIEW B, ANGLIA.
50. **McGuire, T.R., ș.a.** - Proprietățile magnetice ale supraconductorilor YBCO. Vol. 36, nr. 7, 1 septembrie 1987, din PHYSICAL REVIEW B, ANGLIA.
51. **Meghea, C.** - Bazele analizei matematice. Ed. Științifică și Enciclopedică, București, 1977, pag. 696-700.

52. **Mocanu, C.I.** - Teoria câmpului electromagnetic. Ed. Did. și Ped., București, 1981.
53. **Mole, C.J. ș.a.** - Superconducting electrical machines. Proc. IEEE 61:95 - 105 (1973).
54. **Montgomery, D.B.** - Solenoid Magnet Design. The Magnetic and Mechanical Aspects of Resistive and Superconducting Systems. Wiley-Interscience, New York, 1969.
55. **Moorjani, K., ș.a.** - Superconductivitatea în volum și în straturi subțiri de $\text{La}_{1.85}\text{Sr}_{0.15}\text{CuO}_{4.5}$ și $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$. Vol. 36, nr. 7, 1 septembrie 1987, din PHYSICAL REVIEW B, ANGLIA.
56. **Morton, P.H. (U.K.)** - Stable superconductors and their uses. Simp. Cryoelectrotehnics, martie 1969, Londra.
57. **Muțiu, R.** - Proiectarea separatorului magnetic cu solenoid S.C. ceramic, Proiect de diplomă, Univ. Tehn. Timișoara, 1995.
58. **Nakagwa, Y., ș.a.** - Recent development progress of 70-MW class superconducting generators. IEEE Trans. Appl. Superconductivity 5: 457-460 (1995).
59. **Novac, I.** - Mașini Electrice Speciale. Ed Didactică și Pedagogică, București, 1967.
60. **Novac, I.** - Mașini Electrice. Partea I-a, IPT, Timișoara, 1996.
61. **Novac, I.** - Mașini Electrice, Partea a II-a, IPT, Timișoara, 1997.
62. **Oussena, M., ș.a.** - Reluctanțe magnetice longitudinale și transversale ale $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ în câmpuri foarte înalte, de până la 430 kG. Vol. 36, nr. 7, 1 septembrie 1987, din PHYSICAL REVIEW B, ANGLIA.
63. **Panaitopol, L. și Drăghicescu, I.C.** - Polinoame și ecuații algebrice. Ed. Albatros, 1980, pag. 151-154.
64. **Parks R.D., ș.a.** - Superconductivity (2 volume). New York. Dekker Publishing Co. 1969, p. 682.
65. **Radu, Dumitru** - Contribuții privind calculul electromagnetic al bobinelor criogenice și supraconductoare. Teză de doctorat. Inst. Politehnic "Traian Vuia" Timișoara. 1985.
66. **Radu, D., Constantin, E.** - Contribuții privind determinarea câmpului magnetic și a forțelor electromagnetice la un solenoid supraconductor. Lucrările celui de-al II-lea Colocviu Național de Criogenie Crioelectrotehnică și Electrotehnică aplicată, Craiova, mai 1980.
67. **Răduleț, R.** - Bazele electrotehnicii. Probleme I. Ed. did. și ped., București, 1970.
68. **Rettori, C., ș.a.** - Magnetism și câmpuri critice în supraconductori cu înaltă T_c - $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}\text{S}_x$ ($x = 0,1$): Un studiu "ESR". Vol. 36, nr. 7, 1 septembrie 1987, din PHYSICAL REVIEW B, ANGLIA.
69. **Richter, Rudolf** - Mașini Electrice. Ed. Tehnică, București, 1958.
70. **Roșu, A.** - Suprafluide suprarăcite. Rev. Șt. și Tehn., nr. 5/ 1986, pag. 16.
71. **Salvadori, M.G., Baron, M.L.** - Metode numerice în tehnică. Traducere din limba engleză, Ed. Tehnică, 1972.
72. **Siegrist, T. ș.a.** - Structura cristalină a supraconductorului de înaltă T_c , $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{9.8}$. Vol. 35, nr. 13, 1 mai 1987, din PHYSICAL REVIEW B, Anglia.

73. **Simonyi, Károly.** Electrotehnică teoretică. Ed. Tehnică. 1974 (Trad. Din maghiară de M. Preda, A. Millea și D. Cârstea după ed. V-a. 1967 și aceia din germană. 1971).
74. **Smith, J.L., ș.a.** - Performance of MIT 10 MVA superconducting generators, IEEE Trans. Appl. Superconductivity 5: 445-449 (1995).
75. **Stamatescu, C., ș.a.** - Criogenia tehnică. Ed. Tehnică, București, 1982.
76. **Șora, C.** - Bazele electrotehnicii. Ed. Did. și Pedagogică, București, 1982.
77. **Takao, T., ș.a.** - Statistical estimation of disturbance energy due to conductor motion in rotor windings of superconducting generators. IEEE Trans. Appl. Superconductivity 5: 361-363 (1995).
78. **Talisa, S.H., ș.a.** - High-temperature superconducting wideband delay lines. Microwave J., 88-96 (1995).
79. **Uher, C. și Kaiser, A.B.** - Proprietățile termoconductoare ale S.C. de tipul $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$. Vol. 36, nr. 10, 1 octombrie 1987, din PHYSICAL REVIEW B, ANGLIA.
80. **Urankar, L.K.** Vector Potential and Magnetic Field of Current-Carrying Finite Arc Segments in Analytical Form. Part. 1: Filament Approximation. IEEE Trans. On Magn., pag. 1283 – 1288, 1980.
81. **Urankar, L.K.** Vector Potential and Magnetic Field of Current-Carrying Finite Arc Segments in Analytical Form, Part. 3: Exact Computation for Rectangular Crosssection. IEEE Trans. On Magn., pag. 1860 – 1867, 1982.
82. **Voigt, H.** - Basic problems of d.c. power transmission by cryogenic cables. Simp. Cryoelectrotechnics, martie 1969, Londra.
83. **Wanner, M.; Ziegler, B.** Industrielle Kälteanlagen für LHe und LN_2 . VDI – Berichte, Nr. 1187/1995, VDI Verlag GmbH, Düsseldorf, Germania.
84. **Yamamoto, M.** (Japan) - Semi-superconductive rotary machine. Simp. Cryoelectrotechnics, martie 1969, Londra.
85. xxx - Supraconductivitatea la temperatura camerei. Rev. Șt. și Tehn., nr. 8/1985, pag. 7.
86. xxx - Institut für Technische Physik. Prospekt. Karlsruhe, 1998.
87. xxx - Low Temperatures and Electric Power. Pergamon Press, 1970, SUA. Lucrările Simpozionului de Crioelectrotehnică, 24-28 martie 1969, Londra.
88. xxxx - Griessen, R. - Dependența de presiune a supraconductorilor de înaltă T. Vol. 36, nr. 10/1.10.1987 din Physical Review B.
89. xxxx INTERNET - www.altavista.digital.com
90. xxxx Brennstoff, Wärme, Kraft, pag. 8, 4/97, Aprilie, Springer VDI Verlag.
91. xxxx Manualul inginerului. Ed. Tehnică, 1954.
92. xxxx The EPRI Journal. Vol. 21, Nr. 4, pag. 6-15, Iulie/ August 1996.
93. xxxx Documentația privind fabricarea sârmelor S.C. din Bi-2223. Vacuumschmelze GmbH, Hanau, Germania, 1999.

94. xxxx Documentația privind fabricarea benzilor S.C. din YBCO-123. Institut für Physikalische Hochtechnologie e.V., Jena, Germania. 1999.
95. xxxx Documentația privind experimentările unor aplicații ale înfășurărilor S.C. făcute în laboratoarele Universității Tehnice din München, Germania, 1999.
96. xxxx MSC/ EMAS users manual. Mac Neal – Schwendler Corporation, Los Angeles, USA, 1992. Program de calcul al câmpurilor magnetice solenoidale cu ecrane.
97. xxxx Weichmagnetische Werkstoffe. Firmenschrift der Vacuumschmelze GmbH, Hanau, Germania, 1983.
98. xxxx Superconducting Generator Design. E.P.R.I (Electric Power Research Institute) Report, EI – 663, Project 429-2, publicat de General Electric Company, Schenectady, N.Y., USA, 1978.
99. Gawalek, W., Oswald, B. – HTS Electric Motors with Compound HTS-Ferromagnetic Rotors. ICEC 17, 14-17 iulie 1998, Bournemouth, Anglia
100. Dorf, C. Richard – Superconducting Generators. CRC Press Inc., The Electrical Engineering Handbook, 1993.
101. Graz, P. Klaudy – Fortschritte im Bau von Unipolarmaschinen durch Anwendung von Flüssigkeitskontakten. ETZ, Heft 3, Germania, 1978. (pag. 139).
102. Bumby, J.R. – Superconducting Rotating Electrical Machines. Clarendon Press – Oxford, Anglia, 1983 (pag. 52).
103. Weyh, Thomas – Die Unipolarmaschine. Lucrare de diplomă, München, Germania, 1997 (pag. 59).

ANEXA 1

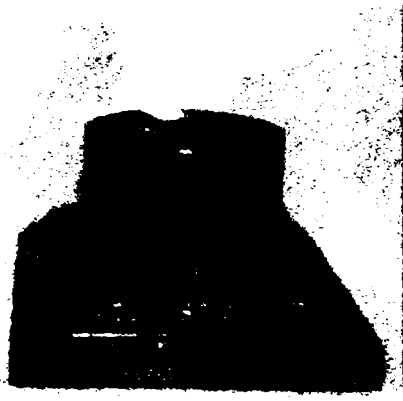
PROSPECTUL - OFERTĂ AL BENZII S.C. Bi-2223 AL ÎNTRERINDERII VACUUMSCHMELZE GmbH HANAU, CU PRINCIPALELE CARACTERISTICI



multifilamentary Bi-2223-tapes characteristical data

structure of a Bi-2223 crystal:

picture cited from:
H. Shabard et al. Crystal Structures of the
High Tc Superconducting Copper Oxides
Physica C 119/4



levitated Bi-2223 tape
over a permanent magnet

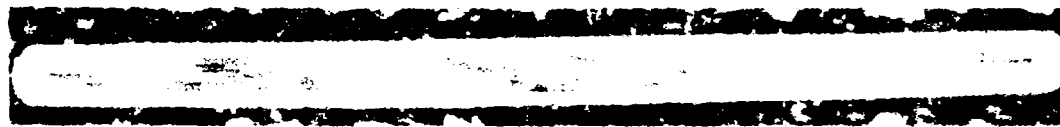
multifilamentary Bi-2223-tapes

H1 SE-A



multifilamentary Bi-2223-tapes characteristical data

cross section of a multifilamentary Bi-2223-tape (approx. 3.6 mm x 0.25 mm):



width:	approx 3.6 mm
thickness:	approx 0.25 mm
number of filaments:	55
filling factor:	approx. 26 %
material of matrix:	Ag

ANEXA 1



multifilamentary Bi-2223-tapes options

actually:
 number of filaments: 55
 matrix: Ag or AgPd or AgAu
 sheath: Ag or AgMg or AgAu
 twist: 6 mm and longer

near future:
 number of filaments: 121 or 253

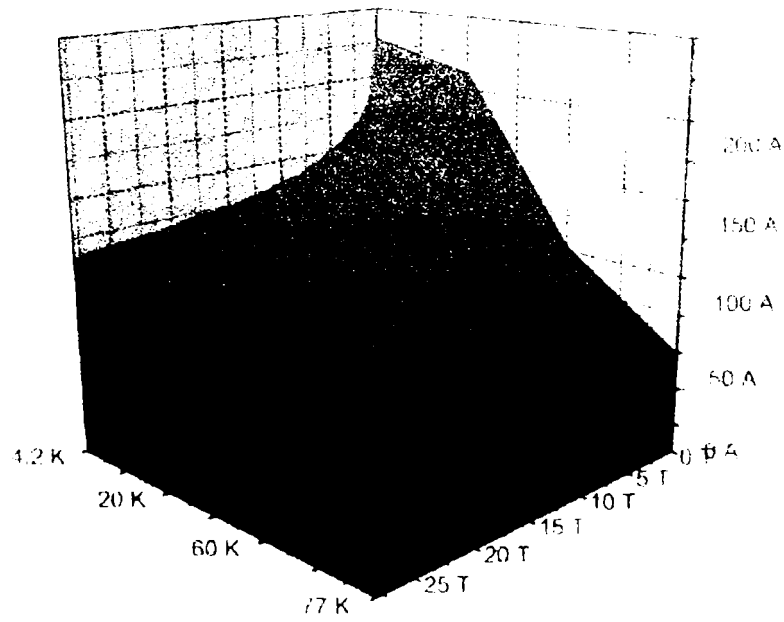
usual unit lengths: (100-500) m
 usual production lengths: >1000 m

options

HT-BEIA



surface of critical current over magnetic field and temperature



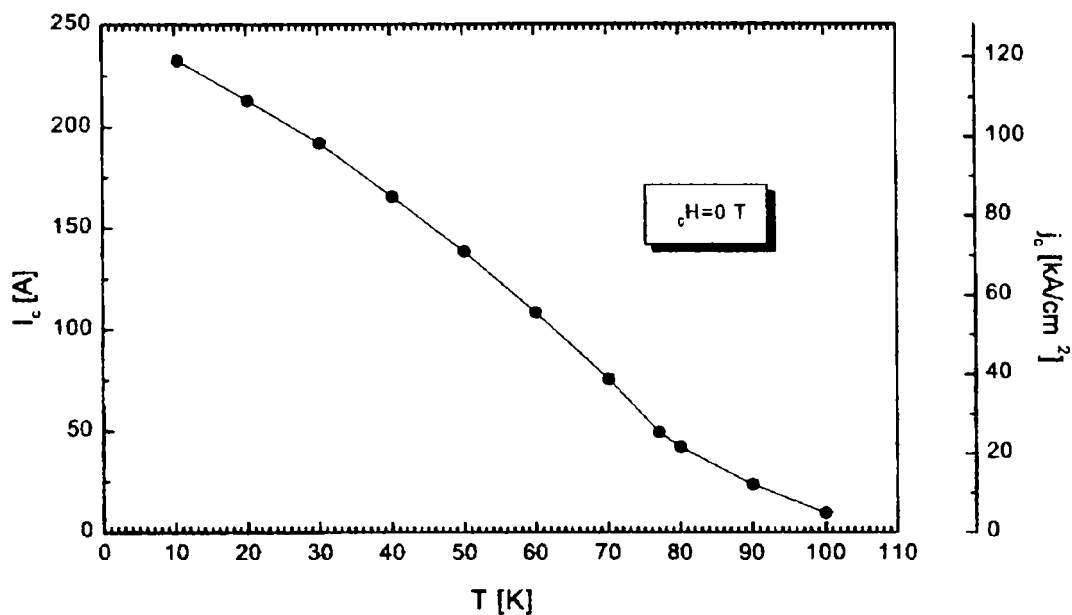
critical current, magnetic field and temperature

HT-BEIA

ANEXA 1



temperature dependence of critical current in self field

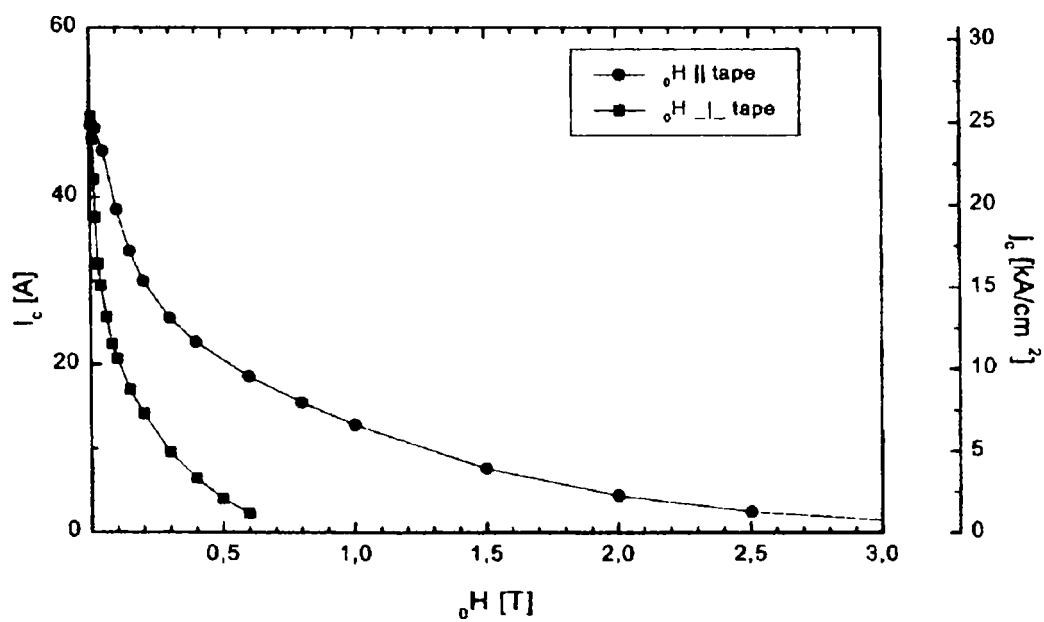


critical current and temperature

HT-SEA



field dependence of critical current at 77 K



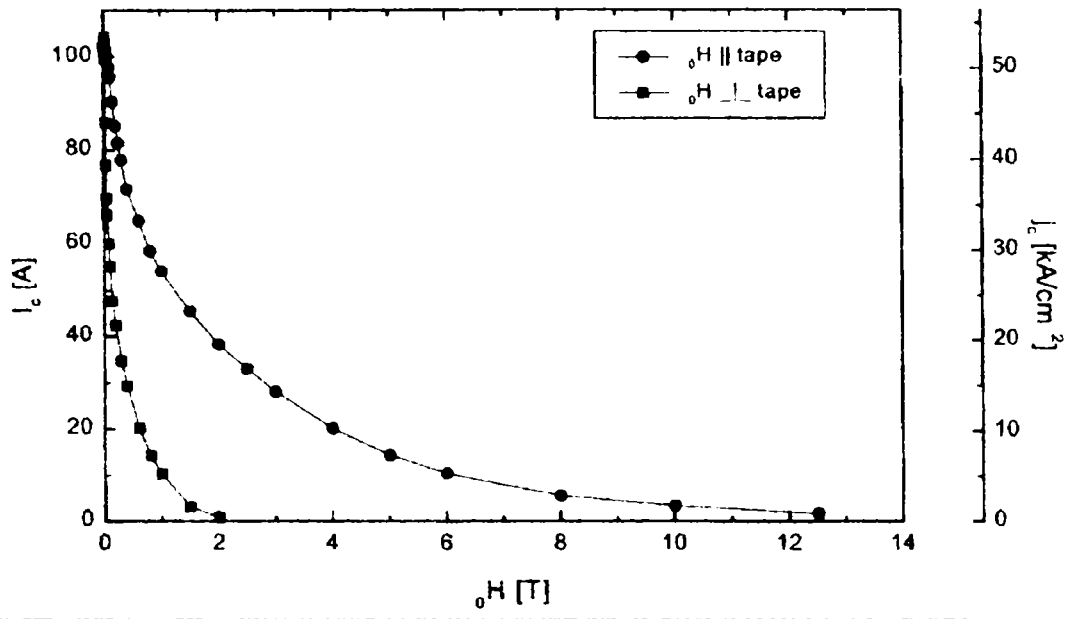
critical current and field

HT-SEA

ANEXA 1



field dependence
of critical current at 60 K

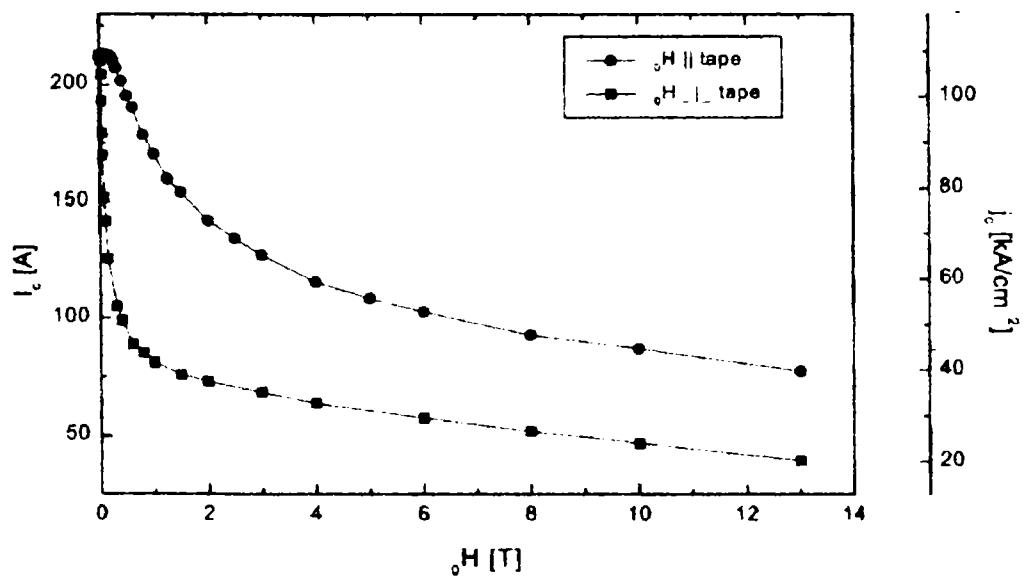


critical current and field

HT-6614



field dependence
of critical current at 20 K



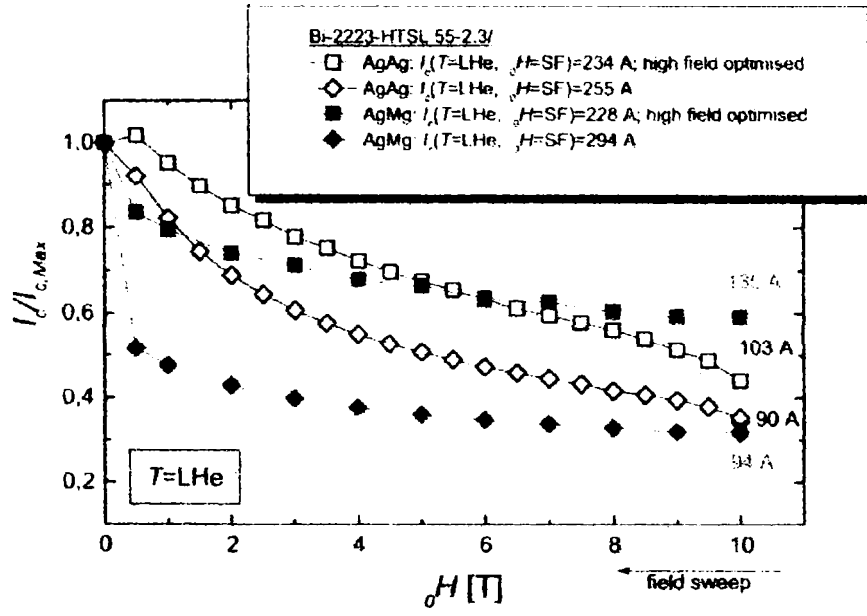
critical current and field

HT-6614

ANEXA 1



Bi-2223-HTSL 55-2.3/AgAg and /AgAgMg at T=4K

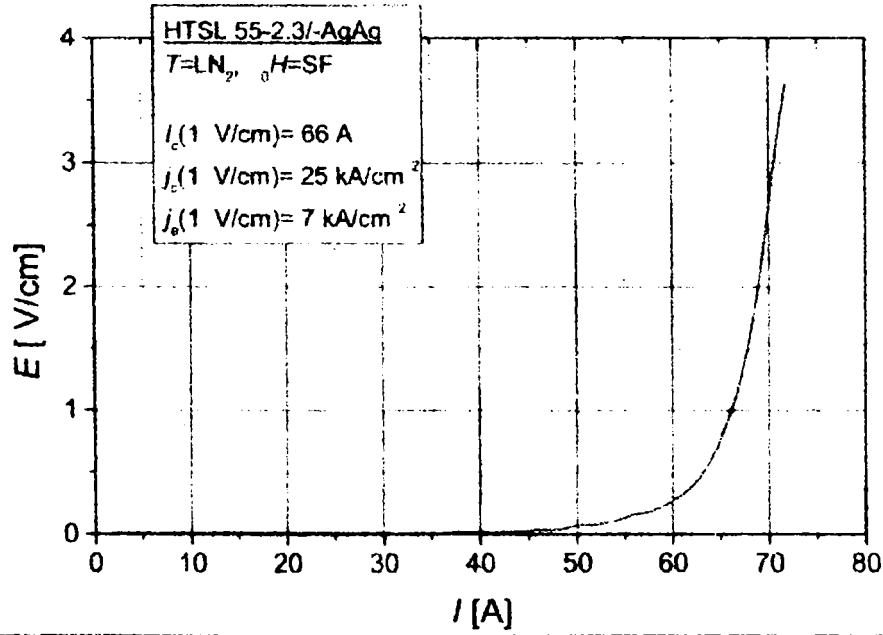


Bi-2223-tapes at low temperatures

HT-SEAN



E-I-characteristic of Bi-2223-HTSL 55-2.3/AgAg
 T=77 K; B=self field



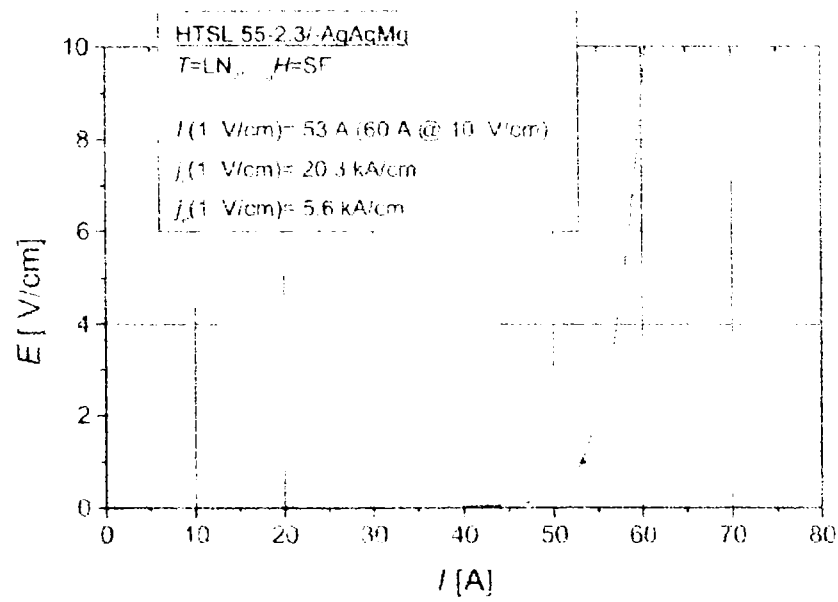
E-I-characteristic

HT-SEAN

ANEXA 1



E-I-characteristic of Bi-2223-HTSL 55-2.3/AgAgMg
T=77 K; B=self field

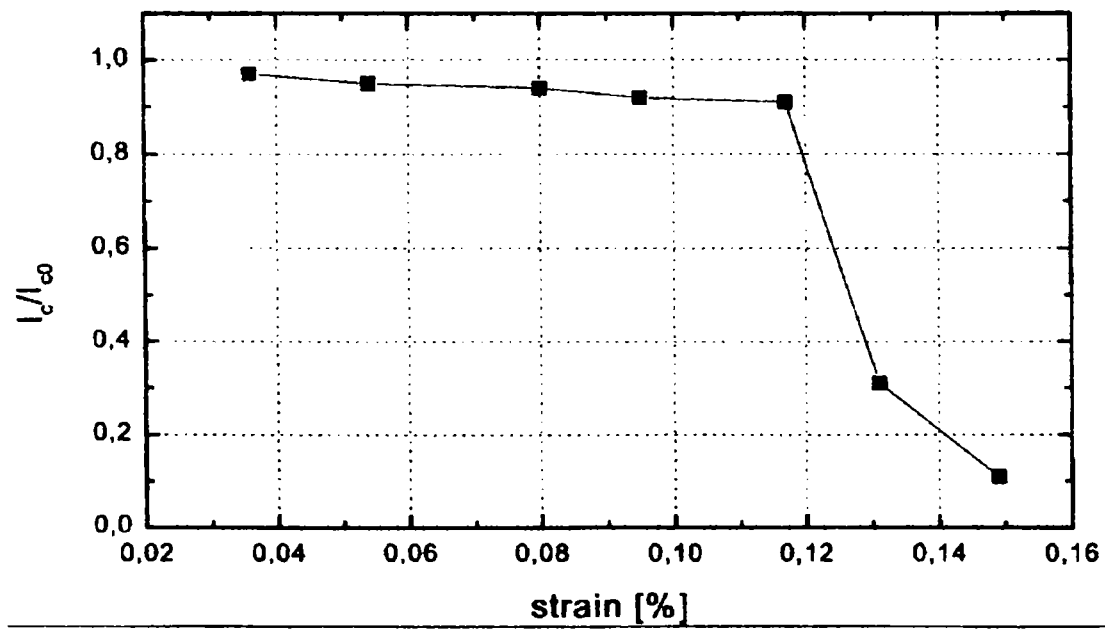


E-I-characteristic

HT-SE-07



Dependence of critical current on axial strain (applied at room temperature)
on Bi-2223-HTSL 55-2.3/AgAg-tapes



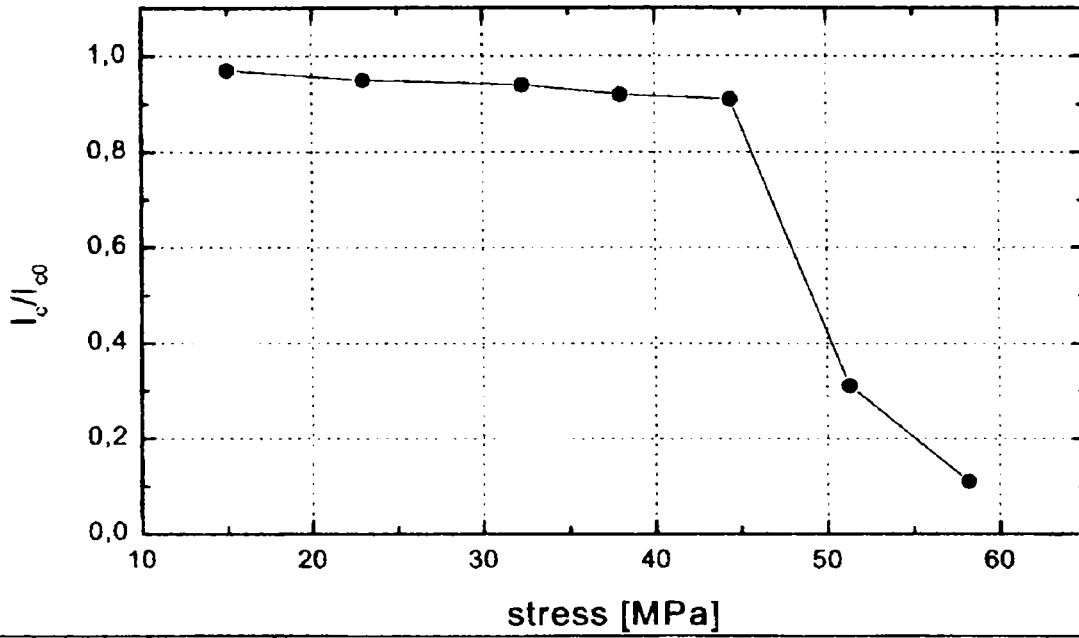
mechanical properties

HT-08-01

ANEXA 1



Dependence of critical current on axial stress (applied at room temperature) on Bi-2223-HTSL 55-2.3/AgAg-tapes

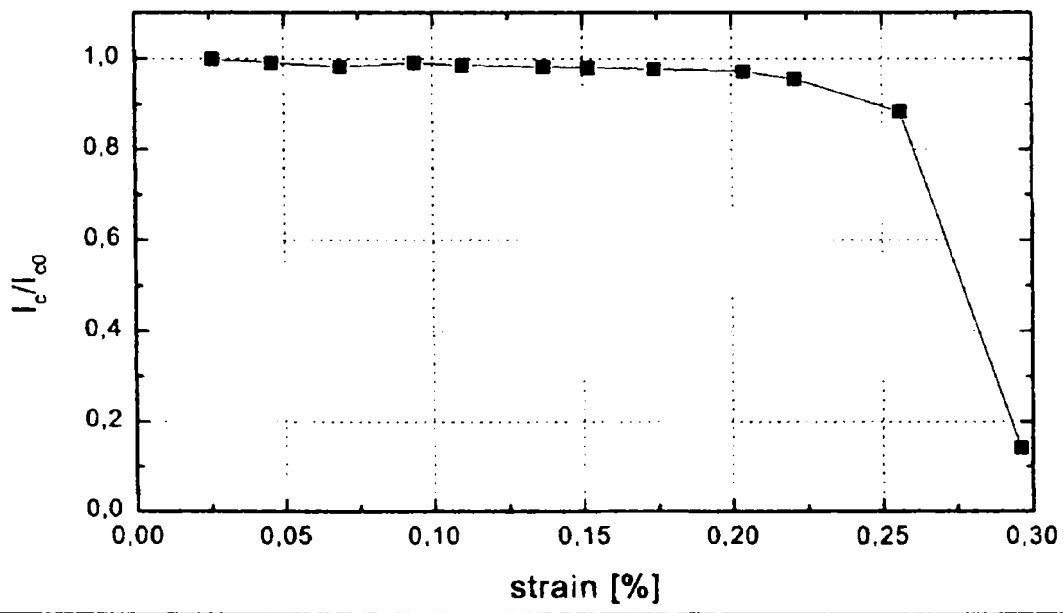


mechanical properties

HT-SEIAV



Dependence of critical current on axial strain (applied at room temperature) on Bi-2223-HTSL 55-2.3/AgAgMg-tapes



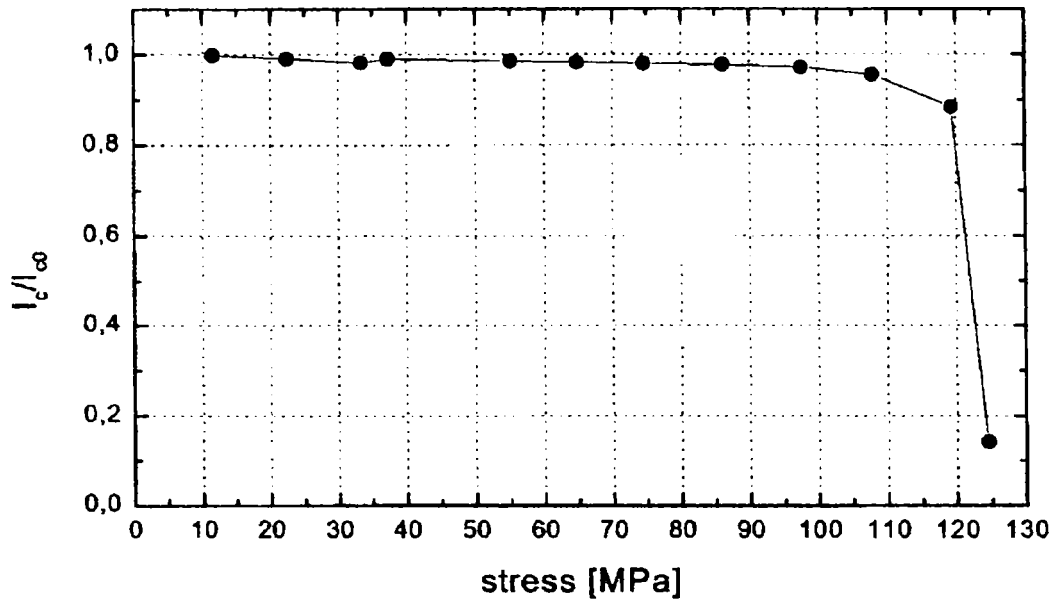
mechanical properties

HT-SEIAV

ANEXA 1



Dependence of critical current on axial stress (applied at room temperature) on Bi-2223-HTSL 55-2.3/AgAgMg-tapes

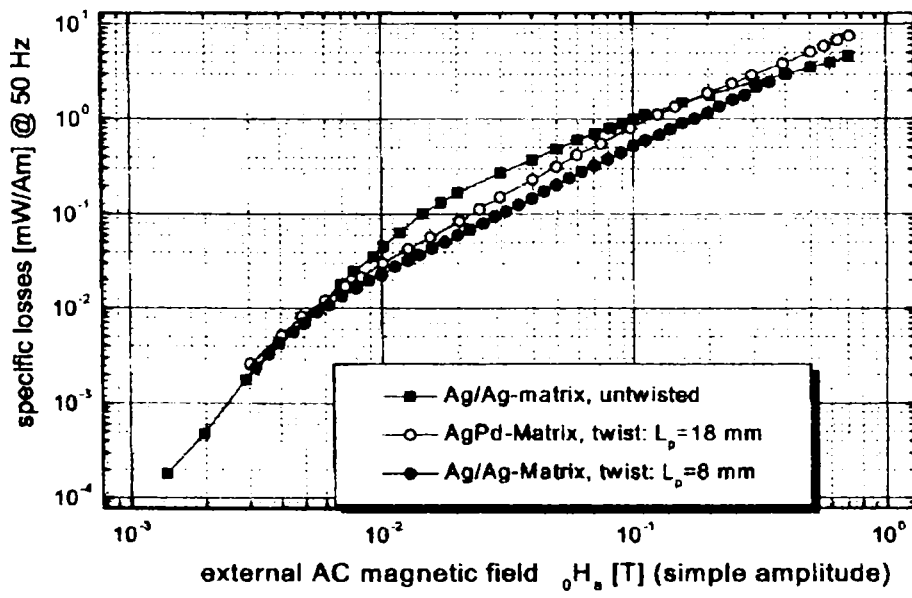


mechanical properties

HT-SEA



Specific ac losses at 50 Hz and 77 K of different types of Bi-2223-HTSL 55-2.3-tapes



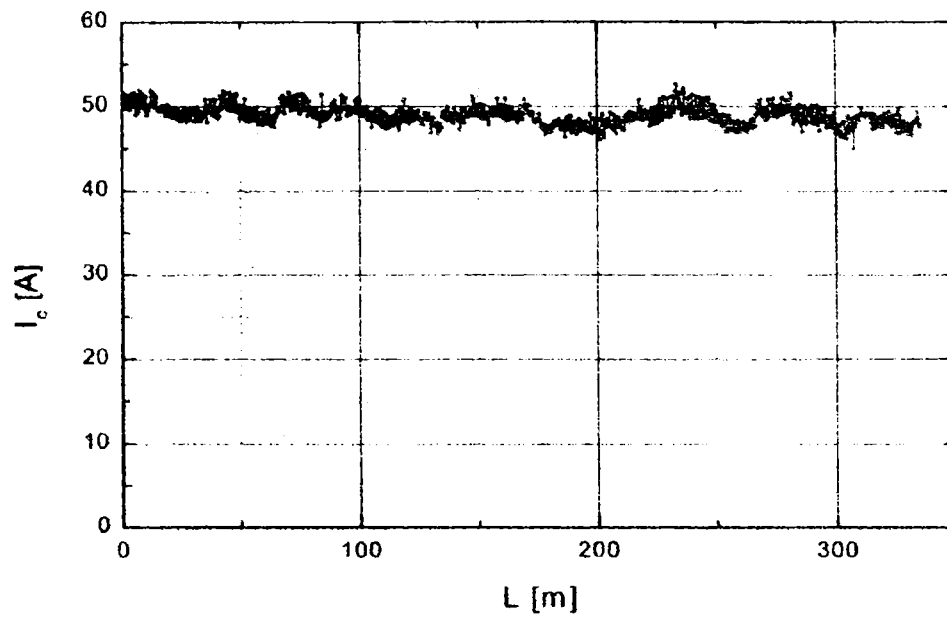
ac loss properties

HT-SEA

ANEXA 1



Homogeneity of critical current over unit length

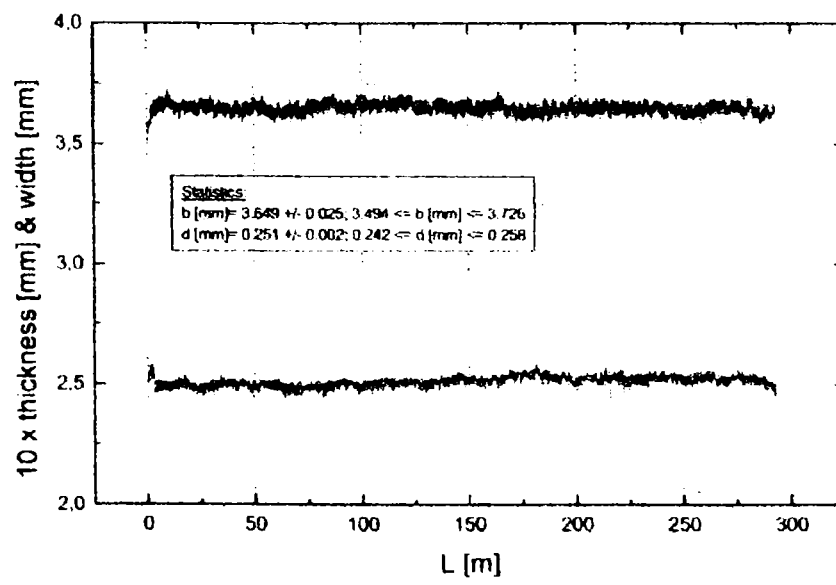


Homogeneity

HT-SEIIV



Homogeneity of width and thickness over unit length



ANEXA 1



VACUUMSCHNELZE

critical handling parameters
for VAC Bi-2223 HTSL 55-2.3/

/AgAg-tapes:

bending over the wide side (#):
a radius of R= +35 mm leads to $\geq 80\%$ I_c
a radius of R= -110 mm leads to $\geq 80\%$ I_c

bending over the narrow side:
a radius of R=500 mm leads to $\geq 70\%$ I_c
a radius of R=300 mm leads to $\geq 50\%$ I_c

strain AND torsion:
a force of 20 N and a 360° torsion over
250 mm leads to 90% I_c

/AgAgMg-tapes:

bending over the wide side (#):
a radius of R= +35 mm leads to $\geq (85-90)\%$ I_c
a radius of R= -100 mm leads to $\geq 90\%$ I_c

bending over the narrow side:
a radius of R=(400-600) mm leads to $\geq 90\%$ I_c
a radius of R>1000 mm leads to $\geq 95\%$ I_c (*)
afterwards there will reside a radius of
(2-2.5) x bending radius

strain AND torsion:
a force of 70 N and a 360° torsion over
250 mm has nearly no effect (<1%) on I_c

In general repeated bending will increase I_c -reduction and remanent radius.

I_c represents critical current at T= 77 K.
(#): +/- means in same [opposite] direction as on delivery reel
(*): twisted tapes show 95% I_c even at R=600 mm

critical handling parameters at room temperature



VACUUMSCHNELZE

thermal contraction [%]
of selected materials

material	273 K	200 K	150 K	100 K	50 K	20 K	10 K
Bi-2223-tape (1)	0	-0.09	-0.14	-0.17	-0.20	-0.20	-0.20
Bi-2223-tape (2)	0	-0.11	-0.18	-0.25	-0.27	-0.27	-0.27
Silver (3)	0	-0.135	-0.221	-0.301	-0.360	-0.374	-0.375
G10 (4)	0	-0.09	-0.13	-0.175	-0.205	-0.215	-0.220
G10 (5)	0	-0.28	-0.428	-0.54	-0.62	-0.64	-0.65

(1): 1st cool down (Yamada et al., Cryogenics, 38(1998)397)
(2): 2nd cool down (Yamada et al., Cryogenics, 38(1998)397)
(3): Properties of Materials at low Temperature, ed.: V.J. Johnson, Pergamon Press 1961
(4): G10 warp, (Clark et al., IEEE Trans. on Magnetics, 17(1981)2316)
(5): G10 normal, (Clark et al., IEEE Trans. on Magnetics, 17(1981)2316)

thermal contraction

HT-8EJA

ANEXA 2

**PROGRAMUL MPS2 DE CALCUL AL INDUCȚIILOR MAGNETICE AL UNUI
SOLENOID S.C. NEECRANAT CU AJUTORUL METODEI POTENȚIALULUI
MAGNETIC SCALAR ÎMBUNĂTĂȚITE
AUTOR: MUȚIU RAMONA**

```
CLEAR
? REPL ('*',60)
@ 2,5 SAY 'CALCULUL CIMPULUI MAGNETIC AL UNUI SOLENOID'
@ 5,5 SAY 'S.C. NEECRANAT, PRIN METODA POTENTIALULUI MAGNETIC
SCALAR'
@ 7,5 say 'AUTOR: MUTIU RAMONA'
? REPL ('*',60)
DIME A(90,90)
DIMENSION BZ(90,90)
DIMENSION BR(90,90)
STOR 0 TO A
SELECT 1
USE TABEL_SOLINI EXCLUSIV
SELECT 2
use c4
SELECT 3
USE FINDMRb EXCLUSIV
ZAP
SELECT 4
USE FINDMZb EXCLUSIV
ZAP
sele 2
PI=3.141593
defi wind AA from 0,0 to 24,79
acti wind AA
*SET PRINTER ON
*MIU0=SPACE(10)
RT2=SPACE(3)
LE=SPACE(3)
LI=SPACE(4)
RT1=SPACE(4)
HZ=SPACE(2)
HR=SPACE(2)
A1=SPACE(4)
A2=SPACE(4)
HJ=SPACE(4)
DC=SPACE(5)
IC=SPACE(3)
CUB=SPACE(4)
CUI=SPACE(4)
TUR=SPACE(4)
SSC=SPACE(4)
CB=SPACE(2)
TRP=SPACE(4)
QIU=SPACE(7)
PAG=SPACE(1)
@ 2,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI RT2?' GET RT2
```

ANEXA 2

```

@ 3,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI LE?' GET LE
@ 4,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI LI?' GET LI
@ 5,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI RT1?' GET RT1
@ 6,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI HZ?' GET HZ
@ 7,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI HR?' GET HR
@ 8,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI A1? ' GET A1
@ 9,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI A2? ' GET A2
@ 10,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI HJ? ' GET HJ
@ 11,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI DC? ' GET DC
@ 12,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI IC? ' GET IC
@ 13,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI CUB? ' GET CUB
@ 14,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI CUI? ' GET CUI
@ 15,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI TUR? ' GET TUR
@ 16,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI SSC? ' GET SSC
@ 18,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI TRP? ' GET TRP
@ 17,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI QIU? ' GET QIU
READ
CLEAR
@ 3,10 SAY 'CE SE CALCULEAZA: BR(1), BZ(2), B(3) sau AIJ(4)?
' GET CB
READ
deac wind all
CLEAR
MIU0 = 4*PI/10000000
ALFA=A2/A1
BETA=HJ/(2*A1)
BJ=HJ/2
A=1+SQRT(1+BETA*BETA)
B=ALFA+SQRT(ALFA*ALFA+BETA*BETA)
BLN=LOG(B/A)
BZ00=MIU0*CUB*DC*1000*CUI*A1*BETA*BLN
@ 1,10 say 'bz00= ' get BZ00
READ
clear
RI1=INT(RT1/HR)+1
LJ1=INT(LI/HZ)+1
MJ=INT(LE/HZ)+1
NI=INT(RT2/HR)+1
LE=(MJ-1)*HZ
RT2=(NI-1)*HR
NS=HJ*(A2-A1)*CUI/SSC
LT=(LE-LI)/1000
LSC=HJ*PI*(A2*A2-A1*A1)/(1000*4*CUB*SSC)
VOL=PI*BJ*(A2*A2-A1*A1)/(2*1000000000)
VOLS=VOL*CUI
PAG=1
@ 3,50 SAY 'PAG: '
@ 3,55 SAY PAG PICT '9'
RIND=7
RASP='DA'
RC=(A1+A2)/2000
S1=A1/SQRT(A1^2+(HJ/2)^2)

```

ANEXA 2

```

S2=A2/SQRT(A2^2+(HJ/2)^2)
GEP12=(RC/2)*((1-S1^3)-(1-
S2^3))/(LOG((A1+SQRT(A1^2+(HZ/2)^2))/1000)-
LOG((A2+SQRT(A2^2+(HZ/2)^2))/1000))
SET PRINTER TO FILE 'Fis13.TXT'
SET PRINTER ON
? 'Tabelele cu marimile de calcul utilizate la proiectarea
ansamblului infasurare S.C.-rotor'
? 'al masinii homopolare axiale prin metoda dezvoltarii in
serie a potentialului'
? 'magnetic scalar cu expresii corectate'
? ' BZ00= ', STR (BZ00,10,3)
?? ' T'
? 'A1= ', str(A1,7,3)
?? 'mm      A2= ', str(A2,7,3)
?? 'mm      HJ= ',str(HJ,7,3)
?? 'mm'
IF CB=1
? '
? 'BRIJ1=BZ00*(ER11*POL2/1-
ER12*GEP12*RIJP*POL4/6+ER13*RIJP*RIJP*POL6/120)'
? 'BRIJ2=BZ00*(ER21*POL2/(2*RIJ3)-
ER22*POL4/(24*RIJ3*RIJP)+ER23*POL6/(720*RIJ3*RIJ3*RIJ))'
? 'ER11=0.0005, ER12=-3*SINJ^2, ER13=15*SINJ,
ER21=11*(SINJ^8)*COSJ, ER22=-0.5, ER23=1'
? '          I      J      RI      ZJ      R3IJ      COSJ      BRIJ
BRJ*HZ'
? REPL ('=',90)
ELSE
IF CB=2
? '
? 'BZIJ1=BZ00*(EZ11-
EZ12*GEP12*RIJP*PL2/2+EZ13*RIJP*RIJP*PL4/24-
EZ14*RIJ3*RIJ3*PL6/720)'
? 'BZIJ2=BZ00*(EZ21/(RIJ3)-
EZ22*(PL2/(2*RIJ3*RIJP))+EZ23*PL4/(24*RIJ*RIJ3*RIJ3))'
? 'EZ11=1, EZ12=-COSJ^3, EZ13=124*SINJ^4, EZ14=100,
EZ21=0.45*(1+SINJ^2), EZ22=-0.1, EZ23=0.01'
? '          I      J      RI      ZJ      R3IJ      COSJ      BZIJ
BRJ*HZ'
? REPL ('=',90)
ELSE
IF CB=3
? '
? 'BRIJ1=BZ00*(ER11*POL2/1-
ER12*GEP12*RIJP*POL4/6+ER13*RIJP*RIJP*POL6/120)'
? 'BRIJ2=BZ00*(ER21*POL2/(2*RIJ3)-
ER22*POL4/(24*RIJ3*RIJP)+ER23*POL6/(720*RIJ3*RIJ3*RIJ))'
? 'BZIJ1=BZ00*(EZ11-
EZ12*GEP12*RIJP*PL2/2+EZ13*RIJP*RIJP*PL4/24-
EZ14*RIJ3*RIJ3*PL6/720)'

```

ANEXA 2

```

? 'BZIJ2=BZ00*(EZ21/(RIJ3)-
EZ22*(PL2/(2*RIJ3*RIJP))+EZ23*PL4/(24*RIJ*RIJ3*RIJ3))'
? 'EZ11=1, EZ12=-COSJ^3, EZ13=124*SINJ^4, EZ14=100,
EZ21=0.45*(1+SINJ^2), EZ22=-0.1, EZ23=0.01'
? 'ER11=0.0005, ER12=-3*SINJ^2, ER13=15*SINJ,
ER21=11*(SINJ^8)*COSJ, ER22=-0.5, ER23=1'
? '          I      J      RI      ZJ      R3IJ      COSJ      BIJ
BRJ*HZ'
? REPL ('=',90)
ELSE
IF CB=4
? 'RULARILE PENTRU AIJ'
? '          I      J      RI      ZJ      R3IJ      COSJ      AIJ'
? REPL ('=',90)
ELSE
ENDIF
ENDIF
ENDIF
ENDIF
I=ri1
DO WHIL I<=ni
SBRJ=0
J=1j1
DO WHIL J<=mj
RI=((I-1)*HR)/1000
ZJ=((J-1)*HZ)/1000
RIJ=SQRT(RI*RI+ZJ*ZJ)
R3IJ=RIJ
COSJ=ZJ/R3IJ
SINJ=SQRT(1-COSJ^2)
COSP=COSJ*COSJ
COS3=COSP*COSJ
COS4=COSP*COSP
RIJ=RIJ/RC
RIJP=RIJ*RIJ
RIJ3=RIJP*RIJ
R1=A1/1000
R2=A2/1000
RAP=R3IJ*SINJ
RA4=RAP-A1/1000
RB4=A2/1000-RAP
RPA=SQRT(ZJ^2+(A1/1000)^2)
RPB=SQRT(ZJ^2+(A2/1000)^2)
ACOSJ=ZJ/RPA
BCOSJ=ZJ/RPB
ASINJ=(A1/1000)/RPA
BSINJ=(A2/1000)/RPB
EZ11=1
EZ12=-COSJ^3
EZ13=124*SINJ^4
EZ14=100
EZ21=0.45*(1+SINJ^2)

```


ANEXA 2

```

EZ22=-0.1
EZ23=0.01
ER11=0.0005
ER12=-3*SINJ^2
ER13=15*SINJ
ER21=11*(SINJ^8)*COSJ
ER22=-0.5
ER23=1
PL1=COSJ
PL2=(3*COSP-1)/2
PL3=(5*COSP-3)/2
PL4=(35*COSP*COSP-30*COSP+3)/8
PL5=(63*COSP*COSP*COSP-70*COSP*COSP+15*COSP)/8
PL6=(231*COSP*COSP*COSP-315*COSP*COSP+105*COSP-5)/16
POL1=1
POL2=3*COSP
POL3=3*(5*COSP-1)/2
POL4=5*COSP*(7*COSP-3)/2
POL5=(15*(-21*COSP*COSP*COSP+35*COSP*COSP-15*COSP+1))/(8*(1-
COSP))
POL6=3*COSP*(-231*COSP*COSP*COSP+441*COSP*COSP-
245*COSP+35)/(8*(1-COSP))
IF CB=1 OR CB=3 OR CB=4
IF R3IJ<=R1
BRIJ1=BZ00*(ER11*POL2/1-
ER12*GEP12*RIJP*POL4/6+ER13*RIJP*RIJP*POL6/120)
BRIJ=BRIJ1
ELSE
IF R3IJ>=R2
BRIJ2=BZ00*(ER21*POL2/(2*RIJ3)-
ER22*POL4/(24*RIJ3*RIJP)+ER23*POL6/(720*RIJ3*RIJ3*RIJ))
BRIJ=BRIJ2
ELSE
BRIJ1=BZ00*(ER11*POL2/1-
ER12*GEP12*RIJP*POL4/6+ER13*RIJP*RIJP*POL6/120)
BRIJ2=BZ00*(ER21*POL2/(2*RIJ3)-
ER22*POL4/(24*RIJ3*RIJP)+ER23*POL6/(720*RIJ3*RIJ3*RIJ))
RA=((R2-R1)-(R2-R3IJ))
RB=((R2-R1)-(R3IJ-R1))
BRIJ3=(RB*BRIJ1+RA*BRIJ2)/((A2-A1)/1000)
BRIJ=BRIJ3
ENDIF
ENDIF
BRJ=BRIJ*HZ/1000
SBRJ=SBRJ+BRJ
BR(I,J+1)=BRIJ
SELECT 3
APPE BLANK
REPL FC1 WITH I
REPL FC2 WITH J+1
REPL FBR WITH BR(I,J+1)
SELECT 2

```

ANEXA 2

```

SBR=SBRJ
? ' '
?? STR(I,5)
?? str(J,5)
?? STR(RI,7,3)
?? STR(ZJ,7,3)
?? STR(R3IJ,7,3)
?? STR(COSJ,9,5)
?? STR(BRIJ,9,5)
?? STR(BRJ,9,5)
ELSE
ENDIF
IF CB=2 OR CB=3 OR CB=4
IF R3IJ<=R1
BZIJ1=BZ00*(EZ11-EZ12*GEP12*RIJP*PL2/2+EZ13*RIJP*RIJP*PL4/24-
EZ14*RIJ3*RIJ3*PL6/720)
BZIJ=BZIJ1
ELSE
IF RAP<=A1/1000
IF R3IJ>=R2
BZIJ2=BZ00*(EZ21/(RIJ3)-
EZ22*(PL2/(2*RIJ3*RIJP))+EZ23*PL4/(24*RIJ*RIJ3*RIJ3))
BZIJ=BZIJ2
ELSE
BZIJ1=BZ00*(EZ11-EZ12*GEP12*RIJP*PL2/2+EZ13*RIJP*RIJP*PL4/24-
EZ14*RIJ3*RIJ3*PL6/720)
BZIJ2=BZ00*(EZ21/(RIJ3)-
EZ22*(PL2/(2*RIJ3*RIJP))+EZ23*PL4/(24*RIJ*RIJ3*RIJ3))
RA=((R2-R1)-(R2-R3IJ))
RB=((R2-R1)-(R3IJ-R1))
BZIJ3=(RB*BZIJ1+RA*BZIJ2)/((A2-A1)/1000)
BZIJ=BZIJ3
ENDIF
ELSE
IF RAP>A2/1000
BZIJ2=BZ00*(EZ21/(RIJ3)-
EZ22*(PL2/(2*RIJ3*RIJP))+EZ23*PL4/(24*RIJ*RIJ3*RIJ3))
BZIJ=-BZIJ2
ELSE
IF R3IJ<=A2/1000
RIJ=RPA/RC
COSJ=ACOSJ
SINJ=ASINJ
BZIJ1=BZ00*(EZ11-EZ12*GEP12*RIJP*PL2/2+EZ13*RIJP*RIJP*PL4/24-
EZ14*RIJ3*RIJ3*PL6/720)
BZIJ2=BZ00*(EZ21/(RIJ3)-
EZ22*(PL2/(2*RIJ3*RIJP))+EZ23*PL4/(24*RIJ*RIJ3*RIJ3))
RA=((R2-R1)-(R2-R3IJ))
RB=((R2-R1)-(R3IJ-R1))
BZIJ3=(RB*BZIJ1+RA*BZIJ2)/((A2-A1)/1000)
BZ4A=BZIJ3
ELSE

```

ANEXA 2

```

RIJ=RPA/RC
COSJ=ACOSJ
SINJ=ASINJ
BZIJ2=BZ00*(EZ21/(RIJ3)-
EZ22*(PL2/(2*RIJ3*RIJP))+EZ23*PL4/(24*RIJ*RIJ3*RIJ3))
BZ4A=BZIJ2
ENDIF
RIJ=RPB/RC
COSJ=BCOSJ
SINJ=BSINJ
BZIJ2=BZ00*(EZ21/(RIJ3)-
EZ22*(PL2/(2*RIJ3*RIJP))+EZ23*PL4/(24*RIJ*RIJ3*RIJ3))
BZ4B=-BZIJ2
IF A2-A1=0
BZ4=0
ELSE
BZ4=(BZ4A*RB4+BZ4B*RA4)/((A2-A1)/1000)
ENDIF
BZIJ=BZ4
ENDIF
ENDIF
ENDIF
BZ(I,J+1)=BZIJ
SELECT 4
APPE BLANK
REPL FC1 WITH I
REPL FC2 WITH J+1
REPL FBZ WITH BZ(I,J+1)
SELECT 2
ELSE
ENDIF
J=J+1
ENDDO
I=I+1
ENDDO
IF CB=1
FI=2*PI*RI*SBRJ
UEI=PI*TUR*RI*SBRJ/60
PIJ=2*24*PI*TUR*RI*IC*SBRJ*(10^(-3))/60000
P=TUR*NPI*FI*PI*2*RI*QIU*(10^(-3))/60000
? 'PIJ= ', STR(PIJ,5,3)
?? ' MW'
?? '      P= ', STR(P,5,3)
?? ' MW'
?? '      UEI= ', STR(UEI,5,2)
?? ' V'
?? '      FI= ', STR(FI,5,3)
?? ' Wb'
?? '      SBRJ= ', STR(SBRJ,5,3)
ELSE
ENDIF
WAIT WIND 'GATA Fis13.TXT'

```

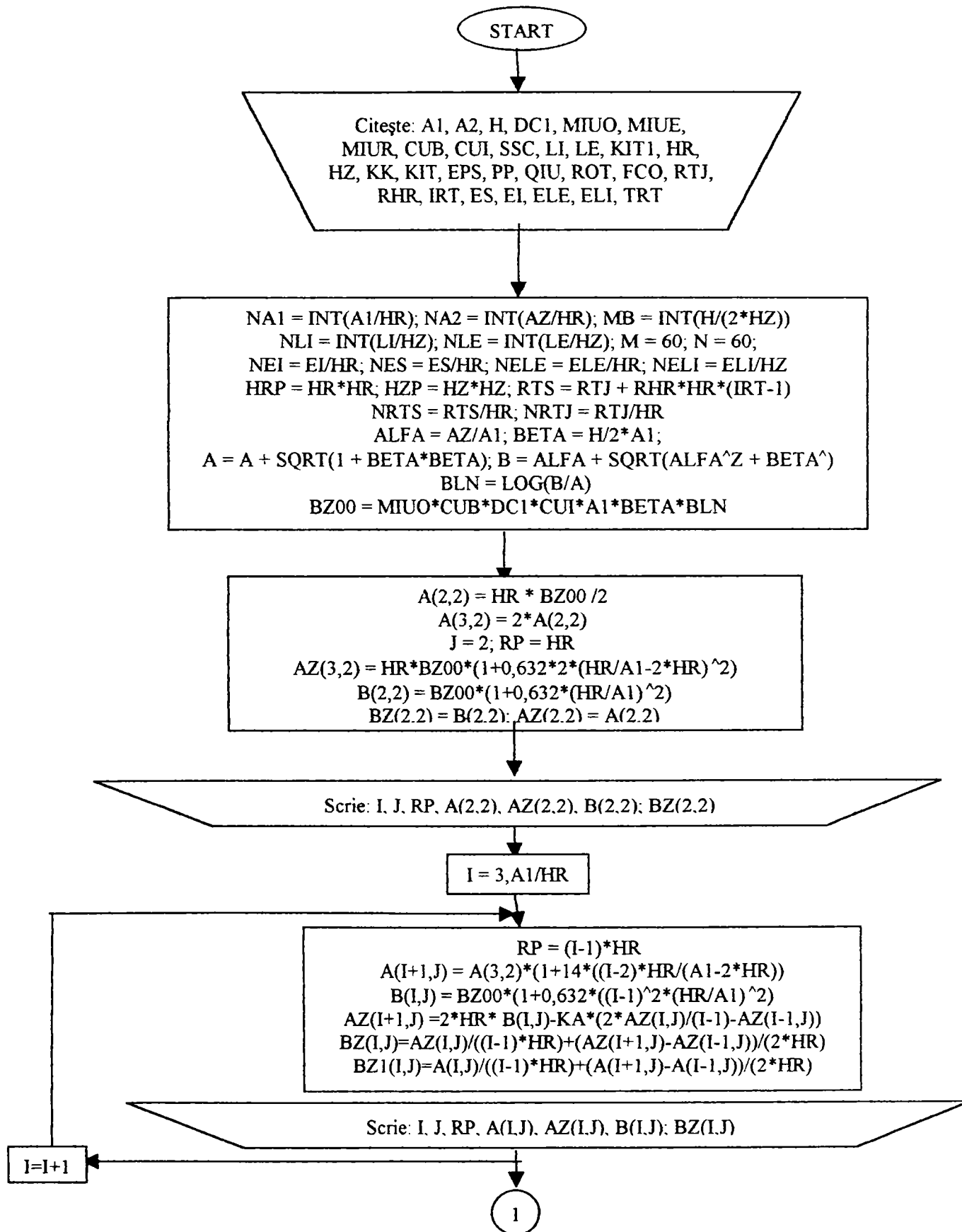
ANEXA 2

```
SET PRINTER OFF
SET PRINTER TO
SET PRINTER TO FILE 'FIS16.TXT'
SET PRINTER ON
? REPL('=' ,60)
? 'Numarul de spire NS, Lungimea supraconductorului LSC,
Volumul infasurarii S.C. VOL'
? 'Volumul supraconductorului VOLS, Lungimea activa tambur in
m LT sunt urmatoarele'
? REPL('=' ,60)
? 'NS= ', STR(NS,5,1)
?? '      LSC= ', STR(LSC,10,2)
?? '      VOLS= ',STR(VOLS,10,2)
?? '      LT= ', STR(LT,10,2)
WAIT WIND 'GATA FIS16.TXT!'
SET PRINTER OFF
SET PRINTER TO
RETU
```

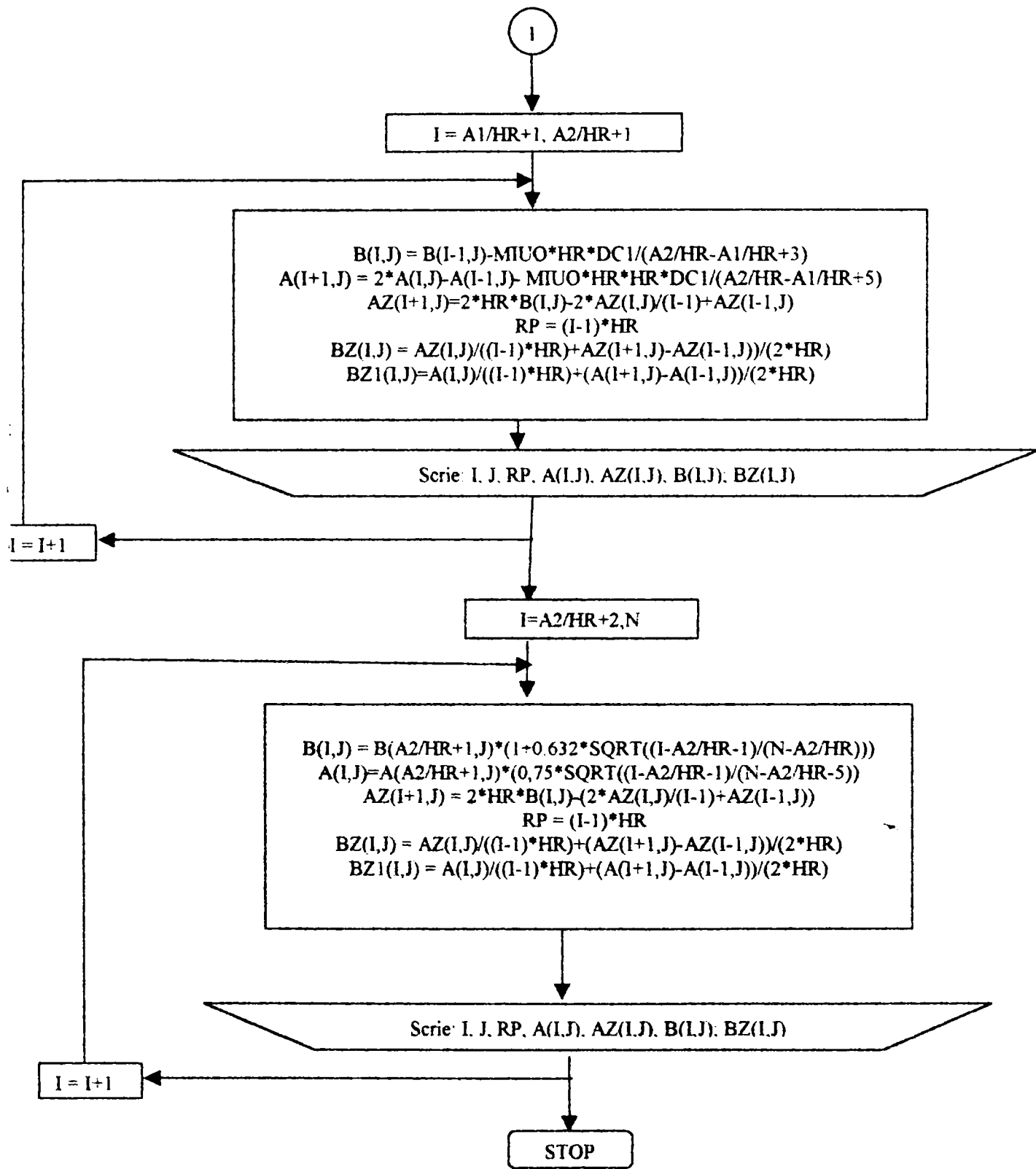
ANEXA 3

SCHEMA LOGICĂ A PROGRAMULUI MPV1 DE CALCUL A INDUCȚIEI MAGNETICE
ȘI A POTENȚIALULUI MAGNETIC VECTOR DIN NODURILE UNEI REȚELE DE
DISCRETIZARE SITUATE PE AXA O_r A ÎNFĂȘURĂRII UNUI SOLENOID S.C.

AUTOR: MUȚIU RAMONA



ANEXA 3



ANEXA 4

PROGRAMUL MPV4 DE CALCUL AL INDUCȚIILOR MAGNETICE ALE UNUI
SOLENOID S.C. NEECRANAT CU AJUTORUL METODEI POTENȚIALULUI MAGNETIC
VECTOR ÎMBUNĂTĂȚITE
AUTOR: MUȚIU RAMONA

```

CLEAR
? REPL ('*',60)
@ 3,5 SAY 'CALCULUL INDUCȚIILOR MAGNETICE ALE UNUI SOLENOID S.C.
NEECRANAT CU AJUTORUL METODEI POTENȚIALULUI MAGNETIC VECTOR
ÎMBUNĂTĂȚITE. RELAXAREA SOLUȚIEI INIȚIALE'
@ 5,5 SAY 'AUTOR: MUTIU RAMONA'
? REPL ('*',60)
DIMENSION A(90,90)
DIMENSION DC(90,90)
DIMENSION MIU(90,90)
DIMENSION BR(90,90)
DIMENSION BZ(90,90)
DIMENSION B(90,90)
DIMENSION KO(90,90)
DIMENSION KV(90,90)
DIMENSION KPM(90,90)
DIMENSION ASR(90,90)
DIMENSION ASZ(90,90)
DIMENSION AJR(90,90)
DIMENSION AJZ(90,90)
DIMENSION ADC(90,90)
DIMENSION AI(90,90)
DIMENSION SA(90,90)
DIMENSION TB(90,90)
DIMENSION A1(90,90)
CLEAR
? REPL ('*',60)
@ 2,5 SAY 'PROGRAM MPV4'
@ 3,5 SAY 'CALCULUL SOLUTIEI INITIALE A CAMPULUI MAGNETIC CU METODA
POTENTIALULUI MAGNETIC VECTOR'
@ 5,5 SAY 'AUTOR: MUTIU RAMONA'
? REPL ('*',60)
SET SAFETY On
SELECT 1
USE fina2
SELECT 2
USE SOLINI_1
SELE 3
USE fina21
ZAP
SELE 4
USE finap
SELE 5
USE finap1
ZAP
SELE 2
PI=3.141593
DEFI WIND AA FROM 0,0 TO 28,79
ACTI WIND AA
CUB=SPACE(11)
CUI=SPACE(11)
DC=SPACE(22)

```

ANEXA 4

```

SSC=SPACE(30)
N=SPACE(5)
HR=SPACE(10)
HZ=SPACE(10)
A1=SPACE(13)
A2=SPACE(13)
H=SPACE(13)
MIU0=SPACE(30)
LI=SPACE(13)
LE=SPACE(13)
RT=SPACE(13)
MIUR=SPACE(7)
MIUE=SPACE(7)
FCO=SPACE(5)
MIU=SPACE(30)
NPI=SPACE(4)
IC=SPACE(3)
@ 1,10 SAY 'CARE ESTE VALOARE LUI A1? ' GET A1
@ 2,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI A2? ' GET A2
@ 3,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI H? ' GET H
@ 4,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI DC? ' GET DC1
@ 5,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI MIU0? ' GET MIU0
@ 6,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI MIUE? ' GET MIUE
@ 7,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI MIUR? ' GET MIUR
@ 8,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI CUI? ' GET CUB
@ 9,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI CUB? ' GET CUI
@ 10,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI SSC? ' GET SSC
@ 11,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI LI? ' GET LI
@ 12,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI LE? ' GET LE
@ 13,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI KIT1? ' GET KIT1
@ 14,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI HR? ' GET HR
@ 15,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI RT? ' GET RT
@ 16,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI IC? ' GET IC
READ
CLEAR
@ 1,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI HZ? ' GET HZ
@ 2,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI KIT? ' GET KIT
@ 3,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI EPS? ' GET EPS
@ 4,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI PP? ' GET PP
@ 5,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI QIU? ' GET QIU
@ 6,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI ROT? ' GET ROT
@ 7,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI FCO? ' GET FCO
@ 8,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI RTJ? ' GET RTJ
@ 9,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI RHR? ' GET RHR
@ 10,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI IRT? ' GET IRT
@ 11,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI ES? ' GET ES
@ 12,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI EI? ' GET EI
@ 13,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI ELE? ' GET ELE
@ 14,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI ELI? ' GET ELI
@ 15,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI TRP? ' GET TRP
@ 16,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI NPI? ' GET NPI
READ
DEAC WIND ALL
CLEAR
NA1=INT(A1/HR)
NA2=INT(A2/HR)
NLI=INT(LI/HZ)+2

```

ANEXA 4

```

NLE=INT (LE/HZ)
RTS=RTJ
NRTS=INT (RTS/HR)
NRTJ=INT (RTJ/HR) +1
N=60
M=60
NEI=INT (EI/HR)
NES=INT (ES/HR)
NELE=INT (ELE/HR)
NELI=INT (ELI/HZ)
HRP=HR*HR
HZP=HZ*HZ
ALFA=A2/A1
BETA=H/ (2*A1)
A=1+SQRT (1+ (BETA*BETA) )
B=ALFA+SQRT (ALFA*ALFA+BETA*BETA)
BLN=LOG (B/A)
BZ00=MIU0*CUB*DC1*CUI*A1*BETA*BLN
SELECT 2
I=1
DO WHIL I<=N
J=1
DO WHIL J<=M
STORE 0 TO BR (I, J)
MIU (I, J)=MIUR
J=J+1
ENDDO
I=I+1
ENDDO
PAG=1
@ 3,50 SAY 'PAG: '
@ 3,55 SAY PAG PICT '99'
RIND=7
RASP='DA'
SELE 1
FOR I=2 TO N
FOR J=2 TO M
A (I, J)=FA
IF !EOF ()
SKIP
ELSE
ENDIF
ENDFOR
ENDFOR
SELE 2
SELE 4
FOR I=2 TO N
FOR J=2 TO M
A1 (I, J)=FAP
IF !EOF ()
SKIP
ELSE
ENDIF
ENDFOR
ENDFOR
SELE 2
REL='DA'

```

ANEXA 4

```

@ 3,5 SAY 'VREI SA PARCURGI RELAXAREA? ' GET REL
READ
clear
IF REL='DA'
FOR K=1 TO KIT
SDEL=0
SDEL1=0
IF K=1
FOR I=3 TO NA1-1
FOR J=3 TO M-1
STORE 0 TO DC(I,J)
KO(I+1,J)=2*(I-1)/(2*I-1)
KO(I-1,J)=2*(I-1)/(2*I-3)
KV(I+1,J)=2*(I/(2*I-1))
KV(I-1,J)=(2*(I-2))/(2*I-3)
KPM(I,J-1)=(1+MIU(I,J)/MIU(I,J-1))/2
KPM(I,J+1)=(1+MIU(I,J)/MIU(I,J+1))/2
KPM(I-1,J)=(1+MIU(I,J)/MIU(I-1,J))/2
KPM(I+1,J)=(1+MIU(I,J)/MIU(I+1,J))/2
KPM(I,J)=1
SELE 4
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2-1
STORE FAP TO VAJM1
SELE 2
SELE 4
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2+1
STORE FAP TO VAJP1
SELE 2
ASR1=HRP*(KPM(I,J-1)*VAJM1+KPM(I,J+1)*VAJP1)
SELE 1
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2-1
STORE FA TO VAJM
SELE 2
SELE 1
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2+1
STORE FA TO VAJP
SELE 2
ASR=HRP*(KPM(I,J-1)*VAJM+KPM(I,J+1)*VAJP)
SELE 4
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1+1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAIP1
SELE 2
SELE 4
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1-1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAIM1

```

ANEXA 4

```

SELE 2
ASZ1=HZP*(KPM(I+1,J)*KV(I+1,J)*VAIP1+KPM(I-1,J)*KV(I-1,J)*VAIM1)
SELE 1
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1+1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAIP
SELE 2
SELE 1
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1-1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAIM
SELE 2
ASZ=HZP*(KPM(I+1,J)*KV(I+1,J)*VAIP+KPM(I-1,J)*KV(I-1,J)*VAIM)
AJR=HRP*(KPM(I,J-1)+KPM(I,J+1))
AJZ=HZP*(KPM(I+1,J)*KO(I+1,J)+KPM(I-1,J)*KO(I-1,J))
ADC=KPM(I,J)*HRP*HZP*DC(I,J)*CUI*CUB*MIU0
AI1=(ASR1+ASZ1+ADC)/(AJR+AJZ)
AI=(ASR+ASZ+ADC)/(AJR+AJZ)
SELE 4
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAI1
SELE 2
DEL1=AI1-VAI1
SELE 1
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAI
SELE 2
DEL=AI-VAI
A1(I,J)=AI1-FCO*DEL1
A(I,J)=AI-FCO*DEL
a(i,3)=1.015*a(i,5)
a1(i,3)=1.015*a1(i,5)
a(i,m-1)=0.985*a(i,m-3)
SDEL1=SDEL1+ABS(DEL1)
SDEL=SDEL+ABS(DEL)
ENDFOR
ENDFOR
FOR I=NA1 TO NA2
MB=INT(H/(2*HZ))
FOR J=3 TO MB
DC(I,J)=DC1
KO(I+1,J)=2*(I-1)/(2*I-1)
KO(I-1,J)=2*(I-1)/(2*I-3)
KV(I+1,J)=2*(I/(2*I-1))
KV(I-1,J)=(2*(I-2))/(2*I-3)
KPM(I,J-1)=(1+MIU(I,J)/MIU(I,J-1))/2
KPM(I,J+1)=(1+MIU(I,J)/MIU(I,J+1))/2
KPM(I-1,J)=(1+MIU(I,J)/MIU(I-1,J))/2
KPM(I+1,J)=(1+MIU(I,J)/MIU(I+1,J))/2
KPM(I,J)=1
SELE 4

```

ANEXA 4

```

VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2-1
STORE FAP TO VAJM1
SELE 2
SELE 4
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2+1
STORE FAP TO VAJP1
SELE 2
SELE 1
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2-1
STORE FA TO VAJM
SELE 2
SELE 1
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2+1
STORE FA TO VAJP
SELE 2
ASR1=HRP*(KPM(I,J-1)*VAJM1+KPM(I,J+1)*VAJP1)
ASR=HRP*(KPM(I,J-1)*VAJM+KPM(I,J+1)*VAJP)
SELE 4
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1+1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAIP1
SELE 2
SELE 4
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1-1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAIM1
SELE 2
ASZ1=HZP*(KPM(I+1,J)*KV(I+1,J)*VAIP1+KPM(I-1,J)*KV(I-1,J)*VAIM1)
SELE 1
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1+1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAIP
SELE 2
SELE 1
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1-1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAIM
SELE 2
ASZ=HZP*(KPM(I+1,J)*KV(I+1,J)*VAIP+KPM(I-1,J)*KV(I-1,J)*VAIM)
AJR=HRP*(KPM(I,J-1)+KPM(I,J+1))
AJZ=HZP*(KPM(I+1,J)*KO(I+1,J)+KPM(I-1,J)*KO(I-1,J))
ADC=KPM(I,J)*HRP*HZP*DC(I,J)*CUI*CUB*MIU0
AI1=(ASR1+ASZ1+ADC)/(AJR+AJZ)
AI=(ASR+ASZ+ADC)/(AJR+AJZ)
SELE 4

```


ANEXA 4

```

VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAI1
SELE 2
DEL1=AI1-VAI1
SELE 1
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAI
SELE 2
DEL=AI-VAI
A1(I,J)=AI1-FCO*DEL1
A(I,J)=AI-FCO*DEL
a(i,3)=1.015*a(i,5)
a1(i,3)=1.015*a1(i,5)
SDEL=SDEL+ABS(DEL)
SDEL1=SDEL1+ABS(DEL1)
ENDFOR
FOR J=MB+1 TO M-1
DC(I,J)=0
KO(I+1,J)=2*(I-1)/(2*I-1)
KO(I-1,J)=2*(I-1)/(2*I-3)
KV(I+1,J)=2*(I/(2*I-1))
KV(I-1,J)=(2*(I-2))/(2*I-3)
KPM(I,J-1)=(1+MIU(I,J)/MIU(I,J-1))/2
KPM(I,J+1)=(1+MIU(I,J)/MIU(I,J+1))/2
KPM(I-1,J)=(1+MIU(I,J)/MIU(I-1,J))/2
KPM(I+1,J)=(1+MIU(I,J)/MIU(I+1,J))/2
KPM(I,J)=1
SELE 4
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2-1
STORE FAP TO VAJM1
SELE 2
SELE 4
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2+1
STORE FAP TO VAJP1
SELE 2
SELE 1
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2-1
STORE FA TO VAJM
SELE 2
SELE 1
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2+1
STORE FA TO VAJP
SELE 2
ASR1=HRP*(KPM(I,J-1)*VAJM1+KPM(I,J+1)*VAJP1)
ASR=HRP*(KPM(I,J-1)*VAJM+KPM(I,J+1)*VAJP)

```

ANEXA 4

```

SELE 4
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1+1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAIP1
SELE 2
SELE 4
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1-1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAIM1
SELE 2
ASZ1=HZP*(KPM(I+1,J)*KV(I+1,J)*VAIP1+KPM(I-1,J)*KV(I-1,J)*VAIM1)
SELE 1
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1+1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAIP
SELE 2
SELE 1
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1-1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAIM
SELE 2
ASZ=HZP*(KPM(I+1,J)*KV(I+1,J)*VAIP+KPM(I-1,J)*KV(I-1,J)*VAIM)
AJR=HRP*(KPM(I,J-1)+KPM(I,J+1))
AJZ=HZP*(KPM(I+1,J)*KO(I+1,J)+KPM(I-1,J)*KO(I-1,J))
ADC=KPM(I,J)*HRP*HZP*DC(I,J)*CUI*CUB*MIU0
AI1=(ASR1+ASZ1+ADC)/(AJR+AJZ)
AI=(ASR+ASZ+ADC)/(AJR+AJZ)
SELE 4
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAI1
SELE 2
DEL1=AI1-VAI1
SELE 1
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAI
SELE 2
DEL=AI-VAI
A1(I,J)=AI1-FCO*DEL1
A(I,J)=AI-FCO*DEL
SDEL=SDEL+ABS(DEL)
SDEL1=SDEL1+ABS(DEL1)
ENDFOR
A(I,1)=A(I,3)
A1(I,1)=A1(I,3)
ENDFOR
FOR I=NA2+1 TO N-1
FOR J=3 TO M-1
STORE 0 TO DC(I,J)
KO(I+1,J)=2*(I-1)/(2*I-1)

```

ANEXA 4

```

KO(I-1,J)=2*(I-1)/(2*I-3)
KV(I+1,J)=2*(I/(2*I-1))
KV(I-1,J)=(2*(I-2))/(2*I-3)
KPM(I,J-1)=(1+MIU(I,J)/MIU(I,J-1))/2
KPM(I,J+1)=(1+MIU(I,J)/MIU(I,J+1))/2
KPM(I-1,J)=(1+MIU(I,J)/MIU(I-1,J))/2
KPM(I+1,J)=(1+MIU(I,J)/MIU(I+1,J))/2
KPM(I,J)=1
SELE 4
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2-1
STORE FAP TO VAJM1
SELE 2
SELE 4
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2+1
STORE FAP TO VAJP1
SELE 2
SELE 1
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2-1
STORE FA TO VAJM
SELE 2
SELE 1
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2+1
STORE FA TO VAJP
SELE 2
ASR1=HRP*(KPM(I,J-1)*VAJM1+KPM(I,J+1)*VAJP1)
ASR=HRP*(KPM(I,J-1)*VAJM+KPM(I,J+1)*VAJP)
SELE 4
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1+1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAIP1
SELE 2
SELE 4
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1-1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAIM1
SELE 2
ASZ1=HZP*(KPM(I+1,J)*KV(I+1,J)*VAIP1+KPM(I-1,J)*KV(I-1,J)*VAIM1)
SELE 1
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1+1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAIP
SELE 2
SELE 1
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1-1.AND.J=FC2

```

ANEXA 4

```

STORE FA TO VAIM
SELE 2
ASZ=HZIP*(KPM(I+1,J)*KV(I+1,J)*VAIP+KPM(I-1,J)*KV(I-1,J)*VAIM)
AJR=HRP*(KPM(I,J-1)+KPM(I,J+1))
AJZ=HZIP*(KPM(I+1,J)*KO(I+1,J)+KPM(I-1,J)*KO(I-1,J))
ADC=KPM(I,J)*HRP*HZIP*DC(I,J)*CUI*CUB*MIU0
AI1=(ASR1+ASZ1+ADC)/(AJR+AJZ)
AI=(ASR+ASZ+ADC)/(AJR+AJZ)
SELE 4
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAI1
SELE 2
DEL1=AI1-VAI1
SELE 1
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAI
SELE 2
DEL=AI-VAI
A(I,J)=AI-FCO*DEL
A1(I,J)=AI1-FCO*DEL1
SDEL=SDEL+ABS(DEL)
SDEL1=SDEL1+ABS(DEL1)
ENDFOR
A(I,1)=A(I,3)
A1(I,1)=A1(I,3)
a(i,3)=1.015*a(i,5)
a1(i,3)=1.015*a1(i,5)
ENDFOR
IF SDEL1<EPS
EXIT
ELSE
ENDIF
IF SDEL<EPS
EXIT
ELSE
ENDIF
sele 5
ZAP
FOR I=2 TO N-1
FOR J=2 TO M-1
APPE BLANK
REPL FC1 WITH I
REPL FC2 WITH J
REPL FAP WITH A1(I,J)
ENDFOR
ENDFOR
SELE 2
sele 3
ZAP
FOR I=2 TO N-1
FOR J=2 TO M-1
APPE BLANK
REPL FC1 WITH I

```

ANEXA 4

```

REPL FC2 WITH J
REPL FA WITH A(I,J)
ENDFOR
ENDFOR
SELE 2
ELSE
sele 5
FOR I=2 TO N-1
FOR J=2 TO M-1
A1(I,J)=FAP
IF !EOF()
SKIP
ELSE
ENDIF
ENDFOR
ENDFOR
SELE 2
SELE 3
FOR I=2 TO N-1
FOR J=2 TO M-1
A(I,J)=FA
IF !EOF()
SKIP
ELSE
ENDIF
ENDFOR
ENDFOR
FOR I=3 TO NA1-1
FOR J=3 TO M-1
STORE 0 TO DC(I,J)
KO(I+1,J)=2*(I-1)/(2*I-1)
KO(I-1,J)=2*(I-1)/(2*I-3)
KV(I+1,J)=2*(I/(2*I-1))
KV(I-1,J)=(2*(I-2))/(2*I-3)
KPM(I,J-1)=(1+MIU(I,J)/MIU(I,J-1))/2
KPM(I,J+1)=(1+MIU(I,J)/MIU(I,J+1))/2
KPM(I-1,J)=(1+MIU(I,J)/MIU(I-1,J))/2
KPM(I+1,J)=(1+MIU(I,J)/MIU(I+1,J))/2
KPM(I,J)=1
SELE 5
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2-1
STORE FAP TO VAJM1
SELE 2
SELE 5
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2+1
STORE FAP TO VAJP1
SELE 2
ASR1=HRP*(KPM(I,J-1)*VAJM1+KPM(I,J+1)*VAJP1)
SELE 3
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2-1
STORE FA TO VAJM

```

ANEXA 4

```

SELE 2
SELE 3
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2+1
STORE FA TO VAJP
SELE 2
ASR=HRP*(KPM(I,J-1)*VAJM+KPM(I,J+1)*VAJP)
SELE 5
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1+1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAIP1
SELE 2
SELE 5
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1-1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAIM1
SELE 2
ASZ1=HZP*(KPM(I+1,J)*KV(I+1,J)*VAIP1+KPM(I-1,J)*KV(I-1,J)*VAIM1)
SELE 3
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1+1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAIP
SELE 2
SELE 3
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1-1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAIM
SELE 2
ASZ=HZP*(KPM(I+1,J)*KV(I+1,J)*VAIP+KPM(I-1,J)*KV(I-1,J)*VAIM)
AJR=HRP*(KPM(I,J-1)+KPM(I,J+1))
AJZ=HZP*(KPM(I+1,J)*KO(I+1,J)+KPM(I-1,J)*KO(I-1,J))
ADC=KPM(I,J)*HRP*HZP*DC(I,J)*CUI*CUB*MIU0
AI1=(ASR1+ASZ1+ADC)/(AJR+AJZ)
AI=(ASR+ASZ+ADC)/(AJR+AJZ)
SELE 5
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAI1
SELE 2
DEL1=AI1-VAI1
SELE 3
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAI
SELE 2
DEL=AI-VAI
A1(I,J)=AI1-FCO*DEL1
A(I,J)=AI-FCO*DEL
SDEL1=SDEL1+ABS(DEL1)
SDEL=SDEL+ABS(DEL)

```


ANEXA 4

```

ENDFOR
a(i,3)=1.015*a(i,5)
A1(i,3)=1.015*a1(i,5)
ENDFOR
FOR I=NA1 TO NA2
MB=INT(H/(2*HZ))
FOR J=3 TO MB
DC(I,J)=DC1
KO(I+1,J)=2*(I-1)/(2*I-1)
KO(I-1,J)=2*(I-1)/(2*I-3)
KV(I+1,J)=2*(I/(2*I-1))
KV(I-1,J)=(2*(I-2))/(2*I-3)
KPM(I,J-1)=(1+MIU(I,J)/MIU(I,J-1))/2
KPM(I,J+1)=(1+MIU(I,J)/MIU(I,J+1))/2
KPM(I-1,J)=(1+MIU(I,J)/MIU(I-1,J))/2
KPM(I+1,J)=(1+MIU(I,J)/MIU(I+1,J))/2
KPM(I,J)=1
SELE 5
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2-1
STORE FAP TO VAJM1
SELE 2
SELE 5
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2+1
STORE FAP TO VAJP1
SELE 2
SELE 3
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2-1
STORE FA TO VAJM
SELE 2
SELE 3
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2+1
STORE FA TO VAJP
SELE 2
ASR1=HRP*(KPM(I,J-1)*VAJM1+KPM(I,J+1)*VAJP1)
ASR=HRP*(KPM(I,J-1)*VAJM+KPM(I,J+1)*VAJP)
SELE 5
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1+1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAIP1
SELE 2
SELE 5
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1-1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAIM1
SELE 2
ASZ1=HZP*(KPM(I+1,J)*KV(I+1,J)*VAIP1+KPM(I-1,J)*KV(I-1,J)*VAIM1)
SELE 3

```

ANEXA 4

```

VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1+1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAIP
SELE 2
SELE 3
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1-1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAIM
SELE 2
ASZ=HZP*(KPM(I+1,J)*KV(I+1,J)*VAIP+KPM(I-1,J)*KV(I-1,J)*VAIM)
AJR=HRP*(KPM(I,J-1)+KPM(I,J+1))
AJZ=HZP*(KPM(I+1,J)*KO(I+1,J)+KPM(I-1,J)*KO(I-1,J))
ADC=KPM(I,J)*HRP*HZP*DC(I,J)*CUI*CUB*MIU0
AI1=(ASR1+ASZ1+ADC)/(AJR+AJZ)
AI=(ASR+ASZ+ADC)/(AJR+AJZ)
SELE 5
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAI1
SELE 2
DEL1=AI1-VAI1
SELE 3
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAI
SELE 2
DEL=AI-VAI
A1(I,J)=AI1-FCO*DEL1
A(I,J)=AI-FCO*DEL
a(i,3)=1.015*a(i,5)
A1(i,3)=1.015*a1(i,5)
SDEL=SDEL+ABS(DEL)
SDEL1=SDEL1+ABS(DEL1)
ENDFOR
FOR J=MB+1 TO M-1
DC(I,J)=0
KO(I+1,J)=2*(I-1)/(2*I-1)
KO(I-1,J)=2*(I-1)/(2*I-3)
KV(I+1,J)=2*(I/(2*I-1))
KV(I-1,J)=(2*(I-2))/(2*I-3)
KPM(I,J-1)=(1+MIU(I,J)/MIU(I,J-1))/2
KPM(I,J+1)=(1+MIU(I,J)/MIU(I,J+1))/2
KPM(I-1,J)=(1+MIU(I,J)/MIU(I-1,J))/2
KPM(I+1,J)=(1+MIU(I,J)/MIU(I+1,J))/2
KPM(I,J)=1
SELE 5
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2-1
STORE FAP TO VAJM1
SELE 2
SELE 5
VARI=FC1

```

ANEXA 4

```

VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2+1
STORE FAP TO VAJP1
SELE 2
SELE 3
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2-1
STORE FA TO VAJM
SELE 2
SELE 3
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2+1
STORE FA TO VAJP
SELE 2
ASR1=HRP*(KPM(I,J-1)*VAJM1+KPM(I,J+1)*VAJP1)
ASR=HRP*(KPM(I,J-1)*VAJM+KPM(I,J+1)*VAJP)
SELE 5
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1+1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAIP1
SELE 2
SELE 5
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1-1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAIM1
SELE 2
ASZ1=HZP*(KPM(I+1,J)*KV(I+1,J)*VAIP1+KPM(I-1,J)*KV(I-1,J)*VAIM1)
SELE 3
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1+1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAIP
SELE 2
SELE 3
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1-1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAIM
SELE 2
ASZ=HZP*(KPM(I+1,J)*KV(I+1,J)*VAIP+KPM(I-1,J)*KV(I-1,J)*VAIM)
AJR=HRP*(KPM(I,J-1)+KPM(I,J+1))
AJZ=HZP*(KPM(I+1,J)*KO(I+1,J)+KPM(I-1,J)*KO(I-1,J))
ADC=KPM(I,J)*HRP*HZP*DC(I,J)*CUI*CUB*MIU0
AI1=(ASR1+ASZ1+ADC)/(AJR+AJZ)
AI=(ASR+ASZ+ADC)/(AJR+AJZ)
SELE 5
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAI1
SELE 2
DEL1=AI1-VAI1
SELE 3

```

ANEXA 4

```

VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAI
SELE 2
DEL=AI-VAI
A1(I,J)=AI1-FCO*DEL1
A(I,J)=AI-FCO*DEL
SDEL=SDEL+ABS(DEL)
SDEL1=SDEL1+ABS(DEL1)
ENDFOR
A(I,1)=A(I,3)
A1(I,1)=A1(I,3)
ENDFOR
FOR I=NA2+1 TO N-1
FOR J=3 TO M-1
STORE 0 TO DC(I,J)
KO(I+1,J)=2*(I-1)/(2*I-1)
KO(I-1,J)=2*(I-1)/(2*I-3)
KV(I+1,J)=2*(I/(2*I-1))
KV(I-1,J)=(2*(I-2))/(2*I-3)
KPM(I,J-1)=(1+MIU(I,J)/MIU(I,J-1))/2
KPM(I,J+1)=(1+MIU(I,J)/MIU(I,J+1))/2
KPM(I-1,J)=(1+MIU(I,J)/MIU(I-1,J))/2
KPM(I+1,J)=(1+MIU(I,J)/MIU(I+1,J))/2
KPM(I,J)=1
SELE 5
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2-1
STORE FAP TO VAJM1
SELE 2
SELE 5
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2+1
STORE FAP TO VAJP1
SELE 2
SELE 3
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2-1
STORE FA TO VAJM
SELE 2
SELE 3
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2+1
STORE FA TO VAJP
SELE 2
ASR1=HRP*(KPM(I,J-1)*VAJM1+KPM(I,J+1)*VAJP1)
ASR=HRP*(KPM(I,J-1)*VAJM+KPM(I,J+1)*VAJP)
SELE 5
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1+1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAIP1

```

ANEXA 4

```

SELE 2
SELE 5
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1-1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAIM1
SELE 2
ASZ1=HZIP*(KPM(I+1,J)*KV(I+1,J)*VAIP1+KPM(I-1,J)*KV(I-1,J)*VAIM1)
SELE 3
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1+1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAIP
SELE 2
SELE 3
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1-1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAIM
SELE 2
ASZ=HZIP*(KPM(I+1,J)*KV(I+1,J)*VAIP+KPM(I-1,J)*KV(I-1,J)*VAIM)
AJR=HRP*(KPM(I,J-1)+KPM(I,J+1))
AJZ=HZIP*(KPM(I+1,J)*KO(I+1,J)+KPM(I-1,J)*KO(I-1,J))
ADC=KPM(I,J)*HRP*HZIP*DC(I,J)*CUI*CUB*MIU0
AI1=(ASR1+ASZ1+ADC)/(AJR+AJZ)
AI=(ASR+ASZ+ADC)/(AJR+AJZ)
SELE 5
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2
STORE FAP TO VAI1
SELE 2
DEL1=AI1-VAI1
SELE 3
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAI
SELE 2
DEL=AI-VAI
A(I,J)=AI-FCO*DEL
A1(I,J)=AI1-FCO*DEL1
SDEL=SDEL+ABS(DEL)
SDEL1=SDEL1+ABS(DEL1)
ENDFOR
A(i,3)=1.015*a(i,5)
a1(i,3)=1.015*a1(i,5)
ENDFOR
IF SDEL1<EPS
EXIT
ELSE
ENDIF
IF SDEL<EPS
EXIT
ELSE
ENDIF
sele 5

```

ANEXA 4

```

zap
FOR I=2 TO N-1
FOR J=2 TO M-1
APPE BLANK
REPL FC1 WITH I
REPL FC2 WITH J
REPL FAP WITH A1(I,J)
ENDFOR
ENDFOR
SELE 2
sele 3
zap
FOR I=2 TO N-1
FOR J=2 TO M-1
APPE BLANK
REPL FC1 WITH I
REPL FC2 WITH J
REPL FA WITH A(I,J)
ENDFOR
ENDFOR
SELE 2
ENDIF
ENDFOR
SELE 2
@ 2,5 SAY 'VALOAREA LUI K ESTE: ' GET K
@ 2,40 SAY 'VALOAREA LUI SDEL ESTE: ' GET SDEL1
READ
ELSE
ENDIF
sele 5
FOR I=2 TO N-1
FOR J=2 TO M-1
A1(I,J)=FAP
IF !EOF()
SKIP
ELSE
ENDIF
ENDFOR
ENDFOR
SELE 2
SELE 3
FOR I=2 TO N-1
FOR J=2 TO M-1
A(I,J)=FA
IF !EOF()
SKIP
ELSE
ENDIF
ENDFOR
ENDFOR
SELE 2
set printer to file 'Relmpv6.txt'
set printer on
MODIFI='DA'
@ 3,10 SAY 'DORITI SA MODIFICATI MARIMILE? ' GET MODIFI
READ
IF UPPER(MODIFI)='DA'

```


ANEXA 4

```

DEFI WIND AB FROM 0,0 TO 24,79
ACTI WIND AB
HR=SPACE(10)
HZ=SPACE(10)
LI=SPACE(13)
LE=SPACE(13)
RT=SPACE(13)
RHR=SPACE(13)
RTS=SPACE(13)
RTJ=SPACE(13)
@ 2,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI LI? ' GET LI
@ 3,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI LE? ' GET LE
@ 4,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI RT? ' GET RT
@ 5,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI HR? ' GET HR
@ 6,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI HZ? ' GET HZ
@ 7,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI RHR? ' GET RHR
@ 8,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI RTS? ' GET RTS
@ 9,10 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI RTJ? ' GET RTJ
READ
DEAC WIND ALL
CLEAR
NLI=INT(LI/HZ)+2
NLE=INT(LE/HZ)
NRTS=INT(RTS/HR)
NRTJ=INT(RTJ/HR)+1
NS=H*(A2-A1)*CUI/SSC
LSC=CUI*H*PI*(A2*A2-A1*A1)/(4*SSC)
VOL=(PI*H*(A2*A2-A1*A1))/4
@ 3,5 SAY 'NS= ' GET NS
@ 5,5 SAY 'LSC= ' GET LSC
@ 6,5 SAY 'VOL= ' GET VOL
READ
CLEAR
ELSE
ENDIF
I=2
J=2
BR02=0
RP=0
ZP=0
SELE 5
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2
STORE FAP TO A1(I,J)
SELE 2
SELE 5
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR 3=FC1.AND.J=FC2
STORE FAP TO A1(I+1,J)
SELE 2
BZ02=(4*A1(I,J)-A1(I+1,J))/HR
BZ=BZ02
B=BZ02
BR=BR02
? 'BZ02= ', STR(BZ,15,5)

```

ANEXA 4

```

R='DA'
@ 3,5 SAY 'MAI VREI ALTE PRINTARI? ' GET R
READ
clear
SELE 2
@ 4,5 SAY 'CARE ESTE VALOAREA LUI TRP? ' GET TRP
READ
? 'TABEL CU MARIMILE DE LA CALCULUL DE RELAXARE A SISTEMULUI DE
ECUATII CU DIFERENTE FINITE'
? ' I      J      ZP      RP      A(I,J)      BZ
A(I,J)      BR      B'
? REPL('=' ,95)
TI=INT(TRP/HR)+1
I=TI
RP=TRP
SA=0
TB=0
FOR J=5 TO 52
sele 5
vari=fc1
varj=fc2
locate for i=fc1.and.j=fc2
store faP to vai2
sele 2
sele 5
vari=fc1
varj=fc2
locate for i=fc1+1.and.j=fc2
store faP to vaip2
sele 2
sele 5
vari=fc1
varj=fc2
locate for i=fc1-1.and.j=fc2
store faP to vaim2
sele 2
sele 3
vari=fc1
varj=fc2
locate for i=fc1.and.j=fc2-1
store fa to VAJM1
sele 2
sele 3
vari=fc1
varj=fc2
locate for i=fc1.and.j=fc2+1
store fa to VAJP1
sele 2
SELE 3
VARI=FC1
VARJ=FC2
LOCATE FOR I=FC1.AND.J=FC2
STORE FA TO VAI1
SELE 2
BZ=(vai2/RP+(-vaip2+vaim2)/(2*HR))
BR=(-VAJM1+VAJP1)/(2*HZ)
ZP=(J-2)*HZ

```

ANEXA 4

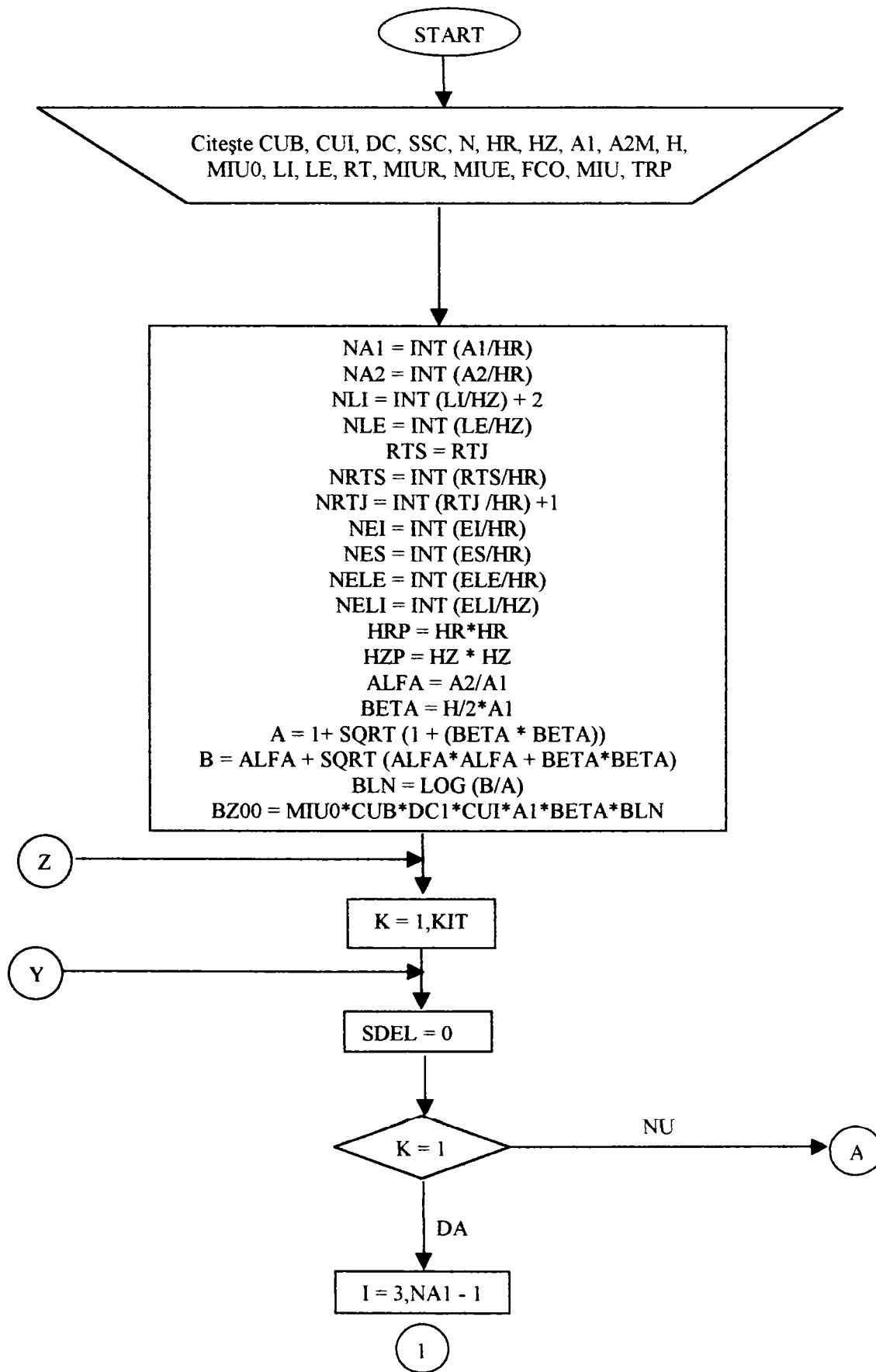
```

B=SQRT(BR*BR+BZ*BZ)
SA=SA+VAI1
TB=TB+BR
? STR(I,5)
?? STR(J,5)
?? STR(ZP,10,5)
?? STR(RP,10,5)
?? STR(vai2,12,5)
?? STR(BZ,12,5)
?? STR(VAI1,12,5)
?? STR(BR,12,5)
?? STR(B,12,5)
ENDFOR
UE=PI*ROT*(I-1)*HR*HZ*TB/60
FI=HZ*TB*2*pi*RP
PUT=ROT*2*PP*PI*HR*(I-1)*2*QIU*FI*(10^(-3))/60000
P=2*NPI*PI*ROT*(I-1)*HR*IC*TB*HZ*(10^(-3))/60000
? ''
? ' TB = ', STR(TB,6,4)
?? ' PUT = ', STR(PUT,10,3)
?? ' MW'
?? ' P = ', STR(P,10,3)
?? ' MW'
?? ' UE = ', STR(UE,7,5)
?? ' V'
?? ' FI = ', STR(FI,7,5)
?? ' Wb'
WAIT WIND 'GATA Relmpv6.TXT'
SET PRINTER OFF
SET PRINTER TO
WAIT WIND 'PROGRAM TERMINAT'
CLOSE ALL
RETU

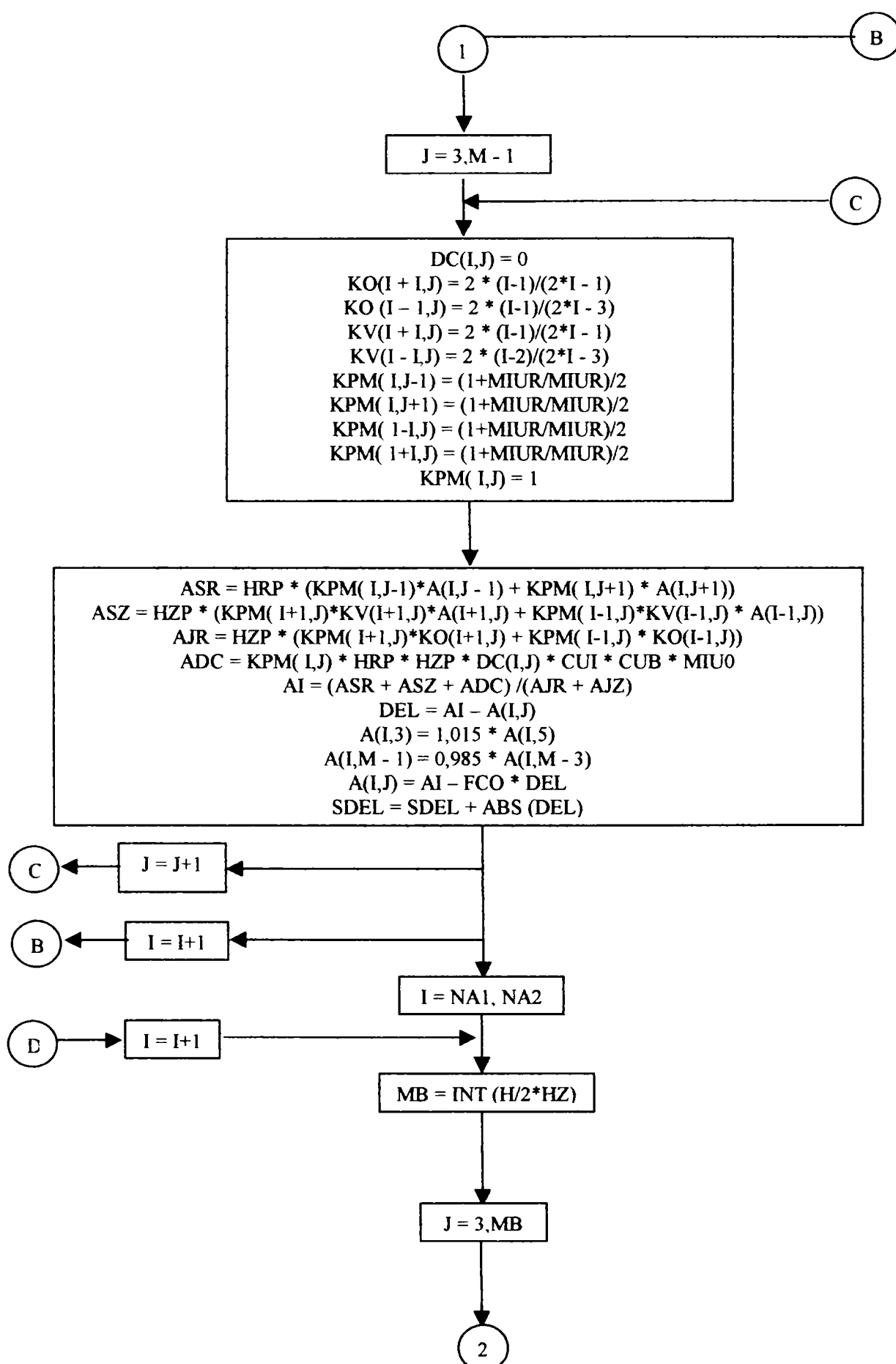
```

ANEXA 5

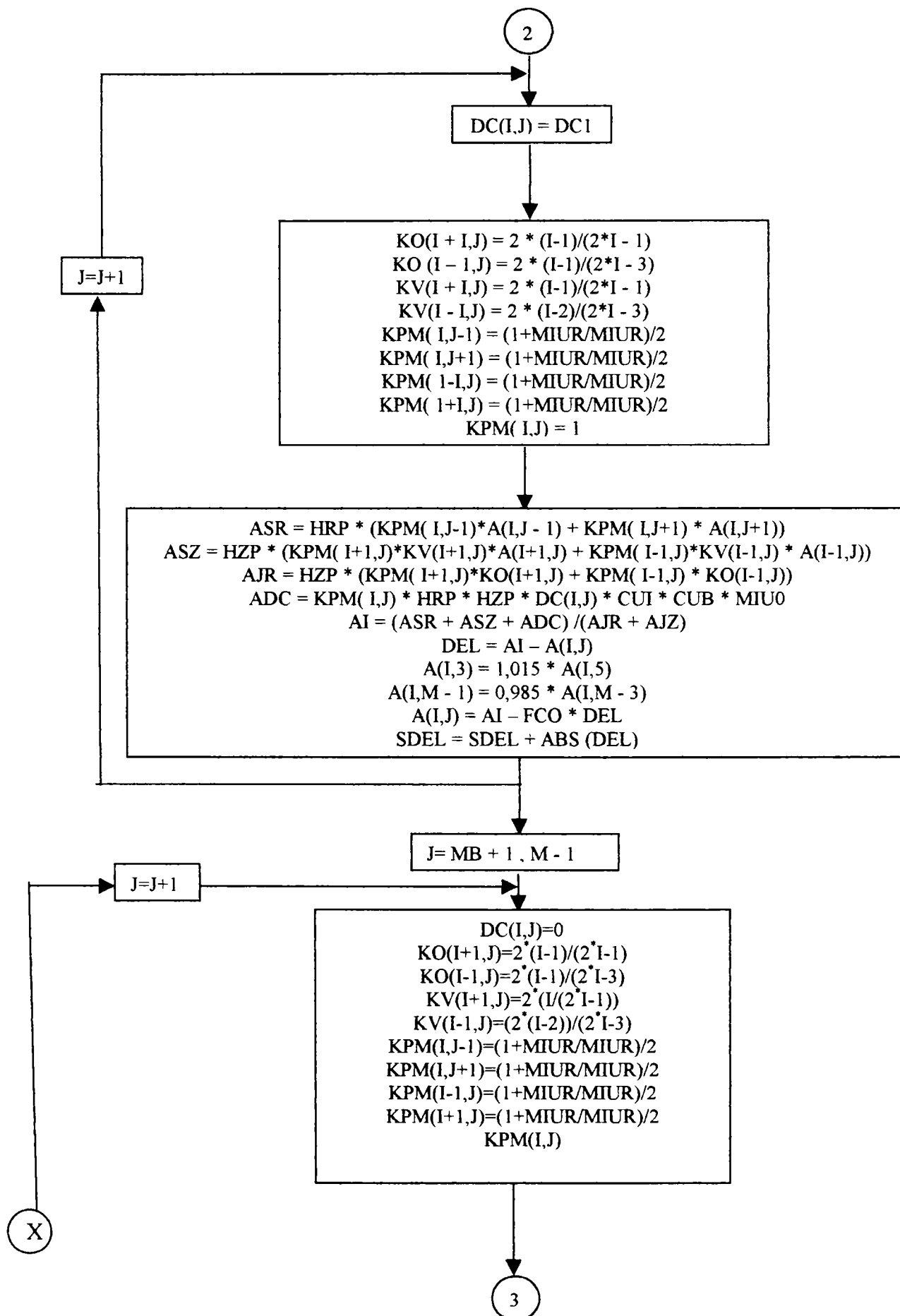
SCHEMA LOGICĂ A PROGRAMULUI MPV5 DE CALCUL AL INDUCȚIILOR
MAGNETICE ALE UNUI SOLENOID S.C. ECRANAT CU AJUTORUL METODEI
POTENȚIALULUI MAGNETIC VECTOR ÎMBUNĂȚITE
AUTOR: MUȚIU RAMONA



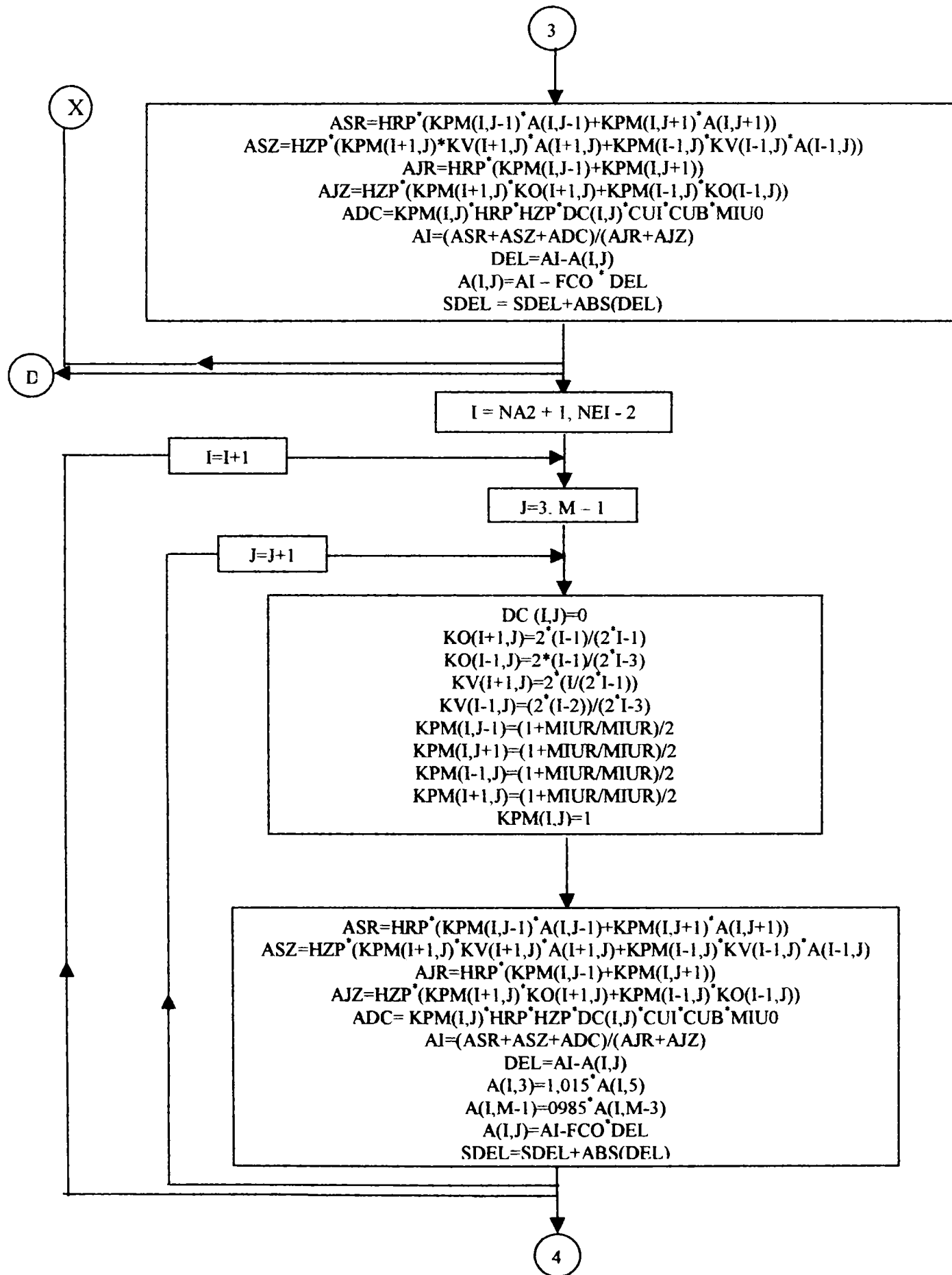
ANEXA 5



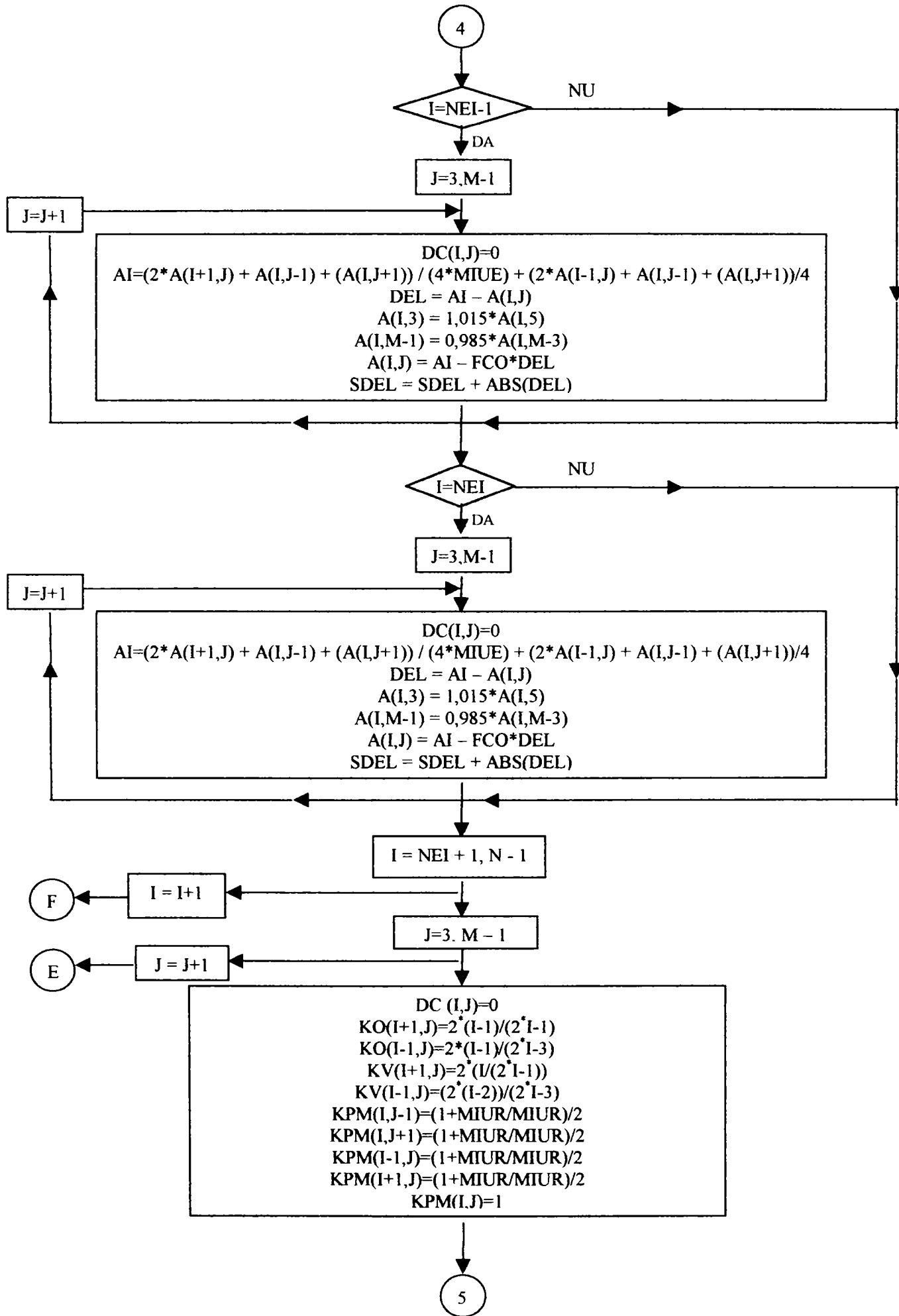
ANEXA 5



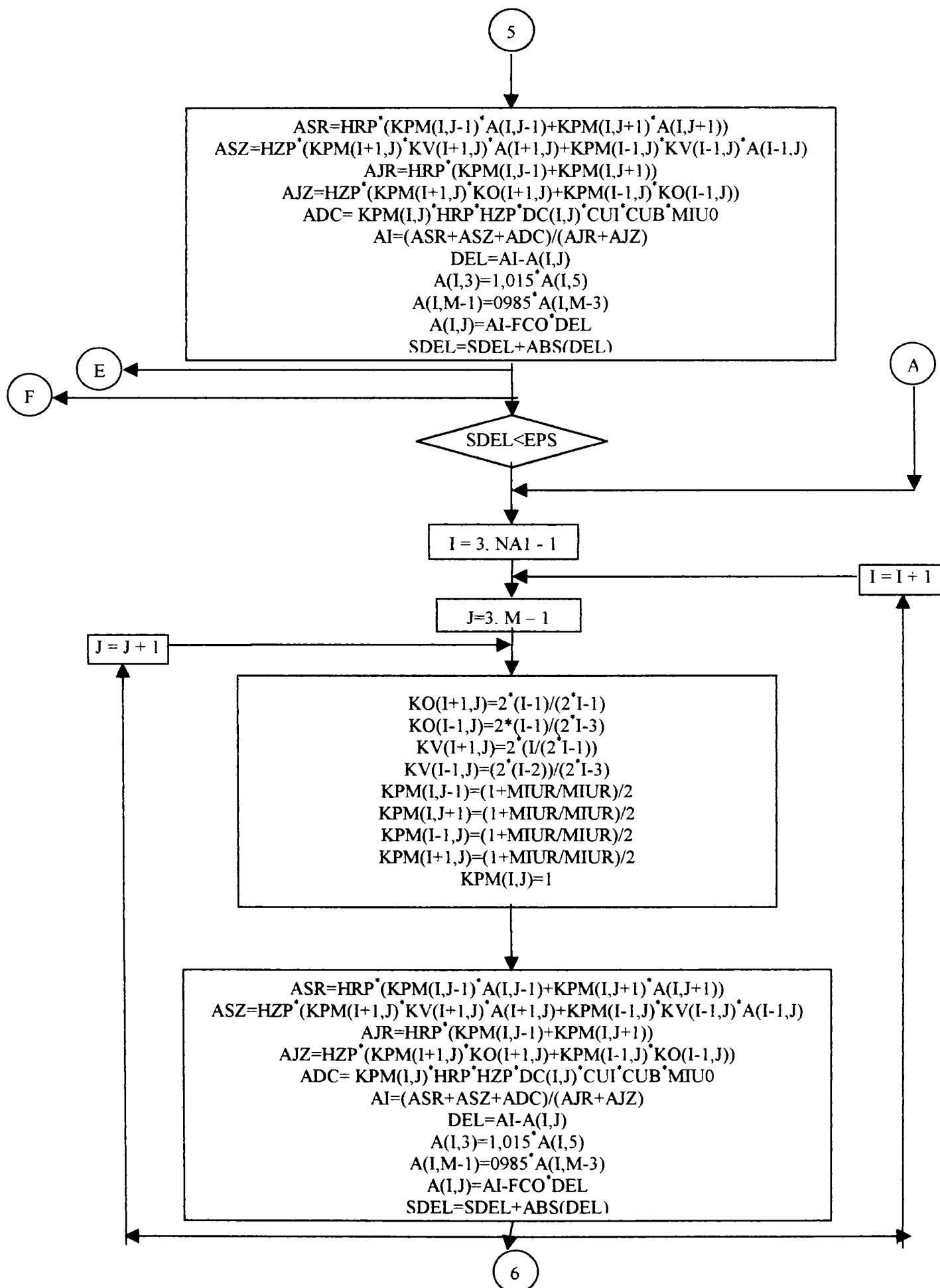
ANEXA 5



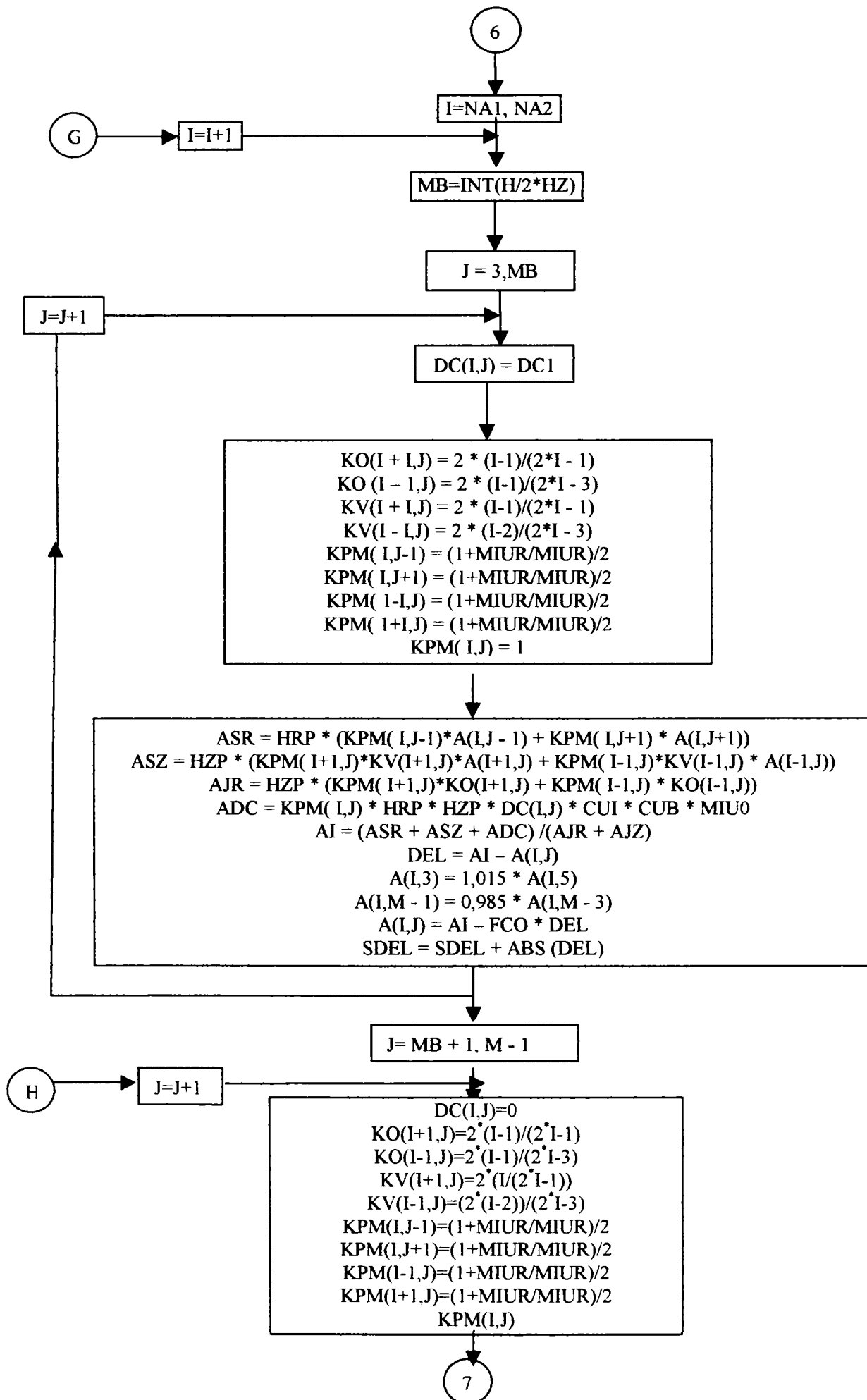
ANEXA 5



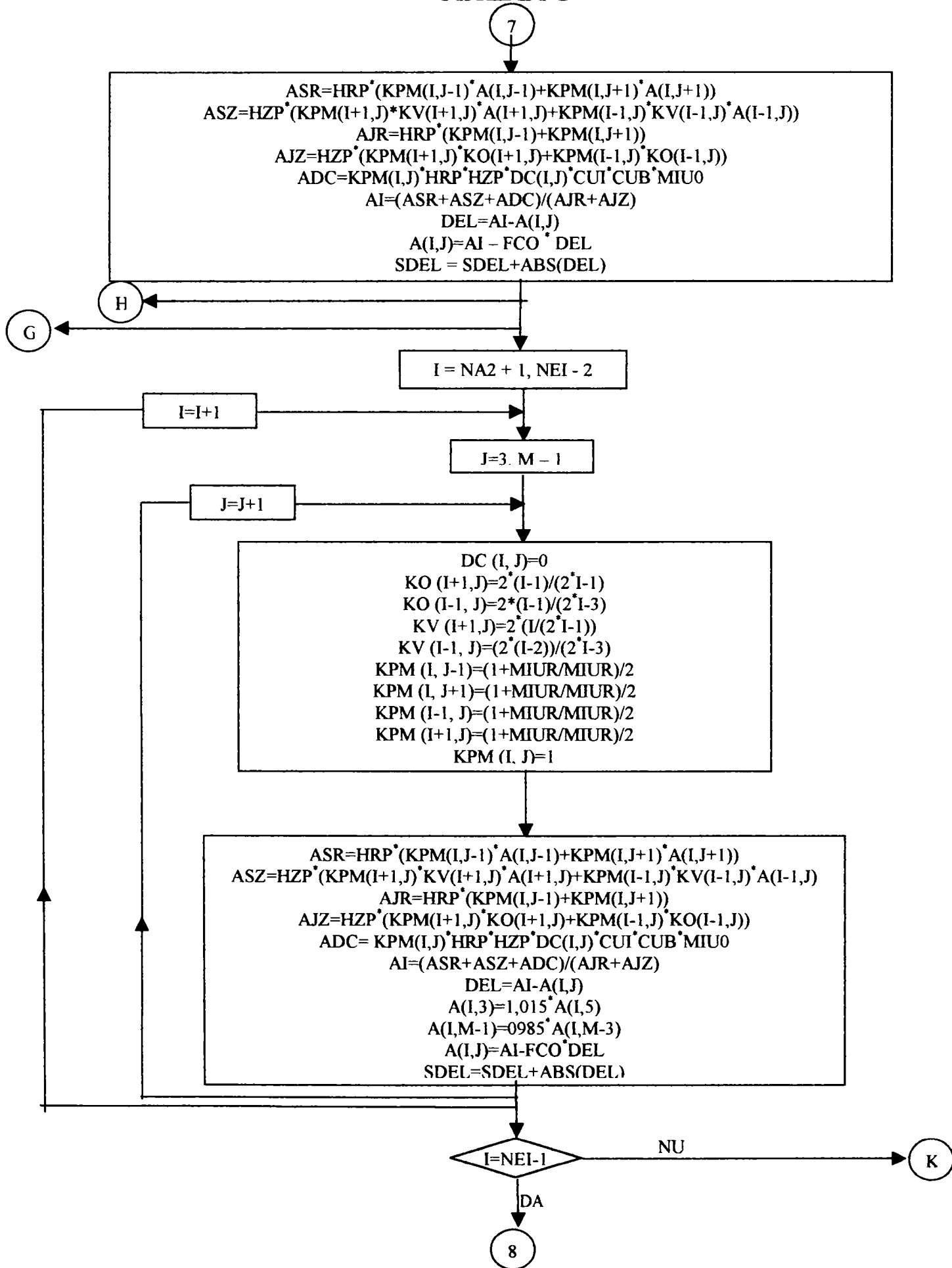
ANEXA 5



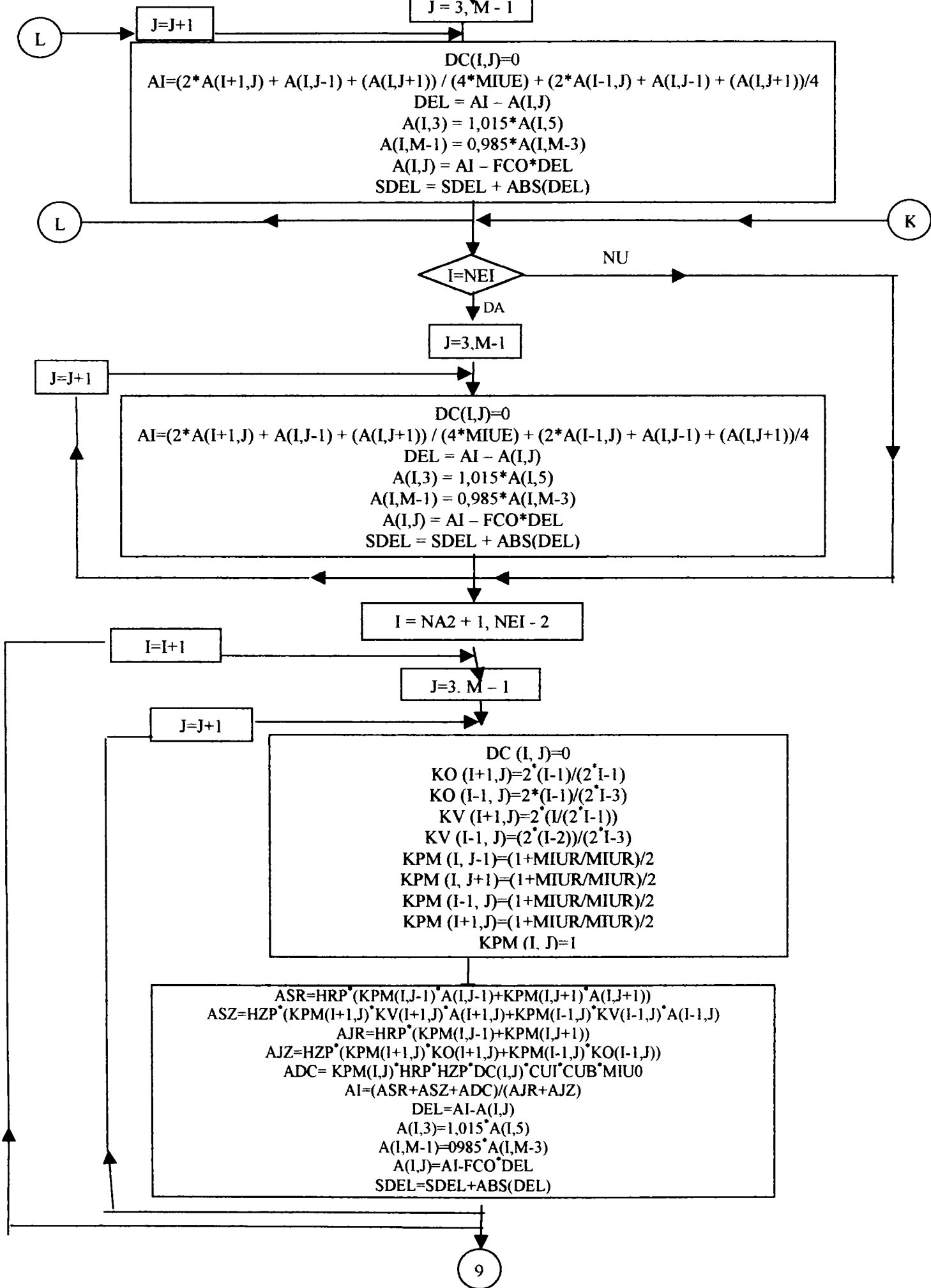
ANEXA 5



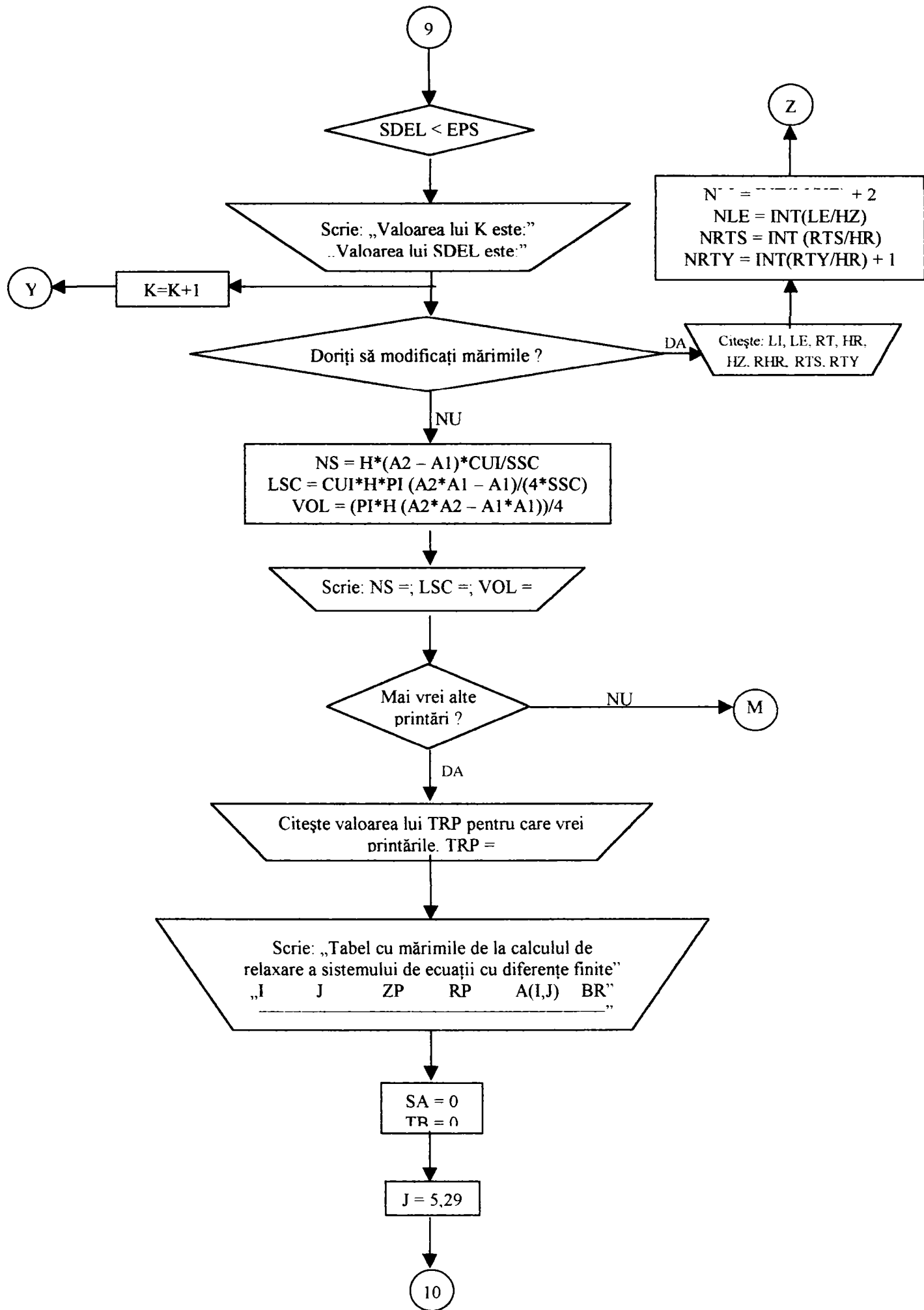
ANEXA 5



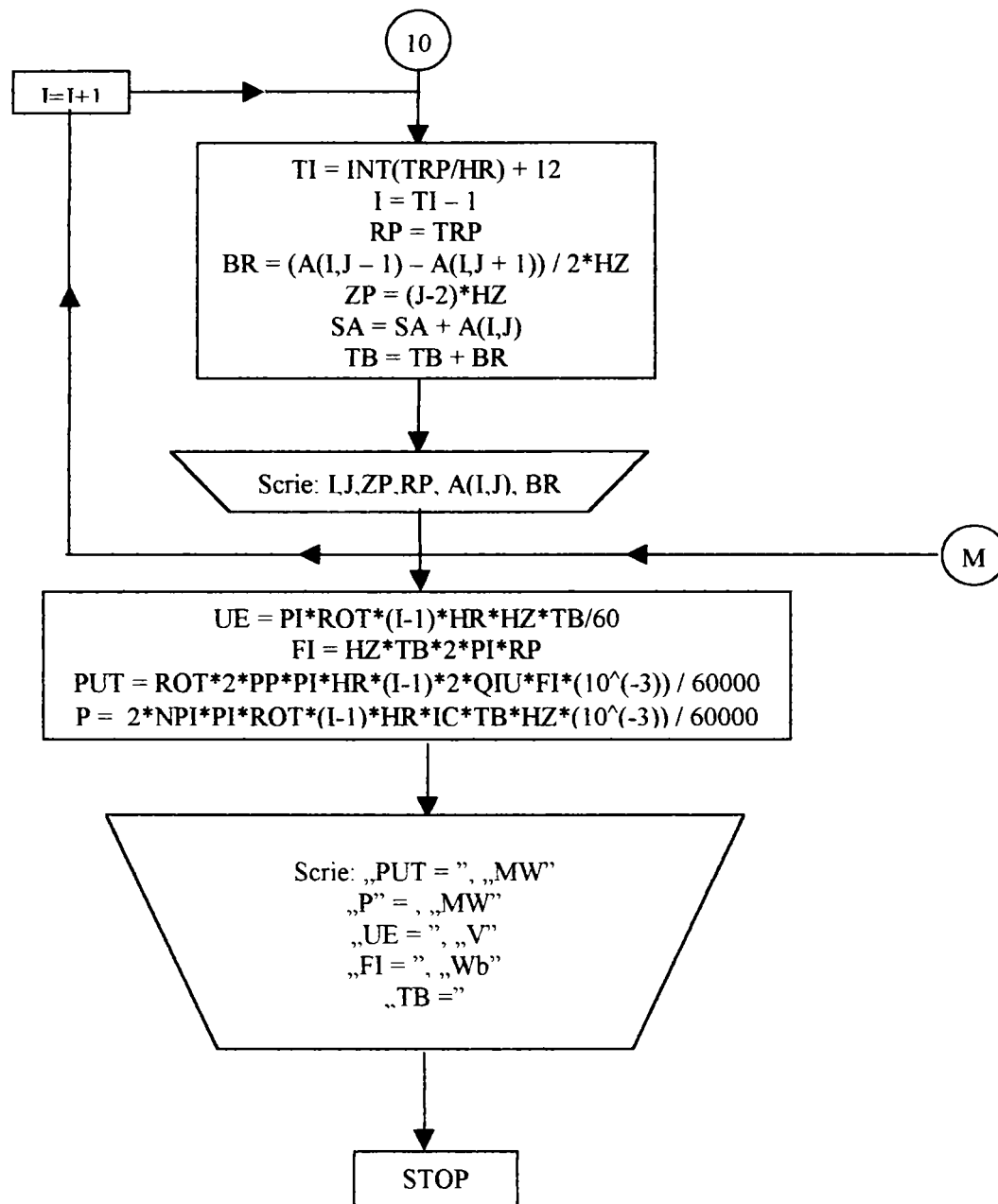
8
ANEXA 5



ANEXA 5



ANEXA 5



ANEXA 6

TABELELE CU REZULTATELE CALCULELOR INDUCȚIILOR MAGNETICE RADIALE ȘI A PRINCIPALILOR PARAMETRII AI ANSAMBLULUI SOLENOID S.C.-TAMBUR ROTOR-ECRAN AL UNEI MAȘINI HOMOPOLARE AXIALE DE C.C. EFECTUATE PRIN METODA DEZVOLTĂRII ÎN SERIE A POTENȚIALULUI MAGNETIC SCALAR ȘI PRIN METODA POTENȚIALULUI MAGNETIC VECTOR.

Tabelul A5.1

Inducția magnetică radială calculată prin metoda MPMS pentru nodurile rețelei de
discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale
neecranate

Inducția magnetică din centrul bobinei: BZ00 = 4.798 T

Dimensiunile de calcul admise pentru prima iterație au fost pentru înfășurarea
S.C.: A1 = 400.000 mm A2 = 600.000 mm HJ = 400.000 mm

iar pentru tamburul rotor: R_t = 660 mm; l_i = 140 mm; l = 480 mm.

Densitatea curentului electric în S.C. j = 512,82 A/mmp.

I	J	RI(m)	ZJ(m)	R3IJ(m)	COSJ	BRIJ(T)	BRJ*HZ(T·m)
34	8	0.660	0.140	0.675	0.20750	1.13375	0.02267
34	9	0.660	0.160	0.679	0.23560	1.36389	0.02728
34	10	0.660	0.180	0.684	0.26312	1.57297	0.03146
34	11	0.660	0.200	0.690	0.29001	1.75192	0.03504
34	12	0.660	0.220	0.696	0.31623	1.89448	0.03789
34	13	0.660	0.240	0.702	0.34174	1.99719	0.03994
34	14	0.660	0.260	0.709	0.36652	2.05927	0.04119
34	15	0.660	0.280	0.717	0.39055	2.08217	0.04164
34	16	0.660	0.300	0.725	0.41380	2.06912	0.04138
34	17	0.660	0.320	0.733	0.43627	2.02457	0.04049
34	18	0.660	0.340	0.742	0.45796	1.95374	0.03907
34	19	0.660	0.360	0.752	0.47885	1.86212	0.03724
34	20	0.660	0.380	0.762	0.49896	1.75509	0.03510
34	21	0.660	0.400	0.772	0.51830	1.63771	0.03275
34	22	0.660	0.420	0.782	0.53688	1.51448	0.03029
34	23	0.660	0.440	0.793	0.55470	1.38925	0.02779
34	24	0.660	0.460	0.804	0.57179	1.26518	0.02530
34	25	0.660	0.480	0.816	0.58817	1.14476	0.02290
34	26	0.660	0.500	0.828	0.60386	1.02983	0.02060
34	27	0.660	0.520	0.840	0.61887	0.92170	0.01843
34	28	0.660	0.540	0.853	0.63324	0.82120	0.01642
34	29	0.660	0.560	0.866	0.64698	0.72873	0.01457
34	30	0.660	0.580	0.879	0.66011	0.64443	0.01289
34	31	0.660	0.600	0.892	0.67267	0.56815	0.01136
34	32	0.660	0.620	0.906	0.68468	0.49959	0.00999

PIJ = 1.421 MW P = 29.46 MW UEI = 4.93 V FI = 2.960 Wb SBRJ = 0.714 Tm

Tabelul A5.2

Inducția magnetică radială calculată prin metoda MPMS pentru nodurile rețelei de
discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale
neecranate

Inducția magnetică din centrul bobinei: BZ00 = 4.798 T

Dimensiunile de calcul admise pentru prima iterație au fost pentru înfășurarea
S.C.: A1 = 400.000 mm A2 = 600.000 mm HJ = 400.000 mm

iar pentru tamburul rotor: R_t = 500 mm; l_i = 260 mm; l = 480 mm.

Densitatea curentului electric în S.C. j = 512,82 A/mmp.

I	J	RI(m)	ZJ(m)	R3IJ(m)	COSJ	BRIJ(T)	BRJ*HZ(T·m)
26	14	0.500	0.260	0.564	0.46135	3.62484	0.07250
26	15	0.500	0.280	0.573	0.48860	3.58201	0.07164
26	16	0.500	0.300	0.583	0.51450	3.47461	0.06949
26	17	0.500	0.320	0.594	0.53905	3.31571	0.06631
26	18	0.500	0.340	0.605	0.56231	3.04870	0.06097
26	19	0.500	0.360	0.616	0.58430	2.68278	0.05366

ANEXA 6

26	20	0.500	0.380	0.628	0.60508	2.33682	0.04674
26	21	0.500	0.400	0.640	0.62470	2.01788	0.04036
26	22	0.500	0.420	0.653	0.64319	1.72979	0.03460
26	23	0.500	0.440	0.666	0.66063	1.47383	0.02948
26	24	0.500	0.460	0.679	0.67706	1.24952	0.02499
26	25	0.500	0.480	0.693	0.69253	1.05516	0.02110
26	26	0.500	0.500	0.707	0.70711	0.88831	0.01777
26	27	0.500	0.520	0.721	0.72083	0.74617	0.01492
26	28	0.500	0.540	0.736	0.73376	0.62585	0.01252
26	29	0.500	0.560	0.751	0.74594	0.52452	0.01049
26	30	0.500	0.580	0.766	0.75741	0.43952	0.00879
26	31	0.500	0.600	0.781	0.76822	0.36844	0.00737
26	32	0.500	0.620	0.796	0.77841	0.30914	0.00618
26	33	0.500	0.640	0.812	0.78802	0.25974	0.00519
26	34	0.500	0.660	0.828	0.79709	0.21864	0.00437
26	35	0.500	0.680	0.844	0.80565	0.18445	0.00369
26	36	0.500	0.700	0.860	0.81373	0.15601	0.00312
26	37	0.500	0.720	0.877	0.82137	0.13233	0.00265
26	38	0.500	0.740	0.893	0.82859	0.11261	0.00225

PIJ = 1.042 MW P = 16.37 MW UEI = 3.62 V FI = 2.171 Wb SBRJ = 0.691 Tm

Tabelul A5.3

Inducția magnetică radială calculată prin metoda MPMS pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale neecranate

Inducția magnetică din centrul bobinei: BZ00 = 4.798 T

Dimensiunile de calcul admise pentru prima iterație au fost pentru înfășurarea

S.C.: A1 = 400.000 mm A2 = 600.000 mm HJ = 400.000 mm

iar pentru tamburul rotor: R_t = 360 mm; l_i = 140 mm; l = 480 mm.

Densitatea curentului electric în S.C. j = 512,82 A/mm².

I	J	RI(m)	ZJ(m)	R3IJ(m)	COSJ	BRIJ(T)	BRJ*HZ(T·m)
19	8	0.360	0.140	0.386	0.36245	0.03495	0.00070
19	9	0.360	0.160	0.394	0.40614	0.03741	0.00075
19	10	0.360	0.180	0.402	0.44721	0.18711	0.00374
19	11	0.360	0.200	0.412	0.48564	0.68540	0.01371
19	12	0.360	0.220	0.422	0.52145	1.09970	0.02199
19	13	0.360	0.240	0.433	0.55470	1.39993	0.02800
19	14	0.360	0.260	0.444	0.58549	1.58106	0.03162
19	15	0.360	0.280	0.456	0.61394	1.65538	0.03311
19	16	0.360	0.300	0.469	0.64018	1.64429	0.03289
19	17	0.360	0.320	0.482	0.66436	1.57174	0.03143
19	18	0.360	0.340	0.495	0.68662	1.45999	0.02920
19	19	0.360	0.360	0.509	0.70711	1.32741	0.02655
19	20	0.360	0.380	0.523	0.72595	1.18781	0.02376
19	21	0.360	0.400	0.538	0.74329	1.05069	0.02101
19	22	0.360	0.420	0.553	0.75926	0.92197	0.01844
19	23	0.360	0.440	0.569	0.77396	0.80482	0.01610
19	24	0.360	0.460	0.584	0.78751	0.70042	0.01401
19	25	0.360	0.480	0.600	0.80000	0.60867	0.01217
19	26	0.360	0.500	0.616	0.81153	0.49204	0.00984
19	27	0.360	0.520	0.632	0.82219	0.40071	0.00801
19	28	0.360	0.540	0.649	0.83205	0.32891	0.00658
19	29	0.360	0.560	0.666	0.84118	0.27219	0.00544
19	30	0.360	0.580	0.683	0.84964	0.22713	0.00454
19	31	0.360	0.600	0.700	0.85749	0.19110	0.00382
19	32	0.360	0.620	0.717	0.86479	0.16208	0.00324

PIJ = 0.435 MW P = 4.920 MW UEI = 1.51 V FI = 0.906 Wb SBRJ = 0.401 Tm

ANEXA 6

Tabelul A5.4

Inducția magnetică radială calculată prin metoda MPMS pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale necranate

Inducția magnetică din centrul bobinei: $BZ00 = 5.037 \text{ T}$
 Dimensiunile de calcul admise pentru prima iterație au fost pentru înfășurarea S.C.: $A1 = 358.600 \text{ mm}$ $A2 = 641.400 \text{ mm}$ $HJ = 282.800 \text{ mm}$
 iar pentru tamburul rotor: $R_t = 700 \text{ mm}$; $l_i = 60 \text{ mm}$; $l = 480 \text{ mm}$.
 Densitatea curentului electric în S.C. $j = 512,82 \text{ A/mm}^2$.

I	J	RI(m)	ZJ(m)	R3IJ(m)	COSJ	BRIJ(T)	BRJ*HZ(T·m)
36	4	0.700	0.060	0.703	0.08540	0.20082	0.00402
36	5	0.700	0.080	0.705	0.11355	0.34887	0.00698
36	6	0.700	0.100	0.707	0.14142	0.52431	0.01049
36	7	0.700	0.120	0.710	0.16896	0.71699	0.01434
36	8	0.700	0.140	0.714	0.19612	0.91637	0.01833
36	9	0.700	0.160	0.718	0.22282	1.11225	0.02224
36	10	0.700	0.180	0.723	0.24904	1.29548	0.02591
36	11	0.700	0.200	0.728	0.27472	1.45846	0.02917
36	12	0.700	0.220	0.734	0.29983	1.59542	0.03191
36	13	0.700	0.240	0.740	0.32432	1.70258	0.03405
36	14	0.700	0.260	0.747	0.34819	1.77810	0.03556
36	15	0.700	0.280	0.754	0.37139	1.82192	0.03644
36	16	0.700	0.300	0.762	0.39392	1.83544	0.03671
36	17	0.700	0.320	0.770	0.41576	1.82125	0.03642
36	18	0.700	0.340	0.778	0.43690	1.78272	0.03565
36	19	0.700	0.360	0.787	0.45735	1.72373	0.03447
36	20	0.700	0.380	0.796	0.47709	1.64834	0.03297
36	21	0.700	0.400	0.806	0.49614	1.56054	0.03121
36	22	0.700	0.420	0.816	0.51450	1.46411	0.02928
36	23	0.700	0.440	0.827	0.53217	1.36244	0.02725
36	24	0.700	0.460	0.838	0.54918	1.25849	0.02517
36	25	0.700	0.480	0.849	0.56553	1.15474	0.02309
36	26	0.700	0.500	0.860	0.58124	1.05319	0.02106
36	27	0.700	0.520	0.872	0.59632	0.95540	0.01911
36	28	0.700	0.540	0.884	0.61080	0.86250	0.01725

$PIJ = 1.349 \text{ MW}$ $P = 29.67 \text{ MW}$ $UEI = 4.68 \text{ V}$ $FI = 2.811 \text{ Wb}$ $SBRJ = 0.639 \text{ Tm}$

Tabelul A5.5

Inducția magnetică radială calculată prin metoda MPMS pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale necranate

Inducția magnetică din centrul bobinei: $BZ00 = 5.037 \text{ T}$
 Dimensiunile de calcul admise pentru prima iterație au fost pentru înfășurarea S.C.: $A1 = 358.600 \text{ mm}$ $A2 = 641.400 \text{ mm}$ $HJ = 282.800 \text{ mm}$
 iar pentru tamburul rotor: $R_t = 500 \text{ mm}$; $l_i = 200 \text{ mm}$; $l = 480 \text{ mm}$.
 Densitatea curentului electric în S.C. $j = 512,82 \text{ A/mm}^2$.

I	J	RI(m)	ZJ(m)	R3IJ(m)	COSJ	BRIJ(T)	BRJ*HZ(T·m)
26	11	0.500	0.200	0.539	0.37139	3.15711	0.06314
26	12	0.500	0.220	0.546	0.40274	3.31354	0.06627
26	13	0.500	0.240	0.555	0.43273	3.38473	0.06769
26	14	0.500	0.260	0.564	0.46135	3.37696	0.06754
26	15	0.500	0.280	0.573	0.48860	3.30056	0.06601
26	16	0.500	0.300	0.583	0.51450	3.16817	0.06336
26	17	0.500	0.320	0.594	0.53905	2.99327	0.05987
26	18	0.500	0.340	0.605	0.56231	2.78900	0.05578
26	19	0.500	0.360	0.616	0.58430	2.56730	0.05135
26	20	0.500	0.380	0.628	0.60508	2.33837	0.04677
26	21	0.500	0.400	0.640	0.62470	2.11050	0.04221
26	22	0.500	0.420	0.653	0.64319	1.81611	0.03632
26	23	0.500	0.440	0.666	0.66063	1.54738	0.03095

ANEXA 6

26	24	0.500	0.460	0.679	0.67706	1.31188	0.02624
26	25	0.500	0.480	0.693	0.69253	1.10781	0.02216
26	26	0.500	0.500	0.707	0.70711	0.93264	0.01865
26	27	0.500	0.520	0.721	0.72083	0.78341	0.01567
26	28	0.500	0.540	0.736	0.73376	0.65709	0.01314
26	29	0.500	0.560	0.751	0.74594	0.55070	0.01101
26	30	0.500	0.580	0.766	0.75741	0.46145	0.00923
26	31	0.500	0.600	0.781	0.76822	0.38682	0.00774
26	32	0.500	0.620	0.796	0.77841	0.32457	0.00649
26	33	0.500	0.640	0.812	0.78802	0.27271	0.00545
26	34	0.500	0.660	0.828	0.79709	0.22955	0.00459
26	35	0.500	0.680	0.844	0.80565	0.19366	0.00387

PIJ = 1.299 MW P = 20.41 MW UEI = 4.51 V FI = 2.707 Wb SBRJ = 0.862 Tm

Tabelul A5.6

Inducția magnetică radială calculată prin metoda MPMS pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale neecranate

Inducția magnetică din centrul bobinei: BZ00 = 5.037 T

Dimensiunile de calcul admise pentru prima iterație au fost pentru înfășurarea

S.C.: A1 = 358.600 mm A2 = 641.400 mm HJ = 282.800 mm

iar pentru tamburul rotor: R_t = 300 mm; l_i = 60 mm; l = 480 mm.

Densitatea curentului electric în S.C. j = 512,82 A/mmp.

I	J	RI(m)	ZJ(m)	R3IJ(m)	COSJ	BRIJ(T)	BRJ*HZ(T·m)
16	4	0.300	0.060	0.306	0.19612	0.01819	0.00036
16	5	0.300	0.080	0.310	0.25766	0.02348	0.00047
16	6	0.300	0.100	0.316	0.31623	0.02817	0.00056
16	7	0.300	0.120	0.323	0.37139	0.03222	0.00064
16	8	0.300	0.140	0.331	0.42289	0.03560	0.00071
16	9	0.300	0.160	0.340	0.47059	0.03832	0.00077
16	10	0.300	0.180	0.350	0.51450	0.04044	0.00081
16	11	0.300	0.200	0.361	0.55470	0.14489	0.00290
16	12	0.300	0.220	0.372	0.59136	0.61615	0.01232
16	13	0.300	0.240	0.384	0.62470	0.90821	0.01816
16	14	0.300	0.260	0.397	0.65493	1.05198	0.02104
16	15	0.300	0.280	0.410	0.68232	1.08784	0.02176
16	16	0.300	0.300	0.424	0.70711	1.05387	0.02108
16	17	0.300	0.320	0.439	0.72954	0.98049	0.01961
16	18	0.300	0.340	0.453	0.74984	0.88938	0.01779
16	19	0.300	0.360	0.469	0.76822	0.79451	0.01589
16	20	0.300	0.380	0.484	0.78488	0.70397	0.01408
16	21	0.300	0.400	0.500	0.80000	0.62177	0.01244
16	22	0.300	0.420	0.516	0.81373	0.54934	0.01099
16	23	0.300	0.440	0.533	0.82623	0.48658	0.00973
16	24	0.300	0.460	0.549	0.83761	0.43260	0.00865
16	25	0.300	0.480	0.566	0.84800	0.38615	0.00772
16	26	0.300	0.500	0.583	0.85749	0.34589	0.00692
16	27	0.300	0.520	0.600	0.86619	0.31051	0.00621
16	28	0.300	0.540	0.618	0.87416	0.27882	0.00558

PIJ = 0.215 MW P = 2.023 MW UEI = 0.75 V FI = 0.447 Wb SBRJ = 0.237 Tm

Tabelul A5.7

Inducția magnetică radială calculată prin metoda MPMS pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale neecranate

Inducția magnetică din centrul bobinei: BZ00 = 5.284 T

Dimensiunile de calcul admise pentru prima iterație au fost pentru înfășurarea

S.C.: A1 = 300.000 mm A2 = 700.000 mm HJ = 200.000 mm

iar pentru tamburul rotor: R_t = 500 mm; l_i = 160 mm; l = 480 mm.

Densitatea curentului electric în S.C. j = 512,82 A/mmp.

I	J	RI(m)	ZJ(m)	R3IJ(m)	COSJ	BRIJ(T)	BRJ*HZ(T·m)
---	---	-------	-------	---------	------	---------	-------------

ANEXA 6

26	9	0.500	0.160	0.525	0.30478	2.60128	0.05203
26	10	0.500	0.180	0.531	0.33872	2.89613	0.05792
26	11	0.500	0.200	0.539	0.37139	3.10599	0.06212
26	12	0.500	0.220	0.546	0.40274	3.22733	0.06455
26	13	0.500	0.240	0.555	0.43273	3.26371	0.06527
26	14	0.500	0.260	0.564	0.46135	3.22400	0.06448
26	15	0.500	0.280	0.573	0.48860	3.12045	0.06241
26	16	0.500	0.300	0.583	0.51450	2.96694	0.05934
26	17	0.500	0.320	0.594	0.53905	2.77745	0.05555
26	18	0.500	0.340	0.605	0.56231	2.56502	0.05130
26	19	0.500	0.360	0.616	0.58430	2.34100	0.04682
26	20	0.500	0.380	0.628	0.60508	2.11478	0.04230
26	21	0.500	0.400	0.640	0.62470	1.89366	0.03787
26	22	0.500	0.420	0.653	0.64319	1.68295	0.03366
26	23	0.500	0.440	0.666	0.66063	1.48624	0.02972
26	24	0.500	0.460	0.679	0.67706	1.30566	0.02611
26	25	0.500	0.480	0.693	0.69253	1.14218	0.02284
26	26	0.500	0.500	0.707	0.70711	0.97843	0.01957
26	27	0.500	0.520	0.721	0.72083	0.82188	0.01644
26	28	0.500	0.540	0.736	0.73376	0.68935	0.01379
26	29	0.500	0.560	0.751	0.74594	0.57774	0.01155
26	30	0.500	0.580	0.766	0.75741	0.48411	0.00968
26	31	0.500	0.600	0.781	0.76822	0.40582	0.00812
26	32	0.500	0.620	0.796	0.77841	0.34050	0.00681
26	33	0.500	0.640	0.812	0.78802	0.28610	0.00572

PIJ = 1.396 MW P = 21.93 MW UEI = 4.85 V FI = 2.909 Wb SBRJ = 0.926 Tm

Tabelul A5.8

Inducția magnetică radială calculată prin metoda MPMS pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale necranate

Inducția magnetică din centrul bobinei: BZ00 = 4.798 T

Dimensiunile de calcul admise pentru prima iterație au fost pentru înfășurarea

S.C.: A1 = 400.000 mm A2 = 600.000 mm HJ = 400.000 mm

iar pentru tamburul rotor: $R_r = 680$ mm; $l_i = 60$ mm; $l = 480$ mm.

Densitatea curentului electric în S.C. j = 512,82 A/mm².

I	J	RI(m)	ZJ(m)	R3IJ(m)	COSJ	BRIJ(T)	BRJ*HZ(T·m)
35	4	0.680	0.060	0.683	0.08789	0.22015	0.00440
35	5	0.680	0.080	0.685	0.11684	0.38176	0.00764
35	6	0.680	0.100	0.687	0.14549	0.57228	0.01145
35	7	0.680	0.120	0.691	0.17379	0.78011	0.01560
35	8	0.680	0.140	0.694	0.20165	0.99330	0.01987
35	9	0.680	0.160	0.699	0.22904	1.20049	0.02401
35	10	0.680	0.180	0.703	0.25589	1.39165	0.02783
35	11	0.680	0.200	0.709	0.28217	1.55867	0.03117
35	12	0.680	0.220	0.715	0.30782	1.69562	0.03391
35	13	0.680	0.240	0.721	0.33282	1.79891	0.03598
35	14	0.680	0.260	0.728	0.35714	1.86717	0.03734
35	15	0.680	0.280	0.735	0.38075	1.90097	0.03802
35	16	0.680	0.300	0.743	0.40364	1.90248	0.03805
35	17	0.680	0.320	0.752	0.42580	1.87504	0.03750
35	18	0.680	0.340	0.760	0.44721	1.82279	0.03646
35	19	0.680	0.360	0.769	0.46789	1.75023	0.03500
35	20	0.680	0.380	0.779	0.48782	1.66198	0.03324
35	21	0.680	0.400	0.789	0.50702	1.56243	0.03125
35	22	0.680	0.420	0.799	0.52549	1.45562	0.02911
35	23	0.680	0.440	0.810	0.54325	1.34512	0.02690
35	24	0.680	0.460	0.821	0.56031	1.23393	0.02468
35	25	0.680	0.480	0.832	0.57668	1.12450	0.02249
35	26	0.680	0.500	0.844	0.59239	1.01874	0.02037

ANEXA 6

35 27 0.680 0.520 0.856 0.60745 0.91807 0.01836
 35 28 0.680 0.540 0.868 0.62188 0.82346 0.01647
 PIJ = 1.348 MW P = 28.79 MW UEI = 4.68 V FI = 2.808 Wb SBRJ = 0.657

Tabelul A5.9

Inducția magnetică radială calculată prin metoda MPMS pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale neecranate

Inducția magnetică din centrul bobinei: BZ00 = 4.798 T
 Dimensiunile de calcul admise pentru prima iterație au fost pentru înfășurarea S.C.: A1 = 400.000 mm A2 = 600.000 mm HJ = 400.000 mm
 iar pentru tamburul rotor: $R_t = 700$ mm; $l_i = 60$ mm; $l = 480$ mm.
 Densitatea curentului electric în S.C. j = 512,82 A/mmp.

I	J	RI(m)	ZJ(m)	R3IJ(m)	COSJ	BRIJ(T)	BRJ*HZ(T·m)
36	4	0.700	0.060	0.703	0.08540	0.19127	0.00383
36	5	0.700	0.080	0.705	0.11355	0.33229	0.00665
36	6	0.700	0.100	0.707	0.14142	0.49939	0.00999
36	7	0.700	0.120	0.710	0.16896	0.68291	0.01366
36	8	0.700	0.140	0.714	0.19612	0.87281	0.01746
36	9	0.700	0.160	0.718	0.22282	1.05938	0.02119
36	10	0.700	0.180	0.723	0.24904	1.23391	0.02468
36	11	0.700	0.200	0.728	0.27472	1.38914	0.02778
36	12	0.700	0.220	0.734	0.29983	1.51959	0.03039
36	13	0.700	0.240	0.740	0.32432	1.62165	0.03243
36	14	0.700	0.260	0.747	0.34819	1.69359	0.03387
36	15	0.700	0.280	0.754	0.37139	1.73532	0.03471
36	16	0.700	0.300	0.762	0.39392	1.74820	0.03496
36	17	0.700	0.320	0.770	0.41576	1.73468	0.03469
36	18	0.700	0.340	0.778	0.43690	1.69799	0.03396
36	19	0.700	0.360	0.787	0.45735	1.64180	0.03284
36	20	0.700	0.380	0.796	0.47709	1.56999	0.03140
36	21	0.700	0.400	0.806	0.49614	1.48637	0.02973
36	22	0.700	0.420	0.816	0.51450	1.39452	0.02789
36	23	0.700	0.440	0.827	0.53217	1.29768	0.02595
36	24	0.700	0.460	0.838	0.54918	1.19867	0.02397
36	25	0.700	0.480	0.849	0.56553	1.09985	0.02200
36	26	0.700	0.500	0.860	0.58124	1.00313	0.02006
36	27	0.700	0.520	0.872	0.59632	0.90999	0.01820
36	28	0.700	0.540	0.884	0.61080	0.82151	0.01643

PIJ = 1.285 MW P = 28.26 MW UEI = 4.46 V FI = 2.677 Wb SBRJ = 0.609 Tm

Tabelul A5.10

Inducția magnetică radială calculată prin metoda MPMS pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale neecranate

Inducția magnetică din centrul bobinei: BZ00 = 4.798 T
 Dimensiunile de calcul admise pentru prima iterație au fost pentru înfășurarea S.C.: A1 = 400.000 mm A2 = 600.000 mm HJ = 400.000 mm
 iar pentru tamburul rotor: $R_t = 680$ mm; $l_i = 140$ mm; $l = 480$ mm.
 Densitatea curentului electric în S.C. j = 512,82 A/mmp.

I	J	RI(m)	ZJ(m)	R3IJ(m)	COSJ	BRIJ(T)	BRJ*HZ(T·m)
35	8	0.680	0.140	0.694	0.20165	0.99330	0.01987
35	9	0.680	0.160	0.699	0.22904	1.20049	0.02401
35	10	0.680	0.180	0.703	0.25589	1.39165	0.02783
35	11	0.680	0.200	0.709	0.28217	1.55867	0.03117
35	12	0.680	0.220	0.715	0.30782	1.69562	0.03391
35	13	0.680	0.240	0.721	0.33282	1.79891	0.03598
35	14	0.680	0.260	0.728	0.35714	1.86717	0.03734
35	15	0.680	0.280	0.735	0.38075	1.90097	0.03802
35	16	0.680	0.300	0.743	0.40364	1.90248	0.03805

ANEXA 6

35	17	0.680	0.320	0.752	0.42580	1.87504	0.03750
35	18	0.680	0.340	0.760	0.44721	1.82279	0.03646
35	19	0.680	0.360	0.769	0.46789	1.75023	0.03500
35	20	0.680	0.380	0.779	0.48782	1.66198	0.03324
35	21	0.680	0.400	0.789	0.50702	1.56243	0.03125
35	22	0.680	0.420	0.799	0.52549	1.45562	0.02911
35	23	0.680	0.440	0.810	0.54325	1.34512	0.02690
35	24	0.680	0.460	0.821	0.56031	1.23393	0.02468
35	25	0.680	0.480	0.832	0.57668	1.12450	0.02249
35	26	0.680	0.500	0.844	0.59239	1.01874	0.02037
35	27	0.680	0.520	0.856	0.60745	0.91807	0.01836
35	28	0.680	0.540	0.868	0.62188	0.82346	0.01647
35	29	0.680	0.560	0.881	0.63571	0.73553	0.01471
35	30	0.680	0.580	0.894	0.64895	0.65457	0.01309
35	31	0.680	0.600	0.907	0.66162	0.58065	0.01161
35	32	0.680	0.620	0.920	0.67375	0.51362	0.01027

PIJ = 1.369 MW P = 29.25 MW UEI = 4.75 V FI = 2.853 Wb SBRJ = 0.668 Tm

Tabelul A5.11

Inducția magnetică radială calculată prin metoda MPMS pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale neecranate

Inducția magnetică din centrul bobinei: BZ00 = 4.798 T

Dimensiunile de calcul admise pentru prima iterație au fost pentru înfășurarea

S.C.: A1 = 400.000 mm A2 = 600.000 mm HJ = 400.000 mm

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 700$ mm; $l_i = 140$ mm; $l = 480$ mm.

Densitatea curentului electric în S.C. j = 512,82 A/mmp.

I	J	RI(m)	ZJ(m)	R3IJ(m)	COSJ	BRIJ(T)	BRJ*HZ (T·m)
36	8	0.700	0.140	0.714	0.19612	0.87281	0.01746
36	9	0.700	0.160	0.718	0.22282	1.05938	0.02119
36	10	0.700	0.180	0.723	0.24904	1.23391	0.02468
36	11	0.700	0.200	0.728	0.27472	1.38914	0.02778
36	12	0.700	0.220	0.734	0.29983	1.51959	0.03039
36	13	0.700	0.240	0.740	0.32432	1.62165	0.03243
36	14	0.700	0.260	0.747	0.34819	1.69359	0.03387
36	15	0.700	0.280	0.754	0.37139	1.73532	0.03471
36	16	0.700	0.300	0.762	0.39392	1.74820	0.03496
36	17	0.700	0.320	0.770	0.41576	1.73468	0.03469
36	18	0.700	0.340	0.778	0.43690	1.69799	0.03396
36	19	0.700	0.360	0.787	0.45735	1.64180	0.03284
36	20	0.700	0.380	0.796	0.47709	1.56999	0.03140
36	21	0.700	0.400	0.806	0.49614	1.48637	0.02973
36	22	0.700	0.420	0.816	0.51450	1.39452	0.02789
36	23	0.700	0.440	0.827	0.53217	1.29768	0.02595
36	24	0.700	0.460	0.838	0.54918	1.19867	0.02397
36	25	0.700	0.480	0.849	0.56553	1.09985	0.02200
36	26	0.700	0.500	0.860	0.58124	1.00313	0.02006
36	27	0.700	0.520	0.872	0.59632	0.90999	0.01820
36	28	0.700	0.540	0.884	0.61080	0.82151	0.01643
36	29	0.700	0.560	0.896	0.62470	0.73843	0.01477
36	30	0.700	0.580	0.909	0.63802	0.66120	0.01322
36	31	0.700	0.600	0.922	0.65079	0.59003	0.01180
36	32	0.700	0.620	0.935	0.66304	0.52494	0.01050

PIJ = 1.319 MW P = 29.01 MW UEI = 4.58 V FI = 2.748 Wb SBRJ = 0.625 Tm

ANEXA 6

Tabelul A5.12

Inducția magnetică radială calculată prin metoda MPMS pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale necranate

Inducția magnetică din centrul bobinei: BZ00 = 6.215 T

Dimensiunile de calcul admise pentru prima iterație au fost pentru înfășurarea

S.C.: A1 = 300.000 mm A2 = 600.000 mm HJ = 298.100 mm

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 660$ mm; $l_i = 60$ mm; $l = 480$ mm.

Densitatea curentului electric în S.C. $j = 512,82$ A/mmp.

I	J	RI(m)	ZJ(m)	R3IJ(m)	COSJ	BRIJ(T)	BRJ*HZ(T·m)
34	4	0.660	0.060	0.663	0.09054	0.24284	0.00486
34	5	0.660	0.080	0.665	0.12033	0.41915	0.00838
34	6	0.660	0.100	0.668	0.14981	0.62560	0.01251
34	7	0.660	0.120	0.671	0.17889	0.84897	0.01698
34	8	0.660	0.140	0.675	0.20750	1.07581	0.02152
34	9	0.660	0.160	0.679	0.23560	1.29353	0.02587
34	10	0.660	0.180	0.684	0.26312	1.49124	0.02982
34	11	0.660	0.200	0.690	0.29001	1.66038	0.03321
34	12	0.660	0.220	0.696	0.31623	1.79503	0.03590
34	13	0.660	0.240	0.702	0.34174	1.89197	0.03784
34	14	0.660	0.260	0.709	0.36652	1.95044	0.03901
34	15	0.660	0.280	0.717	0.39055	1.97183	0.03944
34	16	0.660	0.300	0.725	0.41380	1.95920	0.03918
34	17	0.660	0.320	0.733	0.43627	1.91678	0.03834
34	18	0.660	0.340	0.742	0.45796	1.84950	0.03699
34	19	0.660	0.360	0.752	0.47885	1.76255	0.03525
34	20	0.660	0.380	0.762	0.49896	1.66105	0.03322
34	21	0.660	0.400	0.772	0.51830	1.54977	0.03100
34	22	0.660	0.420	0.782	0.53688	1.43296	0.02866
34	23	0.660	0.440	0.793	0.55470	1.31428	0.02629
34	24	0.660	0.460	0.804	0.57179	1.19671	0.02393
34	25	0.660	0.480	0.816	0.58817	1.08261	0.02165
34	26	0.660	0.500	0.828	0.60386	0.97373	0.01947
34	27	0.660	0.520	0.840	0.61887	0.87130	0.01743
34	28	0.660	0.540	0.853	0.63324	0.77609	0.01552

PIJ = 1.338 MW P = 27.75 MW UEI = 4.65 V FI = 2.788 Wb SBRJ = 0.672 Tm

Tabelul A5.13

Inducția magnetică radială calculată prin metoda MPMS pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale necranate

Inducția magnetică din centrul bobinei: BZ00 = 7.078 T

Dimensiunile de calcul admise pentru prima iterație au fost pentru înfășurarea

S.C.: A1 = 250.000 mm A2 = 600.000 mm HJ = 269.000 mm

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 660$ mm; $l_i = 60$ mm; $l = 480$ mm.

Densitatea curentului electric în S.C. $j = 512,82$ A/mmp.

I	J	RI	ZJ	R3IJ	COSJ	BRIJ	BRJ*HZ
34	4	0.660	0.060	0.663	0.09054	0.23413	0.00468
34	5	0.660	0.080	0.665	0.12033	0.40360	0.00807
34	6	0.660	0.100	0.668	0.14981	0.60195	0.01204
34	7	0.660	0.120	0.671	0.17889	0.81649	0.01633
34	8	0.660	0.140	0.675	0.20750	1.03432	0.02069
34	9	0.660	0.160	0.679	0.23560	1.24333	0.02487
34	10	0.660	0.180	0.684	0.26312	1.43311	0.02866
34	11	0.660	0.200	0.690	0.29001	1.59542	0.03191
34	12	0.660	0.220	0.696	0.31623	1.72461	0.03449
34	13	0.660	0.240	0.702	0.34174	1.81757	0.03635
34	14	0.660	0.260	0.709	0.36652	1.87358	0.03747
34	15	0.660	0.280	0.717	0.39055	1.89399	0.03788
34	16	0.660	0.300	0.725	0.41380	1.88174	0.03763

ANEXA 6

34	17	0.660	0.320	0.733	0.43627	1.84089	0.03682
34	18	0.660	0.340	0.742	0.45796	1.77617	0.03552
34	19	0.660	0.360	0.752	0.47885	1.69257	0.03385
34	20	0.660	0.380	0.762	0.49896	1.59501	0.03190
34	21	0.660	0.400	0.772	0.51830	1.48806	0.02976
34	22	0.660	0.420	0.782	0.53688	1.37582	0.02752
34	23	0.660	0.440	0.793	0.55470	1.26179	0.02524
34	24	0.660	0.460	0.804	0.57179	1.14883	0.02298
34	25	0.660	0.480	0.816	0.58817	1.03920	0.02078
34	26	0.660	0.500	0.828	0.60386	0.93460	0.01869
34	27	0.660	0.520	0.840	0.61887	0.83620	0.01672
34	28	0.660	0.540	0.853	0.63324	0.74474	0.01489

PIJ = 1.285 MW P = 26.65 MW UEI = 4.46 V FI = 2.678 Wb SBRJ = 0.646 Tm

Tabelul A5.14

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

A1 = 400.000 mm A2 = 600.000 mm HJ = 400.000 mm

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 660$ mm; $l_i = 140$ mm; $l = 620$ mm.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
34	9	0.14000	0.66000	0.82183	1.48170
34	10	0.16000	0.66000	0.79005	1.68358
34	11	0.18000	0.66000	0.75449	1.85680
34	12	0.20000	0.66000	0.71578	1.99503
34	13	0.22000	0.66000	0.67469	2.09458
34	14	0.24000	0.66000	0.63200	2.15448
34	15	0.26000	0.66000	0.58851	2.17573
34	16	0.28000	0.66000	0.54497	2.16128
34	17	0.30000	0.66000	0.50206	2.11535
34	18	0.32000	0.66000	0.46036	2.04290
34	19	0.34000	0.66000	0.42034	1.94930
34	20	0.36000	0.66000	0.38238	1.83988
34	21	0.38000	0.66000	0.34675	1.71975
34	22	0.40000	0.66000	0.31359	1.59333
34	23	0.42000	0.66000	0.28301	1.46445
34	24	0.44000	0.66000	0.25502	1.33645
34	25	0.46000	0.66000	0.22956	1.21188
34	26	0.48000	0.66000	0.20654	1.09265
34	27	0.50000	0.66000	0.18585	0.98015
34	28	0.52000	0.66000	0.16733	0.87525
34	29	0.54000	0.66000	0.15084	0.77843
34	30	0.56000	0.66000	0.13620	0.68993
34	31	0.58000	0.66000	0.12324	0.60963
34	32	0.60000	0.66000	0.11181	0.53720
34	33	0.62000	0.66000	0.10175	0.47238

PUT = 10.156 MW P = 1.469 MW UE = 5.10235 V FI = 3.06141 Wb TB = 36.912

ANEXA 6

Tabelul A5.15

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

A1 = 400.000 mm A2 = 600.000 mm HJ = 400.000 mm

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 500$ mm; $l_i = 260$ mm; $l = 740$ mm.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
26	15	0.26000	0.50000	0.59543	3.85505
26	16	0.28000	0.50000	0.51992	3.67175
26	17	0.30000	0.50000	0.44856	3.44685
26	18	0.32000	0.50000	0.38205	3.19150
26	19	0.34000	0.50000	0.32090	2.91580
26	20	0.36000	0.50000	0.26542	2.62880
26	21	0.38000	0.50000	0.21575	2.33920
26	22	0.40000	0.50000	0.17185	2.05575
26	23	0.42000	0.50000	0.13352	1.78635
26	24	0.44000	0.50000	0.10040	1.53725
26	25	0.46000	0.50000	0.07203	1.31253
26	26	0.48000	0.50000	0.04789	1.11420
26	27	0.50000	0.50000	0.02746	0.94188
26	28	0.52000	0.50000	0.01022	0.79403
26	29	0.54000	0.50000	-0.00430	0.66845
26	30	0.56000	0.50000	-0.01652	0.56238
26	31	0.58000	0.50000	-0.02680	0.47318
26	32	0.60000	0.50000	-0.03545	0.39830
26	33	0.62000	0.50000	-0.04273	0.33568
26	34	0.64000	0.50000	-0.04887	0.28335
26	35	0.66000	0.50000	-0.05406	0.23960
26	36	0.68000	0.50000	-0.05846	0.20308
26	37	0.70000	0.50000	-0.06219	0.17258
26	38	0.72000	0.50000	-0.06536	0.14703
26	39	0.74000	0.50000	-0.06807	0.12565

PUT = 5.559 MW P = 1.062 MW UE = 3.68615 V FI = 2.21169 Wb TB = 35.200

Tabelul A5.16

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

A1 = 400.000 mm A2 = 600.000 mm HJ = 400.000 mm

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 360$ mm; $l_i = 140$ mm; $l = 620$ mm.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
19	9	0.14000	0.36000	1.19282	1.17553
19	10	0.16000	0.36000	1.16856	1.24220
19	11	0.18000	0.36000	1.14314	1.29278
19	12	0.20000	0.36000	1.11685	1.32648
19	13	0.22000	0.36000	1.09008	1.33975
19	14	0.24000	0.36000	1.06326	1.32875
19	15	0.26000	0.36000	1.03693	1.29210
19	16	0.28000	0.36000	1.01158	1.23295
19	17	0.30000	0.36000	0.98761	1.15933
19	18	0.32000	0.36000	0.96520	1.08260
19	19	0.34000	0.36000	0.94430	1.01408
19	20	0.36000	0.36000	0.92464	0.96103
19	21	0.38000	0.36000	0.90586	0.92448

ANEXA 6

19	22	0.40000	0.36000	0.88766	0.89858
19	23	0.42000	0.36000	0.86992	0.87295
19	24	0.44000	0.36000	0.85274	0.83635
19	25	0.46000	0.36000	0.83647	0.78145
19	26	0.48000	0.36000	0.82149	0.70808
19	27	0.50000	0.36000	0.80814	0.62248
19	28	0.52000	0.36000	0.79659	0.53415
19	29	0.54000	0.36000	0.78678	0.45155
19	30	0.56000	0.36000	0.77853	0.37950
19	31	0.58000	0.36000	0.77160	0.31925
19	32	0.60000	0.36000	0.76576	0.26995
19	33	0.62000	0.36000	0.76080	0.22978

PUT = 1.824 MW P = 0.484 MW UE = 1.67958 V FI = 1.00775 Wb TB = 22.276

Tabelul A5.17

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

A1 = 358.600 mm A2 = 641.400 mm HJ = 282.800 mm
iar pentru tamburul rotor: $R_t = 700$ mm; $l_i = 60$ mm; $l = 540$ mm.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
36	5	0.06000	0.70000	0.57071	0.42875
36	6	0.08000	0.70000	0.55999	0.64310
36	7	0.10000	0.70000	0.54498	0.85673
36	8	0.12000	0.70000	0.52572	1.06693
36	9	0.14000	0.70000	0.50231	1.26855
36	10	0.16000	0.70000	0.47498	1.45545
36	11	0.18000	0.70000	0.44409	1.62128
36	12	0.20000	0.70000	0.41013	1.76063
36	13	0.22000	0.70000	0.37366	1.86983
36	14	0.24000	0.70000	0.33533	1.94673
36	15	0.26000	0.70000	0.29579	1.99098
36	16	0.28000	0.70000	0.25569	2.00388
36	17	0.30000	0.70000	0.21564	1.98788
36	18	0.32000	0.70000	0.17618	1.94635
36	19	0.34000	0.70000	0.13779	1.88325
36	20	0.36000	0.70000	0.10085	1.80265
36	21	0.38000	0.70000	0.06568	1.70870
36	22	0.40000	0.70000	0.03250	1.60538
36	23	0.42000	0.70000	0.00146	1.49625
36	24	0.44000	0.70000	-0.02735	1.38443
36	25	0.46000	0.70000	-0.05391	1.27255
36	26	0.48000	0.70000	-0.07825	1.16283
36	27	0.50000	0.70000	-0.10043	1.05685
36	28	0.52000	0.70000	-0.12053	0.95588
36	29	0.54000	0.70000	-0.13866	0.86085

PUT = 11.154 MW P = 1.522 MW UE = 5.28325 V FI = 3.16995 Wb TB = 36.037

ANEXA 6

Tabelul A5.18

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

A1 = 358.600 mm A2 = 641.400 mm HJ = 282.800 mm

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 500$ mm; $l_i = 200$ mm; $l = 680$ mm.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
26	12	0.20000	0.50000	0.68302	4.23518
26	13	0.22000	0.50000	0.59830	4.18965
26	14	0.24000	0.50000	0.51543	4.05998
26	15	0.26000	0.50000	0.43590	3.86550
26	16	0.28000	0.50000	0.36081	3.62683
26	17	0.30000	0.50000	0.29083	3.36353
26	18	0.32000	0.50000	0.22627	3.09168
26	19	0.34000	0.50000	0.16716	2.82248
26	20	0.36000	0.50000	0.11337	2.56183
26	21	0.38000	0.50000	0.06469	2.31143
26	22	0.40000	0.50000	0.02091	2.07058
26	23	0.42000	0.50000	-0.01813	1.83858
26	24	0.44000	0.50000	-0.05263	1.61613
26	25	0.46000	0.50000	-0.08278	1.40550
26	26	0.48000	0.50000	-0.10885	1.21008
26	27	0.50000	0.50000	-0.13118	1.03295
26	28	0.52000	0.50000	-0.15017	0.87613
26	29	0.54000	0.50000	-0.16623	0.74000
26	30	0.56000	0.50000	-0.17977	0.62358
26	31	0.58000	0.50000	-0.19117	0.52500
26	32	0.60000	0.50000	-0.20077	0.44205
26	33	0.62000	0.50000	-0.20885	0.37258
26	34	0.64000	0.50000	-0.21567	0.31450
26	35	0.66000	0.50000	-0.22143	0.26598
26	36	0.68000	0.50000	-0.22631	0.22548

PUT = 7.530 MW P = 1.438 MW UE = 4.99378 V FI = 2.99627 Wb TB = 47.687

Tabelul A5.19

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

A1 = 358.600 mm A2 = 641.400 mm HJ = 282.800 mm

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 300$ mm; $l_i = 60$ mm; $l = 540$ mm.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
16	5	0.06000	0.30000	1.23079	0.50768
16	6	0.08000	0.30000	1.22018	0.55153
16	7	0.10000	0.30000	1.20873	0.59063
16	8	0.12000	0.30000	1.19656	0.62443
16	9	0.14000	0.30000	1.18375	0.65568
16	10	0.16000	0.30000	1.17033	0.68823
16	11	0.18000	0.30000	1.15623	0.72253
16	12	0.20000	0.30000	1.14143	0.75443
16	13	0.22000	0.30000	1.12605	0.77688
16	14	0.24000	0.30000	1.11035	0.78335
16	15	0.26000	0.30000	1.09471	0.77145
16	16	0.28000	0.30000	1.07950	0.74478
16	17	0.30000	0.30000	1.06492	0.71233

ANEXA 6

16	18	0.32000	0.30000	1.05100	0.68558
16	19	0.34000	0.30000	1.03750	0.67485
16	20	0.36000	0.30000	1.02401	0.68638
16	21	0.38000	0.30000	1.01005	0.72110
16	22	0.40000	0.30000	0.99516	0.77415
16	23	0.42000	0.30000	0.97908	0.83573
16	24	0.44000	0.30000	0.96174	0.89258
16	25	0.46000	0.30000	0.94338	0.92960
16	26	0.48000	0.30000	0.92455	0.93300
16	27	0.50000	0.30000	0.90606	0.89413
16	28	0.52000	0.30000	0.88879	0.81375
16	29	0.54000	0.30000	0.87351	0.70333

PUT = 1.048 MW P = 0.333 MW UE = 1.15787 V FI = 0.69472 Wb TB = 18.428

Tabelul A5.20

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

A1 = 300.000 mm A2 = 700.000 mm HJ = 400.000 mm
iar pentru tamburul rotor: $R_t = 500$ mm; $l_i = 160$ mm; $l = 640$ mm.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
26	10	0.16000	0.50000	1.01339	3.69805
26	11	0.18000	0.50000	0.93455	4.02040
26	12	0.20000	0.50000	0.85257	4.08433
26	13	0.22000	0.50000	0.77117	3.99583
26	14	0.24000	0.50000	0.69274	3.80480
26	15	0.26000	0.50000	0.61898	3.54210
26	16	0.28000	0.50000	0.55106	3.23373
26	17	0.30000	0.50000	0.48963	2.90358
26	18	0.32000	0.50000	0.43491	2.57323
26	19	0.34000	0.50000	0.38670	2.26088
26	20	0.36000	0.50000	0.34448	1.98010
26	21	0.38000	0.50000	0.30750	1.73883
26	22	0.40000	0.50000	0.27492	1.53905
26	23	0.42000	0.50000	0.24594	1.37703
26	24	0.44000	0.50000	0.21984	1.24433
26	25	0.46000	0.50000	0.19616	1.13045
26	26	0.48000	0.50000	0.17463	1.02543
26	27	0.50000	0.50000	0.15515	0.92245
26	28	0.52000	0.50000	0.13773	0.81905
26	29	0.54000	0.50000	0.12238	0.71660
26	30	0.56000	0.50000	0.10906	0.61858
26	31	0.58000	0.50000	0.09764	0.52850
26	32	0.60000	0.50000	0.08792	0.44858
26	33	0.62000	0.50000	0.07970	0.37955
26	34	0.64000	0.50000	0.07274	0.32090

PUT = 7.723 MW P = 1.475 MW UE = 5.12146 V FI = 3.07287 Wb TB = 48.906

ANEXA 6

Tabelul A5.21

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

$A_1 = 400.000 \text{ mm}$ $A_2 = 600.000 \text{ mm}$ $HJ = 400.000 \text{ mm}$

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 660 \text{ mm}$; $l_i = 60 \text{ mm}$; $l = 540 \text{ mm}$.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
34	5	0.06000	0.66000	0.90399	0.56485
34	6	0.08000	0.66000	0.89043	0.79423
34	7	0.10000	0.66000	0.87222	1.02763
34	8	0.12000	0.66000	0.84932	1.25975
34	9	0.14000	0.66000	0.82183	1.48170
34	10	0.16000	0.66000	0.79005	1.68358
34	11	0.18000	0.66000	0.75449	1.85680
34	12	0.20000	0.66000	0.71578	1.99503
34	13	0.22000	0.66000	0.67469	2.09458
34	14	0.24000	0.66000	0.63200	2.15448
34	15	0.26000	0.66000	0.58851	2.17573
34	16	0.28000	0.66000	0.54497	2.16128
34	17	0.30000	0.66000	0.50206	2.11535
34	18	0.32000	0.66000	0.46036	2.04290
34	19	0.34000	0.66000	0.42034	1.94930
34	20	0.36000	0.66000	0.38238	1.83988
34	21	0.38000	0.66000	0.34675	1.71975
34	22	0.40000	0.66000	0.31359	1.59333
34	23	0.42000	0.66000	0.28301	1.46445
34	24	0.44000	0.66000	0.25502	1.33645
34	25	0.46000	0.66000	0.22956	1.21188
34	26	0.48000	0.66000	0.20654	1.09265
34	27	0.50000	0.66000	0.18585	0.98015
34	28	0.52000	0.66000	0.16733	0.87525
34	29	0.54000	0.66000	0.15084	0.77843

PUT = 10.524 MW P = 1.523 MW UE = 5.28721 V FI = 3.17233 Wb TB = 38.249

Tabelul A5.22

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

$A_1 = 300.000 \text{ mm}$ $A_2 = 600.000 \text{ mm}$ $HJ = 298.100 \text{ mm}$

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 660 \text{ mm}$; $l_i = 60 \text{ mm}$; $l = 540 \text{ mm}$.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
34	5	0.06000	0.66000	1.28946	0.63595
34	6	0.08000	0.66000	1.27517	0.80235
34	7	0.10000	0.66000	1.25736	0.98768
34	8	0.12000	0.66000	1.23567	1.18503
34	9	0.14000	0.66000	1.20996	1.38155
34	10	0.16000	0.66000	1.18040	1.56430
34	11	0.18000	0.66000	1.14739	1.72290
34	12	0.20000	0.66000	1.11149	1.85018
34	13	0.22000	0.66000	1.07338	1.94193
34	14	0.24000	0.66000	1.03381	1.99683
34	15	0.26000	0.66000	0.99351	2.01585
34	16	0.28000	0.66000	0.95318	2.00185
34	17	0.30000	0.66000	0.91344	1.95903

ANEXA 6

34	18	0.32000	0.66000	0.87482	1.89200
34	19	0.34000	0.66000	0.83776	1.80553
34	20	0.36000	0.66000	0.80259	1.70430
34	21	0.38000	0.66000	0.76958	1.59285
34	22	0.40000	0.66000	0.73888	1.47550
34	23	0.42000	0.66000	0.71056	1.35608
34	24	0.44000	0.66000	0.68464	1.23768
34	25	0.46000	0.66000	0.66106	1.12245
34	26	0.48000	0.66000	0.63974	1.01213
34	27	0.50000	0.66000	0.62057	0.90790
34	28	0.52000	0.66000	0.60342	0.81055
34	29	0.54000	0.66000	0.58815	0.72090

PUT = 9.818 MW P = 1.421 MW UE = 4.93250 V FI = 2.95950 Wb TB = 35.683

Tabelul A5.23

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

A1 = 250.000 mm A2 = 600.000 mm HJ = 269.000 mm
iar pentru tamburul rotor: $R_t = 660$ mm; $l_i = 60$ mm; $l = 540$ mm.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
34	5	0.06000	0.66000	1.34948	0.63413
34	6	0.08000	0.66000	1.33547	0.77823
34	7	0.10000	0.66000	1.31835	0.94395
34	8	0.12000	0.66000	1.29771	1.12428
34	9	0.14000	0.66000	1.27338	1.30603
34	10	0.16000	0.66000	1.24547	1.47590
34	11	0.18000	0.66000	1.21434	1.62355
34	12	0.20000	0.66000	1.18053	1.74205
34	13	0.22000	0.66000	1.14466	1.82768
34	14	0.24000	0.66000	1.10742	1.87925
34	15	0.26000	0.66000	1.06949	1.89748
34	16	0.28000	0.66000	1.03152	1.88465
34	17	0.30000	0.66000	0.99411	1.84443
34	18	0.32000	0.66000	0.95775	1.78110
34	19	0.34000	0.66000	0.92286	1.69940
34	20	0.36000	0.66000	0.88977	1.60410
34	21	0.38000	0.66000	0.85870	1.49948
34	22	0.40000	0.66000	0.82979	1.38925
34	23	0.42000	0.66000	0.80313	1.27685
34	24	0.44000	0.66000	0.77872	1.16528
34	25	0.46000	0.66000	0.75652	1.05685
34	26	0.48000	0.66000	0.73644	0.95323
34	27	0.50000	0.66000	0.71839	0.85533
34	28	0.52000	0.66000	0.70223	0.76378
34	29	0.54000	0.66000	0.68784	0.67898

PUT = 9.268 MW P = 1.341 MW UE = 4.65630 V FI = 2.79378 Wb TB = 33.685

ANEXA 6

Tabelul A5.24

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

$A1 = 400.000 \text{ mm}$ $A2 = 600.000 \text{ mm}$ $HJ = 400.000 \text{ mm}$

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 680 \text{ mm}$; $l_i = 60 \text{ mm}$; $l = 540 \text{ mm}$.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
35	5	0.06000	0.68000	0.84393	0.50153
35	6	0.08000	0.68000	0.83203	0.69250
35	7	0.10000	0.68000	0.81623	0.89138
35	8	0.12000	0.68000	0.79638	1.09365
35	9	0.14000	0.68000	0.77248	1.29093
35	10	0.16000	0.68000	0.74474	1.47378
35	11	0.18000	0.68000	0.71353	1.63408
35	12	0.20000	0.68000	0.67938	1.76568
35	13	0.22000	0.68000	0.64290	1.86495
35	14	0.24000	0.68000	0.60478	1.93038
35	15	0.26000	0.68000	0.56569	1.96208
35	16	0.28000	0.68000	0.52629	1.96215
35	17	0.30000	0.68000	0.48720	1.93370
35	18	0.32000	0.68000	0.44895	1.88060
35	19	0.34000	0.68000	0.41198	1.80723
35	20	0.36000	0.68000	0.37666	1.71805
35	21	0.38000	0.68000	0.34326	1.61743
35	22	0.40000	0.68000	0.31196	1.50930
35	23	0.42000	0.68000	0.28288	1.39718
35	24	0.44000	0.68000	0.25607	1.28405
35	25	0.46000	0.68000	0.23152	1.17245
35	26	0.48000	0.68000	0.20918	1.06430
35	27	0.50000	0.68000	0.18895	0.96110
35	28	0.52000	0.68000	0.17073	0.86383
35	29	0.54000	0.68000	0.15440	0.77320

PUT = 10.236 MW P = 1.437 MW UE = 4.99113 V FI = 2.99468 Wb TB = 35.045

Tabelul A5.25

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

$A1 = 400.000 \text{ mm}$ $A2 = 600.000 \text{ mm}$ $HJ = 400.000 \text{ mm}$

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 700 \text{ mm}$; $l_i = 60 \text{ mm}$; $l = 540 \text{ mm}$.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
36	5	0.06000	0.70000	0.76512	0.44160
36	6	0.08000	0.70000	0.75472	0.60320
36	7	0.10000	0.70000	0.74099	0.77448
36	8	0.12000	0.70000	0.72374	0.95170
36	9	0.14000	0.70000	0.70292	1.12725
36	10	0.16000	0.70000	0.67865	1.29268
36	11	0.18000	0.70000	0.65121	1.44038
36	12	0.20000	0.70000	0.62103	1.56470
36	13	0.22000	0.70000	0.58863	1.66200
36	14	0.24000	0.70000	0.55455	1.73043
36	15	0.26000	0.70000	0.51941	1.76970
36	16	0.28000	0.70000	0.48377	1.78100
36	17	0.30000	0.70000	0.44817	1.76660

ANEXA 6

36	18	0.32000	0.70000	0.41310	1.72950
36	19	0.34000	0.70000	0.37899	1.67325
36	20	0.36000	0.70000	0.34617	1.60153
36	21	0.38000	0.70000	0.31493	1.51798
36	22	0.40000	0.70000	0.28545	1.42613
36	23	0.42000	0.70000	0.25788	1.32913
36	24	0.44000	0.70000	0.23229	1.22975
36	25	0.46000	0.70000	0.20869	1.13033
36	26	0.48000	0.70000	0.18708	1.03275
36	27	0.50000	0.70000	0.16738	0.93860
36	28	0.52000	0.70000	0.14953	0.84895
36	29	0.54000	0.70000	0.13342	0.76458

PUT = 9.944 MW P = 1.357 MW UE = 4.71023 V FI = 2.82614 Wb TB = 32.128

Tabelul A5.26

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

A1 = 400.000 mm A2 = 600.000 mm HJ = 400.000 mm

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 680$ mm; $l_i = 140$ mm; $l = 620$ mm.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
35	9	0.14000	0.68000	0.77248	1.29093
35	10	0.16000	0.68000	0.74474	1.47378
35	11	0.18000	0.68000	0.71353	1.63408
35	12	0.20000	0.68000	0.67938	1.76568
35	13	0.22000	0.68000	0.64290	1.86495
35	14	0.24000	0.68000	0.60478	1.93038
35	15	0.26000	0.68000	0.56569	1.96208
35	16	0.28000	0.68000	0.52629	1.96215
35	17	0.30000	0.68000	0.48720	1.93370
35	18	0.32000	0.68000	0.44895	1.88060
35	19	0.34000	0.68000	0.41198	1.80723
35	20	0.36000	0.68000	0.37666	1.71805
35	21	0.38000	0.68000	0.34326	1.61743
35	22	0.40000	0.68000	0.31196	1.50930
35	23	0.42000	0.68000	0.28288	1.39718
35	24	0.44000	0.68000	0.25607	1.28405
35	25	0.46000	0.68000	0.23152	1.17245
35	26	0.48000	0.68000	0.20918	1.06430
35	27	0.50000	0.68000	0.18895	0.96110
35	28	0.52000	0.68000	0.17073	0.86383
35	29	0.54000	0.68000	0.15440	0.77320
35	30	0.56000	0.68000	0.13980	0.68955
35	31	0.58000	0.68000	0.12681	0.61290
35	32	0.60000	0.68000	0.11529	0.54328
35	33	0.62000	0.68000	0.10508	0.48035

PUT = 9.987 MW P = 1.402 MW UE = 4.86965 V FI = 2.92179 Wb TB = 34.192

ANEXA 6

Tabelul A5.27

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

A1 = 400.000 mm A2 = 600.000 mm HJ = 400.000 mm

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 700$ mm; $l_i = 140$ mm; $l = 620$ mm.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
36	9	0.14000	0.70000	0.70292	1.12725
36	10	0.16000	0.70000	0.67865	1.29268
36	11	0.18000	0.70000	0.65121	1.44038
36	12	0.20000	0.70000	0.62103	1.56470
36	13	0.22000	0.70000	0.58863	1.66200
36	14	0.24000	0.70000	0.55455	1.73043
36	15	0.26000	0.70000	0.51941	1.76970
36	16	0.28000	0.70000	0.48377	1.78100
36	17	0.30000	0.70000	0.44817	1.76660
36	18	0.32000	0.70000	0.41310	1.72950
36	19	0.34000	0.70000	0.37899	1.67325
36	20	0.36000	0.70000	0.34617	1.60153
36	21	0.38000	0.70000	0.31493	1.51798
36	22	0.40000	0.70000	0.28545	1.42613
36	23	0.42000	0.70000	0.25788	1.32913
36	24	0.44000	0.70000	0.23229	1.22975
36	25	0.46000	0.70000	0.20869	1.13033
36	26	0.48000	0.70000	0.18708	1.03275
36	27	0.50000	0.70000	0.16738	0.93860
36	28	0.52000	0.70000	0.14953	0.84895
36	29	0.54000	0.70000	0.13342	0.76458
36	30	0.56000	0.70000	0.11895	0.68595
36	31	0.58000	0.70000	0.10599	0.61325
36	32	0.60000	0.70000	0.09442	0.54660
36	33	0.62000	0.70000	0.08412	0.48593

PUT = 9.808 MW P = 1.338 MW UE = 4.64584 V FI = 2.78750 Wb TB = 31.689

Tabelul A5.28

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

A1 = 400.000 mm A2 = 600.000 mm HJ = 400.000 mm

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 660$ mm; $l_i = 60$ mm; $l = 200$ mm.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
34	5	0.06000	0.66000	0.90399	0.56485
34	6	0.08000	0.66000	0.89043	0.79423
34	7	0.10000	0.66000	0.87222	1.02763
34	8	0.12000	0.66000	0.84932	1.25975
34	9	0.14000	0.66000	0.82183	1.48170
34	10	0.16000	0.66000	0.79005	1.68358
34	11	0.18000	0.66000	0.75449	1.85680
34	12	0.20000	0.66000	0.71578	1.99503

PUT = 2.934 MW P = 0.425 MW UE = 1.47402 V FI = 0.88441 Wb TB = 10.664

ANEXA 6

Tabelul A5.29

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

$A_1 = 400.000 \text{ mm}$ $A_2 = 600.000 \text{ mm}$ $HJ = 400.000 \text{ mm}$

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 660 \text{ mm}$; $l_i = 60 \text{ mm}$; $l = 340 \text{ mm}$.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
34	5	0.06000	0.66000	0.90399	0.56485
34	6	0.08000	0.66000	0.89043	0.79423
34	7	0.10000	0.66000	0.87222	1.02763
34	8	0.12000	0.66000	0.84932	1.25975
34	9	0.14000	0.66000	0.82183	1.48170
34	10	0.16000	0.66000	0.79005	1.68358
34	11	0.18000	0.66000	0.75449	1.85680
34	12	0.20000	0.66000	0.71578	1.99503
34	13	0.22000	0.66000	0.67469	2.09458
34	14	0.24000	0.66000	0.63200	2.15448
34	15	0.26000	0.66000	0.58851	2.17573
34	16	0.28000	0.66000	0.54497	2.16128
34	17	0.30000	0.66000	0.50206	2.11535
34	18	0.32000	0.66000	0.46036	2.04290
34	19	0.34000	0.66000	0.42034	1.94930

PUT = 6.977 MW P = 1.009 MW UE = 3.50512 V FI = 2.10307 Wb TB = 25.357

Tabelul A5.30

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

$A_1 = 400.000 \text{ mm}$ $A_2 = 600.000 \text{ mm}$ $HJ = 400.000 \text{ mm}$

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 660 \text{ mm}$; $l_i = 60 \text{ mm}$; $l = 420 \text{ mm}$.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
34	5	0.06000	0.66000	0.90399	0.56485
34	6	0.08000	0.66000	0.89043	0.79423
34	7	0.10000	0.66000	0.87222	1.02763
34	8	0.12000	0.66000	0.84932	1.25975
34	9	0.14000	0.66000	0.82183	1.48170
34	10	0.16000	0.66000	0.79005	1.68358
34	11	0.18000	0.66000	0.75449	1.85680
34	12	0.20000	0.66000	0.71578	1.99503
34	13	0.22000	0.66000	0.67469	2.09458
34	14	0.24000	0.66000	0.63200	2.15448
34	15	0.26000	0.66000	0.58851	2.17573
34	16	0.28000	0.66000	0.54497	2.16128
34	17	0.30000	0.66000	0.50206	2.11535
34	18	0.32000	0.66000	0.46036	2.04290
34	19	0.34000	0.66000	0.42034	1.94930
34	20	0.36000	0.66000	0.38238	1.83988
34	21	0.38000	0.66000	0.34675	1.71975
34	22	0.40000	0.66000	0.31359	1.59333
34	23	0.42000	0.66000	0.28301	1.46445

PUT = 8.798 MW P = 1.273 MW UE = 4.41984 V FI = 2.65191 Wb TB = 31.975

ANEXA 6

Tabelul A5.31

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

$A_1 = 400.000 \text{ mm}$ $A_2 = 600.000 \text{ mm}$ $HJ = 400.000 \text{ mm}$

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 660 \text{ mm}$; $l_i = 60 \text{ mm}$; $l = 460 \text{ mm}$.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
34	5	0.06000	0.66000	0.90399	0.56485
34	6	0.08000	0.66000	0.89043	0.79423
34	7	0.10000	0.66000	0.87222	1.02763
34	8	0.12000	0.66000	0.84932	1.25975
34	9	0.14000	0.66000	0.82183	1.48170
34	10	0.16000	0.66000	0.79005	1.68358
34	11	0.18000	0.66000	0.75449	1.85680
34	12	0.20000	0.66000	0.71578	1.99503
34	13	0.22000	0.66000	0.67469	2.09458
34	14	0.24000	0.66000	0.63200	2.15448
34	15	0.26000	0.66000	0.58851	2.17573
34	16	0.28000	0.66000	0.54497	2.16128
34	17	0.30000	0.66000	0.50206	2.11535
34	18	0.32000	0.66000	0.46036	2.04290
34	19	0.34000	0.66000	0.42034	1.94930
34	20	0.36000	0.66000	0.38238	1.83988
34	21	0.38000	0.66000	0.34675	1.71975
34	22	0.40000	0.66000	0.31359	1.59333
34	23	0.42000	0.66000	0.28301	1.46445
34	24	0.44000	0.66000	0.25502	1.33645
34	25	0.46000	0.66000	0.22956	1.21188

PUT = 9.499 MW P = 1.374 MW UE = 4.77210 V FI = 2.86326 Wb TB = 34.523

Tabelul A5.32

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

$A_1 = 400.000 \text{ mm}$ $A_2 = 600.000 \text{ mm}$ $HJ = 400.000 \text{ mm}$

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 660 \text{ mm}$; $l_i = 60 \text{ mm}$; $l = 500 \text{ mm}$.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
34	5	0.06000	0.66000	0.90399	0.56485
34	6	0.08000	0.66000	0.89043	0.79423
34	7	0.10000	0.66000	0.87222	1.02763
34	8	0.12000	0.66000	0.84932	1.25975
34	9	0.14000	0.66000	0.82183	1.48170
34	10	0.16000	0.66000	0.79005	1.68358
34	11	0.18000	0.66000	0.75449	1.85680
34	12	0.20000	0.66000	0.71578	1.99503
34	13	0.22000	0.66000	0.67469	2.09458
34	14	0.24000	0.66000	0.63200	2.15448
34	15	0.26000	0.66000	0.58851	2.17573
34	16	0.28000	0.66000	0.54497	2.16128
34	17	0.30000	0.66000	0.50206	2.11535
34	18	0.32000	0.66000	0.46036	2.04290
34	19	0.34000	0.66000	0.42034	1.94930
34	20	0.36000	0.66000	0.38238	1.83988
34	21	0.38000	0.66000	0.34675	1.71975

ANEXA 6

34	22	0.40000	0.66000	0.31359	1.59333
34	23	0.42000	0.66000	0.28301	1.46445
34	24	0.44000	0.66000	0.25502	1.33645
34	25	0.46000	0.66000	0.22956	1.21188
34	26	0.48000	0.66000	0.20654	1.09265
34	27	0.50000	0.66000	0.18585	0.98015

PUT = 10.069 MW P = 1.457 MW UE = 5.05862 V FI = 3.03517 Wb TB = 36.596

Tabelul A5.33

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

A1 = 400.000 mm A2 = 600.000 mm HJ = 400.000 mm
iar pentru tamburul rotor: $R_t = 660$ mm; $l_i = 60$ mm; $l = 600$ mm.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I,J) (T/m)	BR (T)
34	5	0.06000	0.66000	0.90399	0.56485
34	6	0.08000	0.66000	0.89043	0.79423
34	7	0.10000	0.66000	0.87222	1.02763
34	8	0.12000	0.66000	0.84932	1.25975
34	9	0.14000	0.66000	0.82183	1.48170
34	10	0.16000	0.66000	0.79005	1.68358
34	11	0.18000	0.66000	0.75449	1.85680
34	12	0.20000	0.66000	0.71578	1.99503
34	13	0.22000	0.66000	0.67469	2.09458
34	14	0.24000	0.66000	0.63200	2.15448
34	15	0.26000	0.66000	0.58851	2.17573
34	16	0.28000	0.66000	0.54497	2.16128
34	17	0.30000	0.66000	0.50206	2.11535
34	18	0.32000	0.66000	0.46036	2.04290
34	19	0.34000	0.66000	0.42034	1.94930
34	20	0.36000	0.66000	0.38238	1.83988
34	21	0.38000	0.66000	0.34675	1.71975
34	22	0.40000	0.66000	0.31359	1.59333
34	23	0.42000	0.66000	0.28301	1.46445
34	24	0.44000	0.66000	0.25502	1.33645
34	25	0.46000	0.66000	0.22956	1.21188
34	26	0.48000	0.66000	0.20654	1.09265
34	27	0.50000	0.66000	0.18585	0.98015
34	28	0.52000	0.66000	0.16733	0.87525
34	29	0.54000	0.66000	0.15084	0.77843
34	30	0.56000	0.66000	0.13620	0.68993
34	31	0.58000	0.66000	0.12324	0.60963
34	32	0.60000	0.66000	0.11181	0.53720

PUT = 11.030 MW P = 1.596 MW UE = 5.54111 V FI = 3.32466 Wb TB = 40.086

Tabelul A5.34

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

A1 = 400.000 mm A2 = 600.000 mm HJ = 400.000 mm
iar pentru tamburul rotor: $R_t = 660$ mm; $l_i = 60$ mm; $l = 700$ mm.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I,J) (T/m)	BR (T)
34	5	0.06000	0.66000	0.90399	0.56485
34	6	0.08000	0.66000	0.89043	0.79423

ANEXA 6

34	7	0.10000	0.66000	0.87222	1.02763
34	8	0.12000	0.66000	0.84932	1.25975
34	9	0.14000	0.66000	0.82183	1.48170
34	10	0.16000	0.66000	0.79005	1.68358
34	11	0.18000	0.66000	0.75449	1.85680
34	12	0.20000	0.66000	0.71578	1.99503
34	13	0.22000	0.66000	0.67469	2.09458
34	14	0.24000	0.66000	0.63200	2.15448
34	15	0.26000	0.66000	0.58851	2.17573
34	16	0.28000	0.66000	0.54497	2.16128
34	17	0.30000	0.66000	0.50206	2.11535
34	18	0.32000	0.66000	0.46036	2.04290
34	19	0.34000	0.66000	0.42034	1.94930
34	20	0.36000	0.66000	0.38238	1.83988
34	21	0.38000	0.66000	0.34675	1.71975
34	22	0.40000	0.66000	0.31359	1.59333
34	23	0.42000	0.66000	0.28301	1.46445
34	24	0.44000	0.66000	0.25502	1.33645
34	25	0.46000	0.66000	0.22956	1.21188
34	26	0.48000	0.66000	0.20654	1.09265
34	27	0.50000	0.66000	0.18585	0.98015
34	28	0.52000	0.66000	0.16733	0.87525
34	29	0.54000	0.66000	0.15084	0.77843
34	30	0.56000	0.66000	0.13620	0.68993
34	31	0.58000	0.66000	0.12324	0.60963
34	32	0.60000	0.66000	0.11181	0.53720
34	33	0.62000	0.66000	0.10175	0.47238
34	34	0.64000	0.66000	0.09292	0.41455
34	35	0.66000	0.66000	0.08517	0.36320
34	36	0.68000	0.66000	0.07839	0.31788
34	37	0.70000	0.66000	0.07246	0.27793

PUT = 11.538 MW P = 1.669 MW UE = 5.79627 V FI = 3.47776 Wb TB = 41.932

Tabelul A5.35

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

A1 = 400.000 mm A2 = 600.000 mm HJ = 400.000 mm

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 660$ mm; $l_i = 60$ mm; $l = 800$ mm.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
34	5	0.06000	0.66000	0.90399	0.56485
34	6	0.08000	0.66000	0.89043	0.79423
34	7	0.10000	0.66000	0.87222	1.02763
34	8	0.12000	0.66000	0.84932	1.25975
34	9	0.14000	0.66000	0.82183	1.48170
34	10	0.16000	0.66000	0.79005	1.68358
34	11	0.18000	0.66000	0.75449	1.85680
34	12	0.20000	0.66000	0.71578	1.99503
34	13	0.22000	0.66000	0.67469	2.09458
34	14	0.24000	0.66000	0.63200	2.15448
34	15	0.26000	0.66000	0.58851	2.17573
34	16	0.28000	0.66000	0.54497	2.16128
34	17	0.30000	0.66000	0.50206	2.11535
34	18	0.32000	0.66000	0.46036	2.04290
34	19	0.34000	0.66000	0.42034	1.94930
34	20	0.36000	0.66000	0.38238	1.83988
34	21	0.38000	0.66000	0.34675	1.71975
34	22	0.40000	0.66000	0.31359	1.59333

ANEXA 6

34	23	0.42000	0.66000	0.28301	1.46445
34	24	0.44000	0.66000	0.25502	1.33645
34	25	0.46000	0.66000	0.22956	1.21188
34	26	0.48000	0.66000	0.20654	1.09265
34	27	0.50000	0.66000	0.18585	0.98015
34	28	0.52000	0.66000	0.16733	0.87525
34	29	0.54000	0.66000	0.15084	0.77843
34	30	0.56000	0.66000	0.13620	0.68993
34	31	0.58000	0.66000	0.12324	0.60963
34	32	0.60000	0.66000	0.11181	0.53720
34	33	0.62000	0.66000	0.10175	0.47238
34	34	0.64000	0.66000	0.09292	0.41455
34	35	0.66000	0.66000	0.08517	0.36320
34	36	0.68000	0.66000	0.07839	0.31788
34	37	0.70000	0.66000	0.07246	0.27793
34	38	0.72000	0.66000	0.06727	0.24280
34	39	0.74000	0.66000	0.06275	0.21203
34	40	0.76000	0.66000	0.05879	0.18513
34	41	0.78000	0.66000	0.05534	0.16160
34	42	0.80000	0.66000	0.05233	0.14108

PUT = 11.797 MW P = 1.707 MW UE = 5.92657 V FI = 3.55594 Wb TB = 42.875

Tabelul A5.36

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

A1 = 400.000 mm A2 = 600.000 mm HJ = 400.000 mm

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 660$ mm; $l_i = 60$ mm; $l = 900$ mm.

I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
34	5	0.06000	0.66000	0.90399	0.56485
34	6	0.08000	0.66000	0.89043	0.79423
34	7	0.10000	0.66000	0.87222	1.02763
34	8	0.12000	0.66000	0.84932	1.25975
34	9	0.14000	0.66000	0.82183	1.48170
34	10	0.16000	0.66000	0.79005	1.68358
34	11	0.18000	0.66000	0.75449	1.85680
34	12	0.20000	0.66000	0.71578	1.99503
34	13	0.22000	0.66000	0.67469	2.09458
34	14	0.24000	0.66000	0.63200	2.15448
34	15	0.26000	0.66000	0.58851	2.17573
34	16	0.28000	0.66000	0.54497	2.16128
34	17	0.30000	0.66000	0.50206	2.11535
34	18	0.32000	0.66000	0.46036	2.04290
34	19	0.34000	0.66000	0.42034	1.94930
34	20	0.36000	0.66000	0.38238	1.83988
34	21	0.38000	0.66000	0.34675	1.71975
34	22	0.40000	0.66000	0.31359	1.59333
34	23	0.42000	0.66000	0.28301	1.46445
34	24	0.44000	0.66000	0.25502	1.33645
34	25	0.46000	0.66000	0.22956	1.21188
34	26	0.48000	0.66000	0.20654	1.09265
34	27	0.50000	0.66000	0.18585	0.98015
34	28	0.52000	0.66000	0.16733	0.87525
34	29	0.54000	0.66000	0.15084	0.77843
34	30	0.56000	0.66000	0.13620	0.68993
34	31	0.58000	0.66000	0.12324	0.60963
34	32	0.60000	0.66000	0.11181	0.53720
34	33	0.62000	0.66000	0.10175	0.47238

ANEXA 6

34	34	0.64000	0.66000	0.09292	0.41455
34	35	0.66000	0.66000	0.08517	0.36320
34	36	0.68000	0.66000	0.07839	0.31788
34	37	0.70000	0.66000	0.07246	0.27793
34	38	0.72000	0.66000	0.06727	0.24280
34	39	0.74000	0.66000	0.06275	0.21203
34	40	0.76000	0.66000	0.05879	0.18513
34	41	0.78000	0.66000	0.05534	0.16160
34	42	0.80000	0.66000	0.05233	0.14108
34	43	0.82000	0.66000	0.04970	0.12320
34	44	0.84000	0.66000	0.04740	0.10765
34	45	0.86000	0.66000	0.04539	0.09415
34	46	0.88000	0.66000	0.04363	0.08245
34	47	0.90000	0.66000	0.04209	0.07225

PUT = 11.929 MW P = 1.726 MW UE = 5.99288 V FI = 3.59573 Wb TB = 43.354

Tabelul A5.37

Potențialul magnetic vector și inducția magnetică radială calculate prin metoda MPMV pentru nodurile rețelei de discretizare situate pe armăturile rotorice ale mașinii homopolare axiale ecranate.

Dimensiunile admise în calculele de relaxare punctiformă au fost pentru înfășurarea S.C.:

A1 = 400.000 mm A2 = 600.000 mm HJ = 400.000 mm

iar pentru tamburul rotor: $R_t = 660$ mm; $l_i = 60$ mm; $l = 1000$ mm.

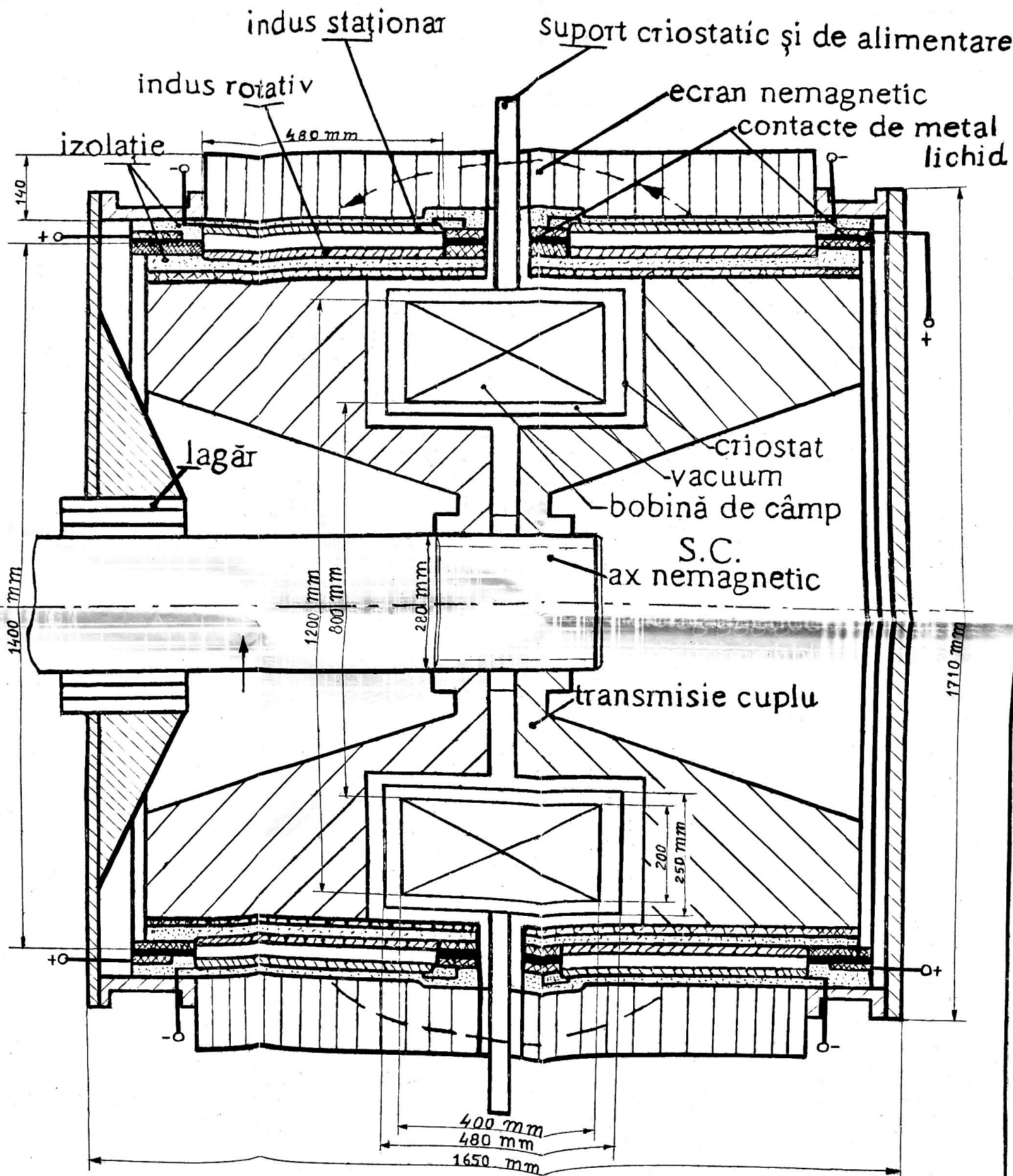
I	J	ZP (m)	RP (m)	A(I, J) (T/m)	BR (T)
34	5	0.06000	0.66000	0.90399	0.56485
34	6	0.08000	0.66000	0.89043	0.79423
34	7	0.10000	0.66000	0.87222	1.02763
34	8	0.12000	0.66000	0.84932	1.25975
34	9	0.14000	0.66000	0.82183	1.48170
34	10	0.16000	0.66000	0.79005	1.68358
34	11	0.18000	0.66000	0.75449	1.85680
34	12	0.20000	0.66000	0.71578	1.99503
34	13	0.22000	0.66000	0.67469	2.09458
34	14	0.24000	0.66000	0.63200	2.15448
34	15	0.26000	0.66000	0.58851	2.17573
34	16	0.28000	0.66000	0.54497	2.16128
34	17	0.30000	0.66000	0.50206	2.11535
34	18	0.32000	0.66000	0.46036	2.04290
34	19	0.34000	0.66000	0.42034	1.94930
34	20	0.36000	0.66000	0.38238	1.83988
34	21	0.38000	0.66000	0.34675	1.71975
34	22	0.40000	0.66000	0.31359	1.59333
34	23	0.42000	0.66000	0.28301	1.46445
34	24	0.44000	0.66000	0.25502	1.33645
34	25	0.46000	0.66000	0.22956	1.21188
34	26	0.48000	0.66000	0.20654	1.09265
34	27	0.50000	0.66000	0.18585	0.98015
34	28	0.52000	0.66000	0.16733	0.87525
34	29	0.54000	0.66000	0.15084	0.77843
34	30	0.56000	0.66000	0.13620	0.68993
34	31	0.58000	0.66000	0.12324	0.60963
34	32	0.60000	0.66000	0.11181	0.53720
34	33	0.62000	0.66000	0.10175	0.47238
34	34	0.64000	0.66000	0.09292	0.41455
34	35	0.66000	0.66000	0.08517	0.36320
34	36	0.68000	0.66000	0.07839	0.31788
34	37	0.70000	0.66000	0.07246	0.27793
34	38	0.72000	0.66000	0.06727	0.24280
34	39	0.74000	0.66000	0.06275	0.21203

ANEXA 6

34	40	0.76000	0.66000	0.05879	0.18513
34	41	0.78000	0.66000	0.05534	0.16160
34	42	0.80000	0.66000	0.05233	0.14108
34	43	0.82000	0.66000	0.04970	0.12320
34	44	0.84000	0.66000	0.04740	0.10765
34	45	0.86000	0.66000	0.04539	0.09415
34	46	0.88000	0.66000	0.04363	0.08245
34	47	0.90000	0.66000	0.04209	0.07225
34	48	0.92000	0.66000	0.04074	0.06330
34	49	0.94000	0.66000	0.03956	0.05565
34	50	0.96000	0.66000	0.03852	0.04908
34	51	0.98000	0.66000	0.03760	0.04365
34	52	1.00000	0.66000	0.03677	0.04015

PUT = 12.009 MW P = 1.738 MW UE = 6.03331 V FI = 3.61999 Wb TB = 43.647

ANEXA 7



Proiectat	Măruș R. M.	desenat	Material	Nr desen
Desenat	Măruș R. M.	desenat		
Verificat				liberare desen m
Clasă STAS				Nr inventar
Aprobat				Denumire reper
Universitatea Politehnică Timișoara Facultatea de Electrotehnică			Scara: 1/5	MAȘINA ELECTRICĂ CRIOGENICĂ HOMOPOLARĂ AXIALĂ DE C.C.
			Data: 20.10.2002	Denumire produs