

MINISTERUL EDUCATIEI SI INVATAMINTULUI
INSTITUTUL POLITEHNIC "TRAIAN VUIA" TIMISOARA
Facultatea de electrotehnică

Ing. Andea Petru

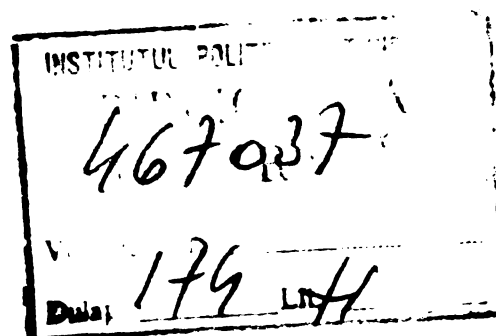
DISPOZITIVE ELECTROMAGNETICE
PENTRU ACTIONARI LINIARE PAS CU PAS

TEZA DE DOCTORAT

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

Conducător științific,

Prof.dr.ing. TOMA DORDEA



- 1983 -

C U P R I N S

	Pag.
Cap.I. INTRODUCERE	1
1.1. Acționări electrice liniare continue	1
1.2. Acționări electrice liniare discrete (incrementale).	1
1.3. Conținutul tezei; contribuții aduse în lucrare de către autor	2
Cap.II. PRINCIPIILE FUNCȚIONALE ȘI CONSTRUCTIVE ALE DISPOZIȚI- VELOR ELECTROMAGNETICE PENTRU ACȚIONARI LINIARE	
PAS CU PAS	5
2.1. Principiul de funcționare	5
2.2. Dispozitive electromagnetice cu mișcare liniară pas cu pas unidirecționale.	7
2.3. Dispozitive de însumare a oscilațiilor armătu- rii mobile.	7
2.4. Dispozitive electromagnetice cu mișcare liniară pas cu pas bidirecționale	11
Cap.III STUDIUL REGIMULUI DINAMIC DE FUNCȚIONARE A DISPOZIȚI- VELOR ELECTROMAGNETICE PENTRU ACȚIONARI LINIARE PAS	
CU PAS.	12
3.1. Introducere	12
3.2. Considerente energetice	12
3.3. Caracteristicile regimului dinamic de funcțio- nare a electromagneților de acționare a DPP	14
3.3.1. Caracteristica $i = f(t)$	15
3.3.2. Caracteristicile $\Psi = f(t)$ și $\Psi = f(i)$	19
3.3.3. Caracteristicile $a = f(t)$, $v = f(t)$ și $\int i(t)$	20
3.3.4. Caracteristicile $F = f(t)$ și $F = f(\delta)$	21
3.4. Ecuațiile regimului dinamic	24
3.5. Calculul regimului dinamic.	25
3.5.1. Extinderea teoremelor forțelor generalizate	27
3.5.2. Calculul forței dezvoltate de un electromagnet utilizând cea de-a treia teoremă a forțelor ge- neralizate.	29
3.5.3. Inductivitatea "de mișcare"	30
3.5.4. Influența fluxului de dispersie asupra forței dezvoltate de electromagnet	37
3.6. Regimul tranzitoriu electric.	37
3.7. Regimul tranzitoriu mecanic.	37
3.8. Regimul tranzitoriu electro-mecanic.	37

	Pag.
3.5.7. Soluționarea aproximativă grafică a ecuațiilor regimului dinamic.	42
<u>3.5.8. Soluționarea ecuațiilor regimului dinamic prin metode grafo-analitice</u>	<u>42</u>
3.5.8.1. Diagrama caracteristicilor regimului dinamic .	42
3.5.8.2. Regimul dinamic la $i=ct$	45
3.5.8.3. Regimul dinamic la $\psi=ct$	47
3.5.8.4. Regimul dinamic la $\psi.i = ct$	51
3.5.8.5. Regimul dinamic oarecare	52
3.5.8.6. Metoda grafo-analitică de rezolvare a ecuațiilor regimului dinamic oarecare	52
3.5.8.7. Metodă experimentală grafo-analitică de determinare a regimului dinamic oarecare.	60
3.5.8.8. Metodă experimentală de determinare a caracteristicii de magnetizare $\psi=f(i)$ a unui electromagnet.	65
3.5.9. Soluționarea ecuațiilor regimului dinamic prin metode numerice. Metodă îmbunătățită.	66
3.5.10 Calculul inductivităților și fluxurilor pentru electromagneții "în manta"	77
Cap. IV. PROIECTAREA ELECTROMAGNETILOR DE CURENT CONTINUU PENTRU FUNCȚIONAREA ÎN REGIM DINAMIC.	88
4.1. Introducere.	88
4.2. Soluții metodice de proiectare a electromagneților de curent continuu pentru funcționarea în regim dinamic.	89
4.3. Soluții metodice de proiectare a electromagneților de curent continuu pentru funcționarea în regim dinamic.	93
Cap. V. SCHEME ELECTRONICE PENTRU ALIMENTAREA ȘI COMANDA DIS- TANȚĂ A UNOR SCHEME ELECTRONICE PENTRU FUNCȚIONAREA ÎN REGIM DINAMIC.	100
5.1. Introducere.	100
5.2. Scheme electronice cu reglaj în buclă închisă pentru alimentarea DPP	101
5.3. Scheme electronice cu reglaj în buclă deschisă pentru alimentarea DPP	102
5.4. Scheme electronice de comandă a alimentării	107

	Pag.
Cap.VI. REALIZARI SI INCERCARI EXPERIMENTALE	110
6.1. Proiectarea, construcția și încercarea unui DPP unidirecțional.	110
6.1.1. Proiectarea și construcția electromagnetului de acționare a DPP.	110
6.1.2. Calculul parametrilor regimului dinamic de funcționare a electromagnetului	118
6.1.3. Încercarea electromagnetului de acționare a DPP unidirecțional.	119
6.1.3.1. Încercări la mers în gol.	119
6.1.3.2. Încercări la mers în sarcină.	127
6.1.3.3. Încercări statice. Metode de determinare a forței dezvoltate de electromagneți în regim static de funcționare.	129
6.1.3.4. Măsurarea inductivității.	134
6.1.4. Construcția, performanțele și aplicații ale unui DPP unidirecțional.	136
6.2. Proiectarea, construcția și încercarea unui DPP bidirecțional.	138
6.2.1. Proiectarea și construcția electromagneților de acționare a DPP bidirecțional.	138
6.2.2. Încercarea electromagneților de acționare a DPP bidirecțional.	140
6.2.3. Construcția și performanțele unor DPP bidirec- ționale.	142
6.3. Dispozitive mecanice și electronice pentru ali- mentarea și comanda DPP.	146
6.3.1. Dispozitive mecanice și electronice pentru ali- mentarea și comanda DPP unidirecțional	146
6.3.2. Dispozitive electronice pentru alimentarea și comanda DPP bidirecționale.	148
6.4. Acționarea cu DPP bidirecționale a separatoru- lui electric de 110 kV.	153
6.4.1. Soluțiile actuale de acționare a separatoarelor electrice de înaltă tensiune.	153
6.4.2. Acționarea separatoarelor electrice de înaltă tensiune cu motoare electrice liniare	153
6.4.3. Acționarea separatoarelor electrice de înaltă tensiune cu DPP bidirecționale.	156

	Pag.
6.4.4. Studiul tehnico-economic privind utilizarea DPP în acționările electrice.	158
6.5. Alte aplicații ale oscilomotoarelor liniare . . .	159
6.5.1. Ciocane cu acționare electromagnetică	159
6.5.1.1. Considerații tehnice și energetice.	159
6.5.1.2. Variante constructive de ciocane electromagne- tice experimentale.	160
6.5.1.3. Performanțele modelelor experimentale de cio- cane electromagnetice.	165
6.5.1.4. Studiul tehnico-economic privind utilizarea ciocanelor electromagnetice.	168
6.5.2. Minicompresor acționat electromagnetic	170
6.5.3. Utilizarea oscilomotoarelor la acționarea în- treruptoarelor electrice.	170
Cap.VII. CONCLUZII.	174
Cap.VIII ANEXE.	179
Anexa 1. Ecuațiile de tip Lagrange referitoare la regimul dinamic al electromagneților.	179
Anexa 2. Teoremele clasice ale forțelor generali- zate (lagrangiene).	180
Anexa 3. Instrumente și aparate folosite pentru măsurători și înregistrări.	184
Anexa 4. Funcționarea schemei electrice a dispozi- tivului electronic II	186
Anexa 5. Calculul economic privind construcția mo- delului de DPP bidirecțional.	188
INDEXUL ALFABETIC	193

I. INTRODUCERE.

1.1. Acționări electrice liniare continue.

Deplasările liniare continue necesare în domeniul acționărilor electrice se obțin actualmente prin următoarele procedee /7/, /47/, /53/, /76/, /81/, /85/:

- a) Convertirea mișcării de rotație a unui motor electric într-o mișcare de translație, prin intermediul unor dispozitive mecanice adecvate;
- b) Utilizarea motoarelor electrice liniare;
- c) Utilizarea electromagneților.

Fiecare dintre aceste procedee prezintă o serie de avantaje (randament energetic ridicat la mașini electrice rotative, realizarea directă a mișcării de translație de către motoarele electrice liniare și electromagneți etc.) care au favorizat aplicarea lor largă în tehnică. În același timp sînt cunoscute dezavantajele unor astfel de acționări, dintre care enumerăm:

- complicarea constructivă a acționărilor liniare realizate cu motoare electrice rotative, datorită necesității introducerii unor construcții mecanice suplimentare, care să transforme mișcarea rotativă în mișcare liniară;
- randamentul energetic scăzut al motoarelor electrice liniare;
- cursă relativ scurtă a electromagneților și variația forței de acționare pe lungime cursei etc.

1.2. Acționări electrice liniare discrete (incrementale).

Acționările liniare discrete (incrementale, sau pas cu pas) pot fi realizate prin intermediul motoarelor electrice rotative și liniare pas cu pas, utilizate în numeroase domenii ale tehnicii, cum ar fi: mașinile unelte cu comandă numerică, echipamentele periferice de calcul, tehnica cinematografică și de televiziune, roboți industriali, tehnică militară, telecomunicații etc. /50/.

Acționările cu motoare electrice pas cu pas prezintă o serie de avantaje, în special în aplicațiile în care se cere realizarea unei mișcări incrementale folosind sisteme de comandă numerică. Dintre aceste avantaje cele mai importante sînt:

- asigură univocitatea conversiei impuls-deplasare și pot fi utilizate în circuit deschis;
- gamă largă de frecvență de comandă;

- permit porniri, opriri, reversări fără pierderi de pași;
- numeroasă poziția;

Dezavantajele utilizării motoarelor electrice pas cu pas sînt:

- increment de mișcare de valoare sîmb pentru un motor dat;
- randament scăzut;
- capacitate limitată în ceea ce privește acționarea unor sarcini cu inerție mare;
- viteză relativ scăzută;
- necesită o schemă de comandă adaptată la tipul constructiv și relativ complexă.

1.3. Conținutul tezei; contribuțiile aduse în lucrare de către autor.

Teza propune noi tipuri de dispozitive electromagnetice, capabile să realizeze acționări liniare pas cu pas, cu un randament energetic avantajos pentru o serie de aplicații practice, într-o construcție economică, fiabilă.

În capitolul II al tezei se prezintă principiul constructiv și funcțional al unor asemenea originale dispozitive electromagnetice, denumite prescurtat în cuprinsul tezei D P P, unidirecționale și bidirecționale, detaliindu-se construcția și funcționarea elementului cheie al dispozitivelor: „Sumatorul de oscilații”. Asemănător pînă la un anumit punct cu oscilometrul liniar /76/ și cu motorul rotativ pas cu pas de tip solenoidal /50/, reprezentînd în fapt o combinație a acestor două tipuri de motoare, cu o serie de diferențe specifice, D P P are următoarele caracteristici: - forță mare de acționare, viteză relativ scăzută, reglabilă în frecvență, realizează forță de fixare fără să fie necesară alimentarea înfășurărilor.

În capitolul III se realizează un studiu amănunțit și riguros al comportării în regim dinamic a electromagneților care constituie organul motor al D P P. Pe baza analizei caracteristicilor regimului dinamic se rețin importante concluzii privind modul de alimentare și comandă a D P P în vederea unei funcționări optime. Capitolul cuprinde o extindere originală a teoremelor forțelor generalizate, demonstrîndu-se „a treia teoremă a forțelor generalizate”, prin care acestea se exprimă în funcție de variația energiei electrice absorbite de la rețea. Cu această nouă teoremă se calculează forța dezvoltată de un electromagnet, rezultînd aceeași expresie ca și în calculul efectuat pe baza celor două teoreme clasice, ceea ce confirmă corectitudinea teoremei. De asemenea, se deduce o exprimare mai generală a lucrului mecanic și forței dezvoltate de electromagnet în regim dina-

mic de funcționare și se formulează concluzii privind modul în care energia electromagnetică immagazinată în câmpul magnetic principal, precum și în cel de dispersie contribuie la crearea lucrului mecanic dezvoltat de electromagnet.

Prezentînd critic soluțiile actuale de studiere a regimului dinamic, în același capitol se realizează un studiu al regimului dinamic al electromagneților pentru situația reală în care regimul tranzitoriu electric se suprapune peste mișcarea armăturii mobile, necesitînd integrarea simultană a ecuațiilor regimului tranzitoriu electric și a ecuației de mișcare. Considerînd că într-un astfel de regim forța dezvoltată de electromagnet se poate scrie numai pe baza bilanțului energetic general al electromagnetului, în lucrare se propune o metodă originală de determinare a forțelor dezvoltate de electromagneți în regim dinamic de funcționare, rezultînd un procedeu numeric și respectiv grafo-analitic de determinare a variației în timp a principalelor mărimi (curent, flux, forță, accelerație, viteză, întrefier ș.a.) ce caracterizează regimul dinamic. Se propune totodată o metodă experimentală originală de determinare a caracteristicii de magnetizare $\psi = f(i)$ a unui electromagnet, în regim electric tranzitoriu și respectiv în regim electric tranzitoriu suprapus peste regimul dinamic de mișcare a armăturii mobile. În continuare se realizează un studiu amănunțit privind calculul fluxurilor total, principal și de dispersie, precum și al inductivităților totală, principală și de dispersie la electromagneții „în manta”, utilizați în construcția D P P. Se stabilește expresia analitică a derivatei inductivității funcție de întrefier, derivată ce intervine în calculul forței dezvoltate de electromagnet. Pentru regimul dinamic de funcționare a unui electromagnet se realizează generalizarea noțiunii de inductivitate dinamică, precizîndu-se influența acesteia asupra variației forței în regimul dinamic, precum și modul în care această inductivitate „de mișcare” intervine în scrierea ecuațiilor acestui regim. Se evidențiază faptul că inductivitățile de tip clasic sînt cazuri particulare ale inductivității „de mișcare” regăsiindu-se din aceasta pentru regimuri dinamice particulare. Pe baza inductivității „de mișcare” se indică o metodă aproximativă pentru aprecierea comportării electromagneților în regim dinamic.

În capitolul IV, pe baza procedurii numerice stabilite pentru calculul regimului dinamic se prezintă o metodă îmbunătățită de proiectare a electromagneților de acționare a D P P, evidențîndu-se avantajele acesteia față de proiectarea clasică a electromagneților destinați să funcționeze în regim dinamic.

In capitolul V se prezintă și analizează scheme de comandă și alimentare D P P, asemănătoare celor utilizate în comanda și alimentarea motoarelor electrice pas cu pas.

In capitolul VI sînt prezentate modelele de D P P construite, precum și performanțele obținute de către acestea în funcționare. Cu ajutorul unei aparaturi complexe au fost efectuate pe aceste modele măsurători de cîmp, forță, accelerație ș.a., prin intermediul cărora s-au obținut date prin care au fost verificate experimental metodele de studiere a regimului dinamic și de proiectare a electromagneților prezentate în capitolele III și IV. A rezultat o bună concordanță a rezultatelor teoretice și experimentale. Se prezintă totodată o serie de măsurători care verifică experimental două metode originale propuse de autor pentru determinarea forțelor dezvoltate de electromagnet în regim static de funcționare. In acest capitol este prezentată de asemenea o aplicație concretă a unui D P P la acționarea unui separator electric de înaltă tensiune, studiul tehnico-economic realizat evidențiind avantajele unei astfel de acționări față de acționările clasice. Se prezintă și alte aplicații ale dispozitivului oscilant care stă la baza funcționării D P P, detaliindu-se dintre acestea ciclul electromagnetic.

In capitolul VII sînt reunite principalele concluzii rezultate din studiul teoretic și experimental, abordat în teză.

Autorul adresează mulțumiri călduroase conducerii Institutului politehnic „Traian Vuia”, Decanatului Facultății de electrotehnică din Timișoara, conducerii Catedrei de electroenergetică, conducătorului științific și colegilor din facultate pentru condițiile create și pentru sprijinul prețios și dezinteresat acordat la elaborarea tezei.

Capitolul II

PRINCIPIILE FUNCIONALE SI CONSTRUCTIVE ALE DISPOZITIVELOR ELECTROMAGNETICE PENTRU ACTIONARI LINIARE PAS CU PAS.

2.1. Principiul de functionare.

Dispozitivele electromagnetice pentru acționări liniare pas cu pas (DPP) își bazează funcționarea pe mișcarea de oscilație executată de armătura mobilă a unui electromagnet, obținută prin acțiunea succesivă asupra armăturii a două forțe, una activă și cealaltă antagonistă. Forța activă este de natură electromagnetice, obținută prin alimentarea bobinei electromagnetului de acționare a DPP cu o tensiune alternativă, sau sub formă de impulsuri, sau tren de impulsuri, de o anumită frecvență, dependentă de construcția electromagnetului și de sarcină. Forța antagonistă poate fi creată mecanic, cu ajutorul unui sistem cu resorte, sau electromagnetic, cu ajutorul unui electromagnet auxiliar alimentat electric asemănător electromagnetului de acționare.

În figura 2.1 este prezentată o soluție de principiu referitoare la obținerea mișcării oscilante a armăturii mobile a unui electromagnet, în care forța activă este forța de atracție dezvoltată de electromagnet, iar forța antagonistă este realizată mecanic de un sistem cu resorte.

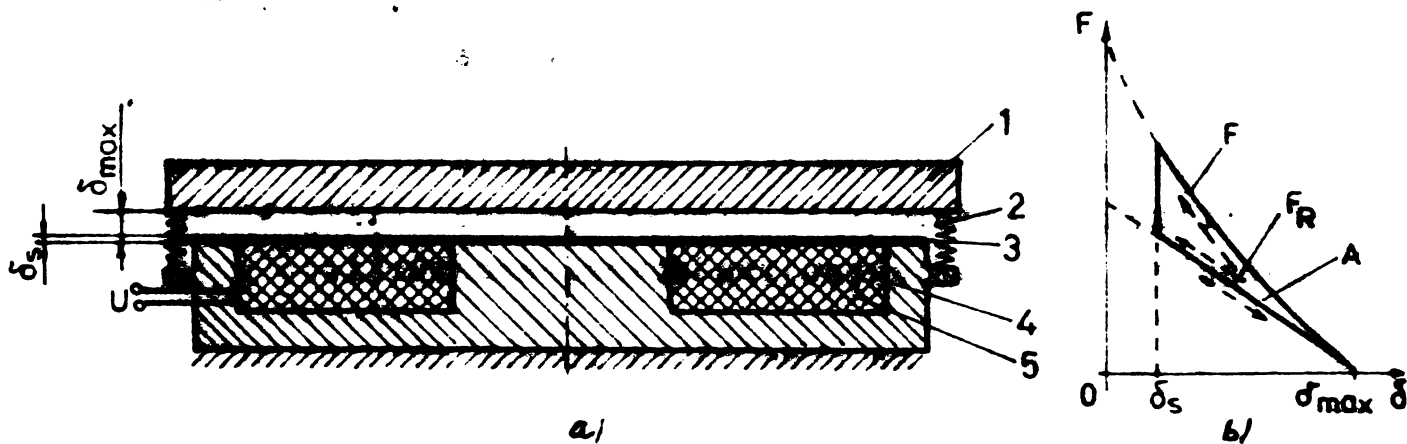


Fig.2.1. a) Electromagnet cu mișcare oscilantă a armăturii mobile;
b) Diagrama forțelor activă și antagonistă;

1. Armătură mobilă; 2. Resoarte; 3. Rondelă amortizoare; 4. Armătură fixă; 5. Bobinaj; U - tensiune de alimentare sub formă de impulsuri; δ_{max} - întrefierul maxim; δ_s - întrefier de siguranță (minim); F - forța de atracție dezvoltată de resorte; A - lucrul mecanic efectuat de electromagnet într-un ciclu de acționare.

După cum se observă, în figură este prezentată și diagrama forțelor activă și antagonistă funcție de întrefier, pentru un ciclu al acționării (atrageră și respingere a armăturii mobile). Întrefierul de siguranță are rolul de a micșora șocul de la sfârșitul cursei

de atracție și a evita ciocnirea sau lipirea armăturilor.

Lucrul mecanic A efectuat de armătura mobilă într-un ciclu de acționare este cu atât mai mare cu cât forța activă F este mai mare și forța antagonistă F_R este mai mică.

În figura 2.2 este prezentată soluția de principiu referitoare la obținerea mișcării oscilante a armăturii mobile a unui electromagnet în care atât forța activă cât și cea antagonistă sînt produse pe cale electromagnetică.

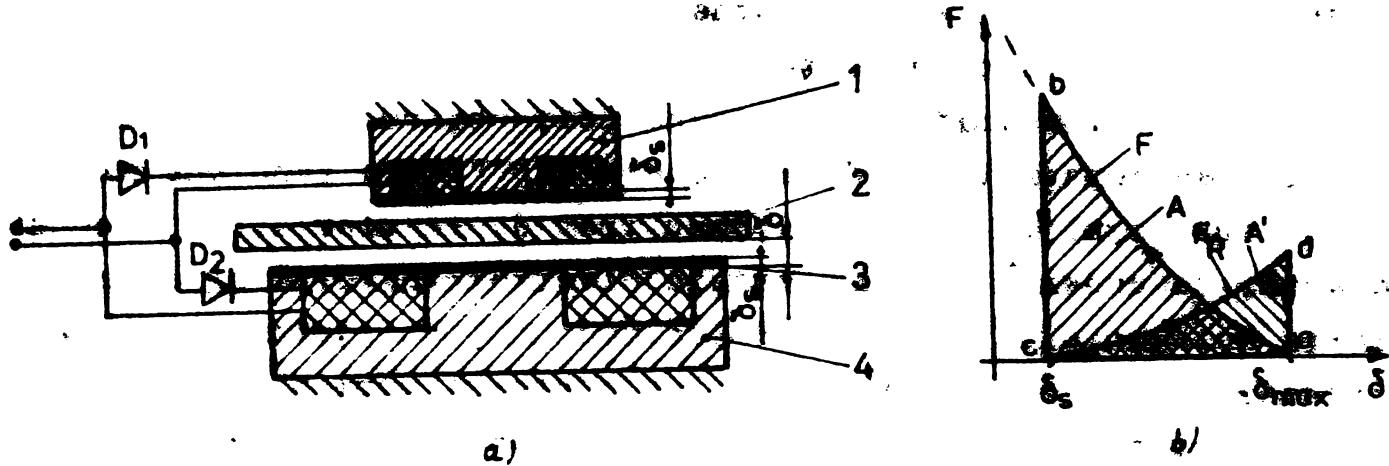


Fig.2.2. a) Dispozitiv electromagnetic cu mișcare oscilantă a armăturii mobile;

b) Diagrama forțelor active (F) și antagonistă (F_R);

1. Electromagnet care crează forța antagonistă; 2. Armătură mobilă; 3. Rondelă amortizoare; 4. Electromagnet care crează forța activă; U - tensiune de alimentare de frecvență reglabilă; D_1, D_2 - diode redresoare; δ - întrerucător; δ_s - întrerucător de siguranță (minim); A - lucrul mecanic util; A' - lucrul mecanic efectuat pentru readucerea armăturii.

În această situație se observă că lucrul mecanic util dat de electromagnetul 4 este proporțional cu aria A_{abc} , iar lucrul mecanic pentru readucerea armăturii este proporțional cu aria A_{cda} , lucrul mecanic total efectuat de dispozitiv pentru un ciclu al acționării fiind suma celor două arii.

Principiul de funcționare al unui DPP constă în înșurubarea într-un sens sau altul a oscilațiilor liniare ale armăturii mobile a unui electromagnet, rezultînd o mișcare liniară incrementală (pas cu pas), avînd pasul egal cu amplitudinea oscilației armăturii mobile. DPP reprezintă așadar un redresor de oscilații mecanice realizate pe cale electromagnetică. Forțele de acționare, precum și lucrul mecanic efectuate de către DPP pentru un pas al acționării sînt, în principiu, conforme cu cele reprezentate în figurile 2.1.b și 2.2.b.

Funcție de posibilitățile de redresare a oscilațiilor, DPP pot fi unidirecționale sau bidirecționale.

2.2. Dispozitive electromagnetice cu mișcare liniară pas cu pas unidirecționale.

În figura 2.3 se prezintă schița de principiu a unei variante de DPP unidirecțional, în care forța de acționare se obține prin alimentarea electromagnetului cu tensiune sub formă unui tren de impulsuri, iar forța antagonistă este realizată mecanic de un sistem cu resorturi.

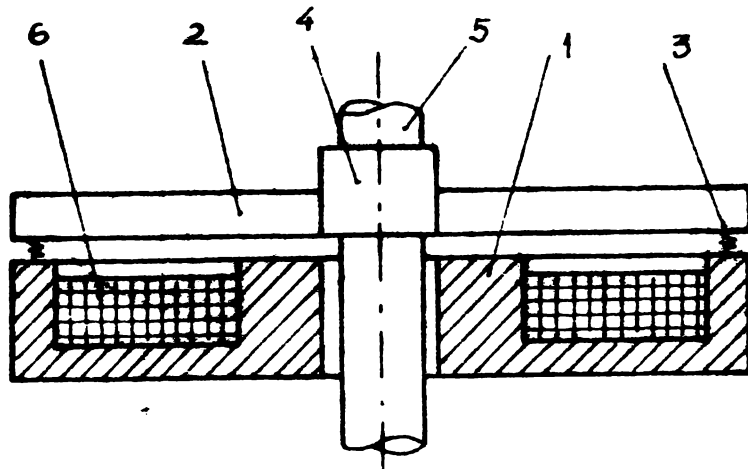


Fig.2.3. D P P unidirecțional:

1. Armătură fixă; 2. Armătură mobilă; 3. Resorturi antagoniste; 4. Dispozitiv de însumare a oscilațiilor armăturii mobile; 5. Axul antrenat; 6. Bobinaj.

O altă variantă de dispozitiv electromagnetic cu mișcare liniară pas cu pas unidirecțional se obține în situația în care forța antagonistă este realizată cu un electromagnet auxiliar, conform figurii 2.2.a.

Electromagneții de acționare pot fi în formă de E, în manta, de tip plonjer etc., în funcție de aplicația concretă căreia îi este destinat dispozitivul.

2.3. Dispozitive de însumare a oscilațiilor armăturii mobile

Dispozitivele de însumare a oscilațiilor armăturii mobile a unui electromagnet realizează, pentru un sens al oscilației, cuplarea mecanică a armăturii mobile cu axul acționării. Pentru celălalt sens al oscilației, armătura mobilă se mișcă liber față de axul acționării. Dispozitivele de însumare a oscilațiilor armăturii mobile se pot construi în numeroase variante, în continuare fiind prezentate câteva dintre acestea.

În figura 2.4 este reprezentată schița unui dispozitiv care realizează însumarea într-un sens a oscilațiilor armăturii mobile a unui electromagnet datorită conicității sistemului de clicheti ce

intră în alcătuirea dispozitivului. În figură sînt indicate construcțiile de oscilație a armăturii mobile și sensul deplasării armăturii acționării.

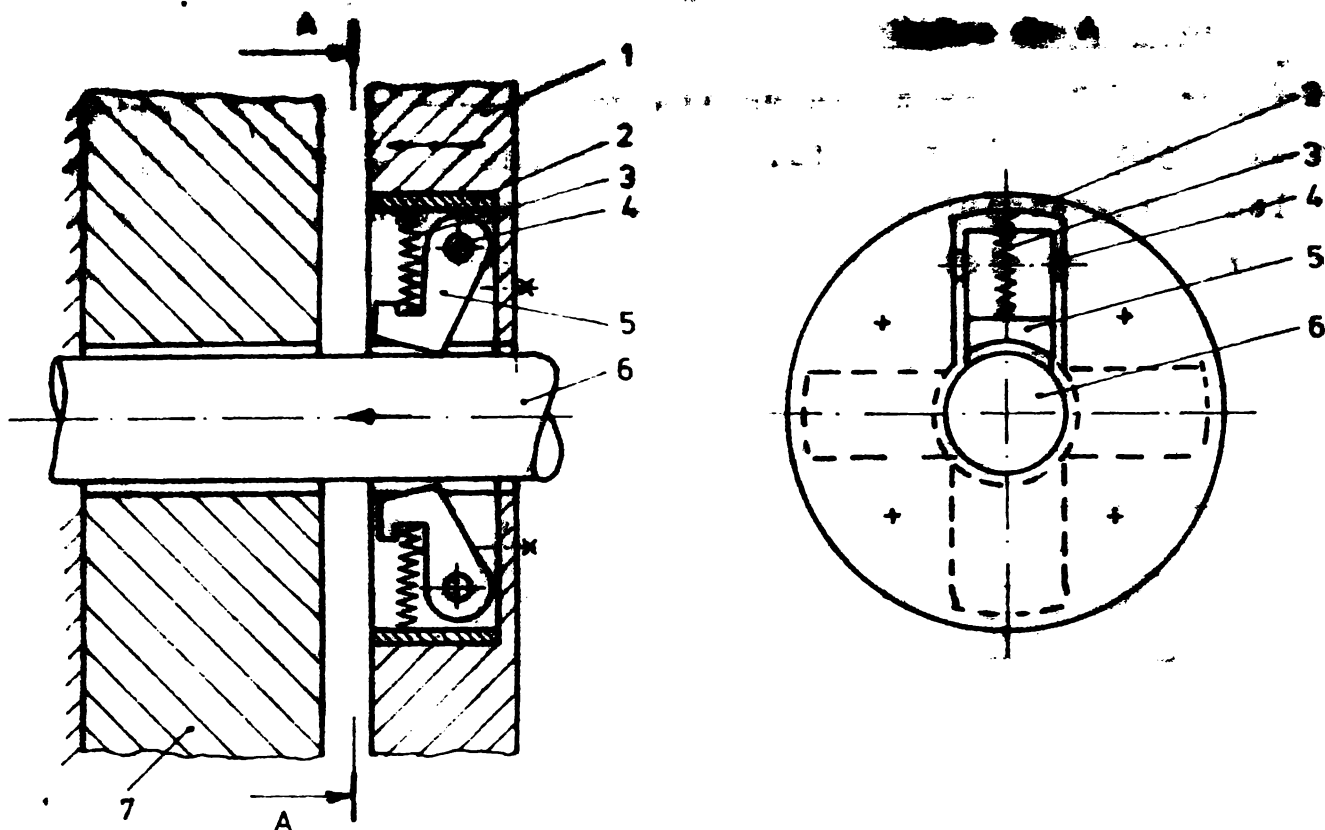


Fig.2.4. Dispozitiv de însumare unidirecțională a oscilațiilor armăturii mobile:

1. Armătură mobilă; 2. Carcasa dispozitivului de însumare; 3. Resort de compresiune; 4. Axul clichetului; 5. Clichet; 6. Axul acționării; 7. Armătura fixă.

Pentru un asemenea tip de dispozitiv de însumare a oscilațiilor, axul acționării este neted, forța de acționare fiind transmisă prin frecarea clichetilor de ax.

În figura 2.5 este reprezentat un alt tip de dispozitiv, care realizează însumarea unidirecțională a oscilațiilor prin intermediul unui sistem cu clicheți ce acționează prin angrenare asupra unui ax a cărui suprafață este crestată. Acest tip de dispozitiv poate transmite forțe de acționare de valori mari, fără pierderi de pași, cu condiția ca amplitudinea oscilației să fie un multiplu întreg al pasului angrenajelor executate pe arbore.

Pentru variantele de dispozitive de însumare unidirecțională a oscilațiilor prezentate în figurile 2.4 și 2.5 este avantajos ca sistemul de clicheți și axul acționării să fie executate din materiale nemagnetice, evitînd astfel apariția unor fluxuri de dispersie ce s-ar închide pe aceste căi.

Alte variante de dispozitive de însumare a oscilațiilor armăturii mobile pot fi executate din materiale feromagnetice, astfel încît fluxul de dispersie ce se închide prin sistemul de clicheți și axul acționării să creeze forțe de atracție între clicheți și ax,

care să înlocuiască funcțional resortele 3 din figurile 2.4 și 2.5.

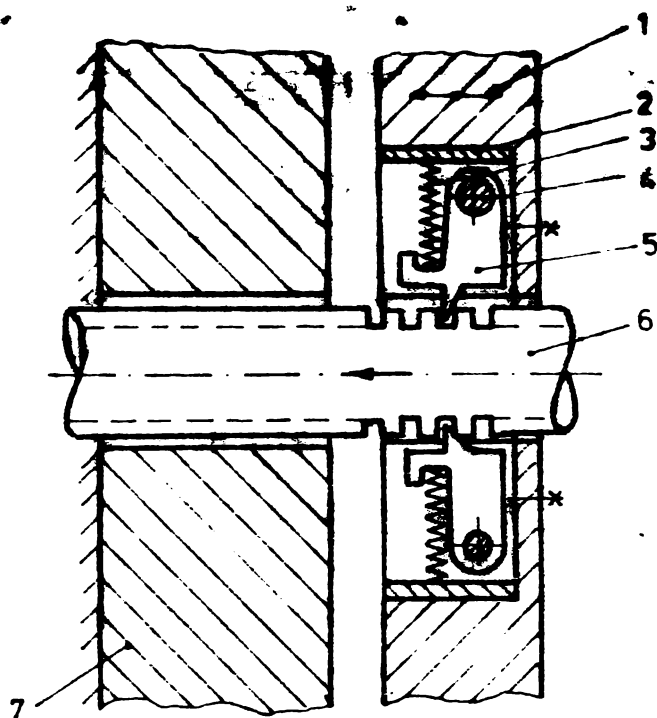


Fig.2.5. Dispozitiv de însumare unidirecțională a oscilațiilor armăturii mobile:

1. Armătură mobilă; 2. Carcasa dispozitivului de însumare; 3. Resort de compresie; 4. Axul clichetului; 5. Clicheți; 6. Axul acționării (cu crenelături); 7. Armătură fixă.

Dispozitivele de însumare prezentate sînt aplicabile în situațiile în care sarcina ce apare la axul acționării este o forță cu caracter rezistent. Dacă sarcina este de natura unei forțe antagoniste, este necesar un sistem suplimentar de clicheți, ategăși armăturii fixe, care să blocheze tendința de mișcare a axului, sub acțiunea sarcinii, în sensul opus acționării, atunci cînd armătura mobilă execută mișcarea de revenire la poziția inițială. Modul de dispunere a acestui sistem suplimentar de clicheți și rolul lor funcțional rezultă din figura 2.6.

Pot fi realizate desigur și alte tipuri de dispozitive de însumare a oscilațiilor, cum este cel prezentat în fig.2.7., care este un sistem mecanic cu bile la care forțele de blocare-deblocare se obțin prin intermediul unor electromagneți auxiliari.

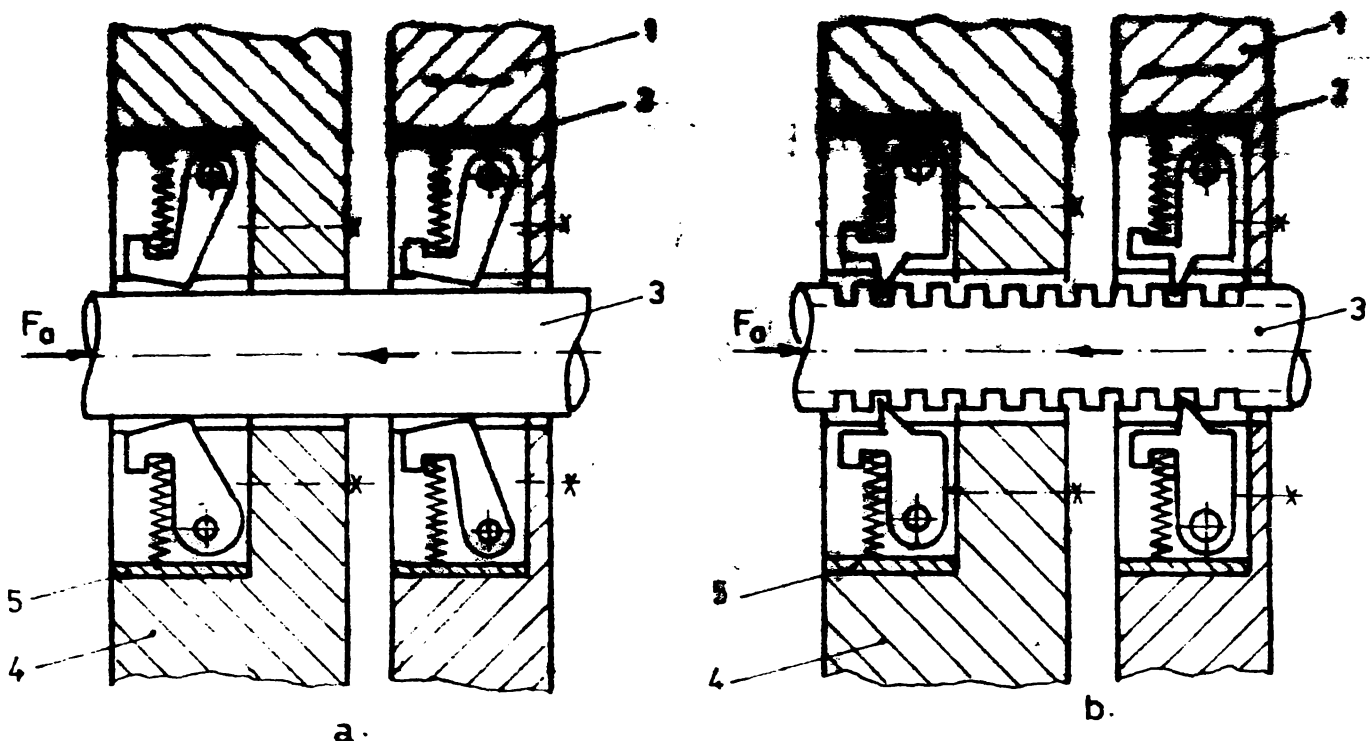


Fig.2.6. Dispozitive de însumare unidirecțională a oscilațiilor armăturii mobile, pentru sarcini cu caracter antagonist.

a) - Dispozitiv de însumare prin frecarea clișei pe axul acționării; b) Dispozitiv de însumare prin angrenarea clișei cu axul acționării.

1. Armătura mobilă; 2. Sistemul de clișeți de acționare; 3. Axul acționării; 4. Armătură fixă; 5. Sistemul auxiliar de clișeți; F_a - sarcina de natură antagonistă.

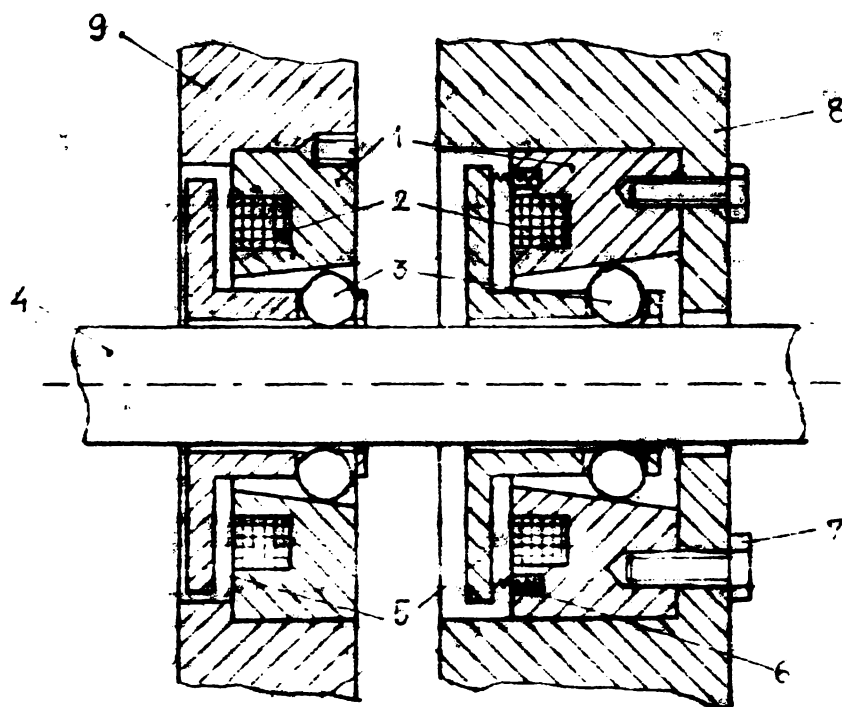


Fig.2.7. Dispozitiv tip „torpedo” de însumare a oscilațiilor armăturii mobile:

1. Casete conice; reprezintă și miezul electromagneților auxiliari; 2. Bobinajele electromagneților auxiliari; 3. Bile; 4. Axul acționării; 5. Armăturile mobile ale electromagneților auxiliari; 6. Resoarte; 7. Suruburi de fixare; 8. Armătura fixă a electromagnetului de acționare a DPP; 9. Armătura mobilă a electromagnetului de acționare a DPP.

2.4. Dispozitive electromagnetice cu mișcare liniară pas cu pas bidirecționale.

În mod formal, se poate considera că din punct de vedere funcțional, un DPP bidirecțional constituie o însumare a două DPP unidirecționale. Constructiv însă, funcție de natura sarcinii, apar importante deosebiri între cele două tipuri de dispozitive electromagnetice. În figura 2.8. se prezintă un dispozitiv de însumare bidirecțională a oscilațiilor armăturii mobile tip "torpedo", caracterizat prin fiabilitate ridicată și capacitate de a transmite la axul acționării forțe de valori foarte ridicate. Se observă că pentru a se realiza o acționare într-un sens sau celălalt cu un DPP echipat cu un dispozitiv torpedo, este necesară o schemă de comandă și alimentare relativ complicată, care să sincronizeze alimentarea câte unei perechi electromagnet de acționare - electromagnet auxiliar pentru blocarea-deblocarea acționării.

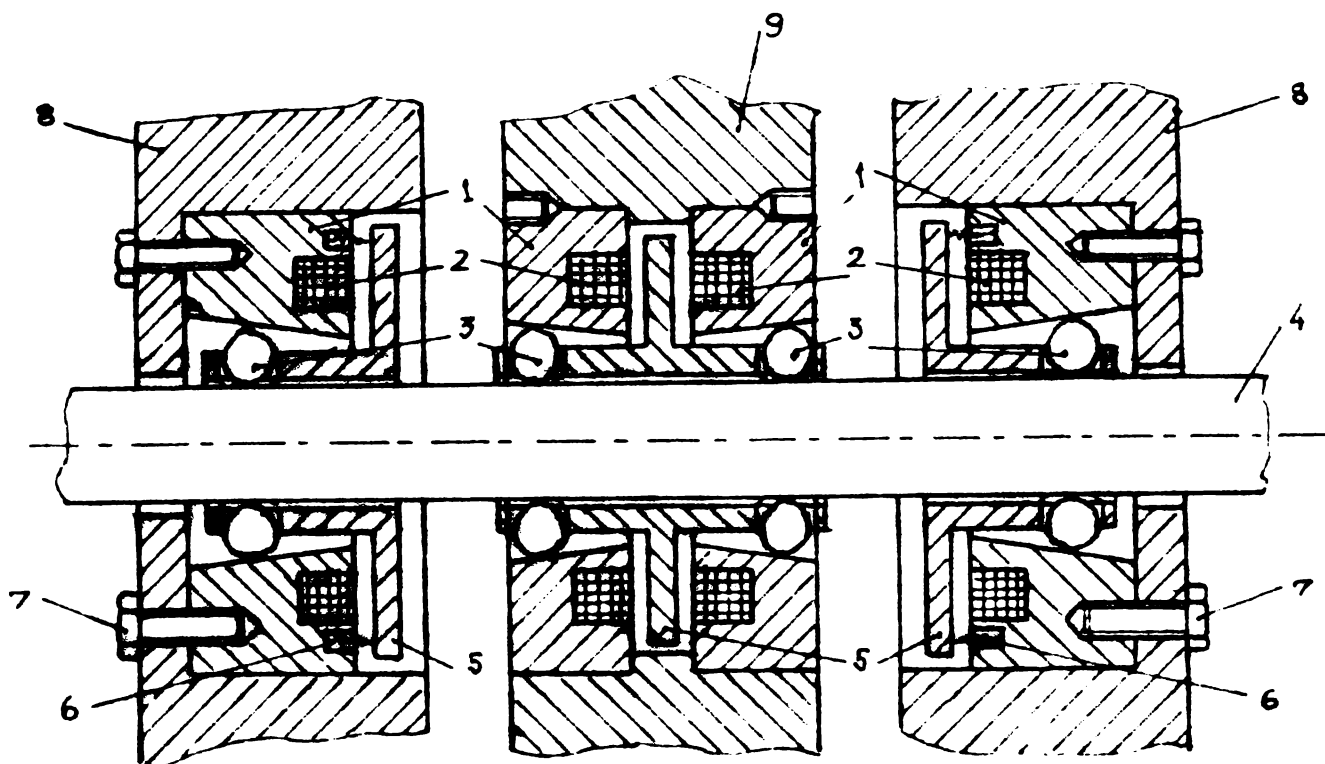


Fig.2.8 . Dispozitiv tip „torpedo” de însumare bidirecțională a oscilațiilor armăturii mobile:

1. Casete conice; reprezintă și miezul electromagneților auxiliari; 2. Bobinajele electromagneților auxiliari; 3. Bile; 4. Axul acționării; 5. Armăturile mobile ale electromagneților auxiliari; 6. Resoarte; 7. Suruburi de fixare; 8. Armăturile fixe ale electromagneților de acționare; 9. Armătura mobilă a D P P.

La o comandă potrivită, armătura mobilă 9 se deplasează liber față de axul acționării 4 doar într-un sens, iar în sensul opus, datorită strîngerii exercitate de conicități, antrenează în mișcare și axul.

C a p i t o l u l III

STUDIUL REGIMULUI DINAMIC DE FUNCȚIONARE A DISPOZITIVELOR ELECTROMAGNETICE PENTRU AC- TIONARI LINIARE P A S CU P A S.

3.1. Introducere.

Principiul de funcționare a DPP evidențiază faptul că, în timpul acționării, electromagnetul care constituie organul motor se găsește în permanență într-un regim dinamic de funcționare.

În literatura de specialitate /43/, /45/, /48/, /52/, /54/, se arată că mărimile ce caracterizează funcționarea unui electromagnet în regim dinamic diferă substanțial de aceleași mărimi din regimul static. Rezultă așadar că în mod necesar calculul și proiectarea unor asemenea dispozitive de acționare trebuie realizată având la bază caracteristicile regimului dinamic de funcționare a unui electromagnet.

3.2. Considerente energetice.

În timpul deplasării armăturii electromagneții transformă energia electrică în energie mecanică prin intermediul câmpului electromagnetic. Cum în timpul procesului de transformare apar acumulări și pierderi de energie, pentru estimarea proprietăților statice și dinamice ale electromagneților, se impune analiza sub aspect energetic.

Notând cu W_e energia electrică absorbită de electromagnet; W_m energia înmagazinată în câmpul electromagnetic; W_r energia pierdută prin efect Joule-Lentz; W_c energia înmagazinată în capacități, se poate scrie:

$$W_m = W_e - W_r - W_c \quad (3.1)$$

Energia mecanică totală transformată W_{mec} se obține din energia câmpului electromagnetic W_m după ce se scad pierderile în fier W_{Fe} și energia acumulată în inductivități W_L :

$$W_{mec} = W_m - W_{Fe} - W_L \quad (3.2)$$

Pentru a obține energia mecanică utilă W_{mec} u' trebuie luate în considerare și pierderile prin frecare W_{μ} , precum și energia cinetică înmagazinată în masele în mișcare W_{cin} :

$$W_{mec\ u} = W_{mec} - W_{\mu} - W_{cin} \quad (3.3)$$

Bilanțul energetic al unui electromagnet, conform relațiilor (3.1), (3.2) și (3.3) este reprezentat grafic în figura 3.1.

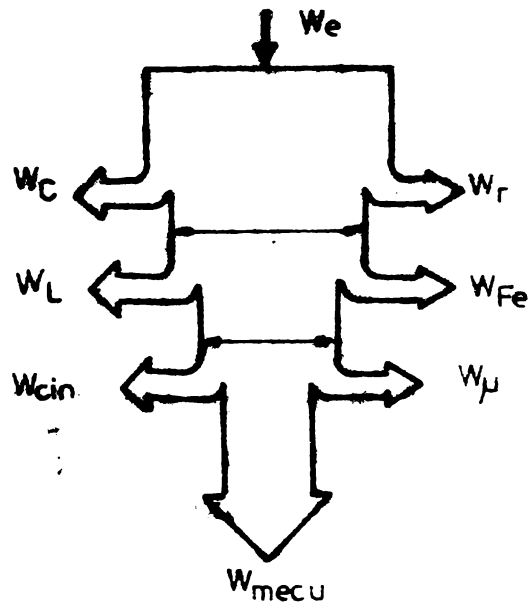


Fig.3.1. Bilanțul energetic al unui electromagnet în regim dinamic de funcționare:

- W_e - energia electrică absorbită de electromagnet;
- W_r - energia pierdută prin efect Joule-Lentz;
- W_c - energia înmagazinată în capacități;
- W_m - energia înmagazinată în câmpul electromagnetic;
- W_L - energia acumulată în inductivități;
- W_{Fe} pierderile în fier; W_{mec} - energia mecanică transformată de electromagnet;
- W_{cin} energia cinetică înmagazinată în masele în mișcare; W_{μ} - energia pierdută prin frecare;
- $W_{mec\ u}$ - energia mecanică utilă.

Referitor la acest bilanț trebuie făcută observația că pentru aceeași energie W_e absorbită de la rețea componentele bilanțului pot avea ponderi variabile, funcție de regimul dinamic concret în care se realizează deplasarea armăturii. Energia înmagazinată în capacități și inductivități poate fi recuperată și transformată în lucru mecanic. În toate situațiile încă egalitățile (3.1), (3.2), (3.3) își păstrează valabilitatea.

Regimul static, corespunzând unui caz limită, presupune transformări de energie la o deplasare a armăturii infinit de încetă și la un curent constant, impunând astfel neglijarea termenilor W_0 , W_L , W_M , W_{cin} . De aceea, calculele efectuate în acest regim conduc la forțe, energii și randamente ce nu se verifică experimental în cazul regimurilor dinamice. Numeroase lucrări de specialitate abordează, teoretic și experimental studiul regimului dinamic al acționărilor electromagnetice, propunând, funcție de ipotezele simplificatoare adoptate, diferite metode de rezolvare a acestui regim.

Una dintre ipotezele simplificatoare larg acceptate în acționările electrice /57/ admite că regimul tranzitoriu electric consecutiv conectării înfășurării se încheie înaintea regimului dinamic de mișcare a elementului motor a acționării, astfel încît regimul tranzitoriu electric se descrie fără a se lua în considerare ecuația mișcării, iar mișcarea se descrie considerîndu-se regimul electric permanent. Această ipoteză, utilă pentru simplificarea studiului regimului dinamic, nu poate fi acceptată la acționările cu electromagneți decît în anumite situații (spre exemplu, la electromagneții lenți). La electromagneții rapizi regimul tranzitoriu electric se suprapune peste regimul dinamic al deplasării armăturii și ipoteza simplificatoare menționată nu mai poate fi luată în considerare. Alte lucrări de specialitate /35/, /45/ utilizează în studiul regimului dinamic ipoteze simplificatoare prin care se aproximează unele variabile ale acestui regim, cum ar fi spre exemplu accelerația armăturii mobile. Deseori, în analiza regimurilor dinamice ale electromagneților se neglijează fluxurile de dispersie. Toate aceste ipoteze simplificatoare conduc la erori, uneori apreciabile, în rezultatul calculelor de determinare a parametrilor regimului dinamic al unui electromagnet.

În continuare se prezintă un studiu riguros al caracteristicilor regimului dinamic de funcționare a electromagneților utilizați în construcția DPP, propunîndu-se, comparativ cu metodele clasice, metode originale de soluționare a acestui regim.

3.3. Caracteristicile regimului dinamic de funcționare a electromagneților de acționare a D P P.

Înțelegem prin caracteristicile regimului dinamic de funcționare a electromagneților de acționare a DPP variația în raport cu timpul a principalelor mărimi ce caracterizează funcționarea unui electromagnet: curentul, fluxul, întrefierul, forța de atracție dezvoltată, accelerația și viteza armăturii mobile. Evidențierea calitativă a acestor caracteristici se poate realiza pe baza unor cons-

tracții grafice, după cum urmează:

3.3.1. Caracteristica: $i = f(t)$.

În figura 3.2 se prezintă variația în timp a curentului din înfășurarea unui electromagnet de acționare a unui DPP pe durata primilor doi pași ai acționării, la alimentarea la borne cu tensiune sub formă de impulsuri dreptunghiulare, de amplitudine U și perioada $T = t_1 + t_p = t_3 + (t_6 - t_3)$, t_1 reprezentând durata impulsului și t_p durata pauzei. Înfășurarea electromagnetului are rezistența R .

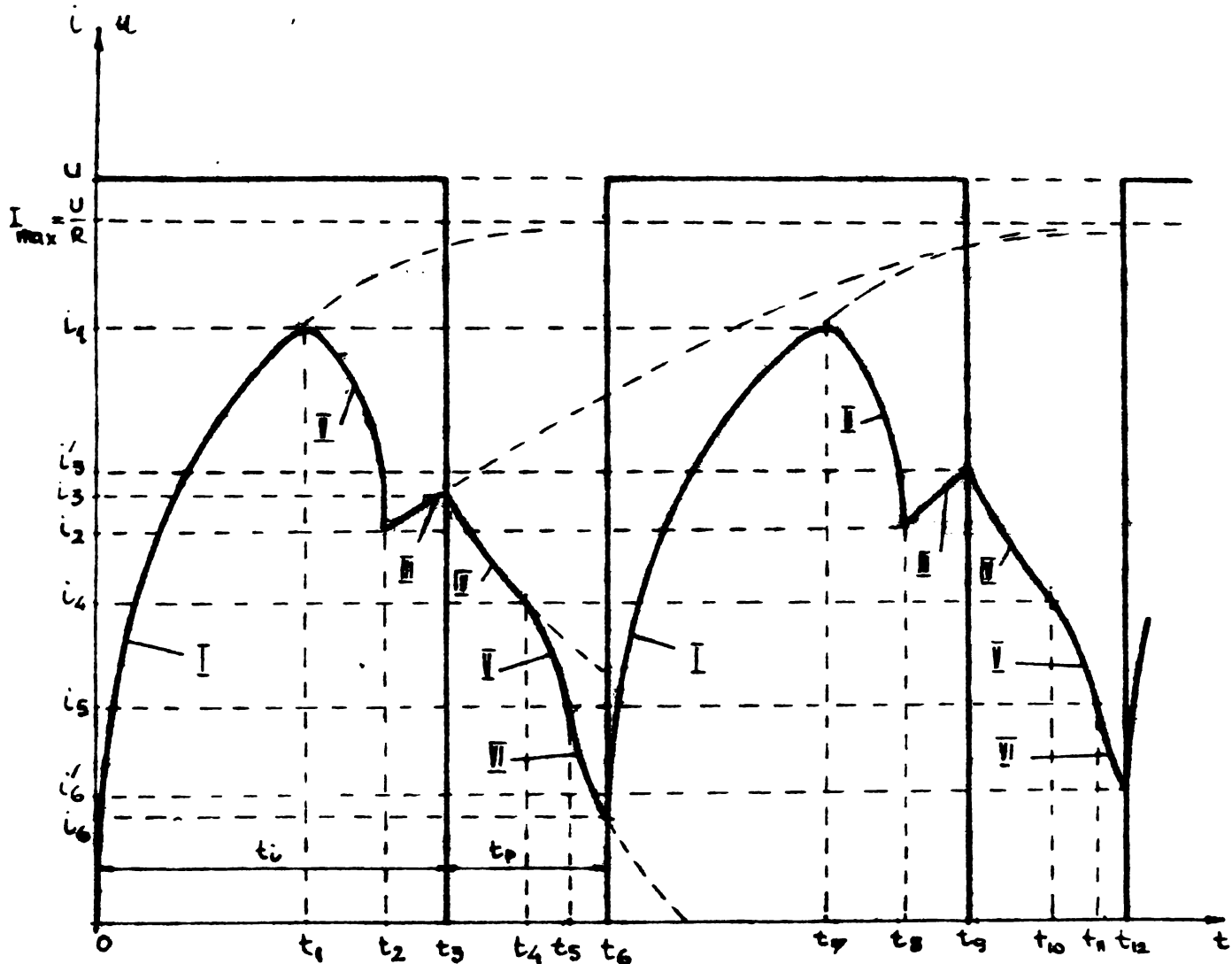


Fig.3.2. Diagrama $i = f(t)$ a electromagnetului de acționare a unui DPP pentru primii doi pași ai acționării.

În diagramă se disting cele șase etape, calitativ diferite între ele ce caracterizează regimul dinamic de funcționare a electromagnetului de funcționare a unui DPP pe durata unui pas.

a) Etapa I, de la momentul 0 la t_1 ; are loc conectarea înfășurării electromagnetului la sursa de tensiune, curentul crescând de la valoarea zero la valoarea i_1 , corespunzător căreia forța dezvoltată de electromagnet devine egală cu forțele care se opun mișcării armăturii mobile; în acest interval de timp armătura mobilă nu se deplasează. Pentru medii liniare (miez nesaturat), inductivitatea este constantă, iar curba I de variație a curentului în acest

interval de timp este dată de ecuația (3.4):

$$i = \frac{U}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L_1} t} \right) \quad (3.4)$$

unde L_1 este inductivitatea corespunzătoare întrefierului δ_{\max} de la care începe mișcarea.

b) Etapa a II-a, de la momentul t_1 la t_2 , interval de timp marcat de începutul, respectiv încheierea deplasării armăturii mobile de la întrefierul δ_{\max} la δ_{\min} ; datorită modificării inductivității bobinei electromagnetului de la L_1 la L_2 , $L_1 < L_2$, curentul va scădea de la valoarea i_1 la valoarea i_2 , diferind esențial față de variația (figurată punctat în fig.3.2) pe care ar fi avut-o în cazul în care armătura nu s-ar deplasa.

Curba II de variație a curentului în intervalul de timp $t_1 - t_2$ este o funcție complexă de forma $i = f(t, \delta)$ nefiind deocamdată posibilă scrierea ei analitică exactă.

c) Etapa a III-a, de la t_2 la t_3 , interval de timp în care curentul crește de la valoarea i_2 la valoarea i_3 , iar armătura mobilă nu se mai deplasează. Curba III de variație a curentului în acest interval de timp este dată de ecuația:

$$i = i_2 e^{-\frac{R}{L_2}(t-t_2)} + \frac{U}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L_2}(t-t_2)} \right) \quad (3.5)$$

d) Etapa a IV-a, de la t_3 la t_4 , interval în care tensiunea la borne este zero, armătura rămânând imobilă la întrefierul δ_{\min} . Curentul va scădea de la valoarea i_3 la i_4 conform următoarei legi de variație:

$$i = i_3 e^{-\frac{R}{L_2}(t-t_3)} \quad (3.6)$$

Pentru valoarea i_4 a curentului forța dezvoltată de electromagnet devine egală cu forțele antagoniste care tind să readucă armătura la poziția caracterizată prin întrefierul δ_{\max} .

e) Etapa a V-a de la t_4 la t_5 , interval de timp în care tensiunea la borne este zero, iar armătura se deplasează sub acțiunea forțelor antagoniste de la întrefierul minim la cel maxim, curentul scăzând la valoarea i_5 , iar inductivitatea la valoarea L_1 . Pentru acest interval de timp s-a figurat punctat și legea de variație a curentului conform ecuației (3.6), evidențindu-se astfel influența

mişcării de revenire a armăturii asupra variației curentului. Se observă că mărirea întrefierului contribuie la creșterea vitezei de scădere a curentului. Similar etapei a II-a, curba care descrie variația curentului nu se poate scrie descăndată sub o formă analitică exactă.

f) Etapa a VI-a, de la t_5 la t_6 , interval de timp în care tensiunea la borne este zero, armătura este imobilă la întrefierul δ_{\max} , iar curentul scade în continuare de la valoarea i_5 la i_6 , conform următoarei legi de variație:

$$i = i_5 e^{-\frac{R}{L_1}(t-t_5)} \quad (3.7)$$

În cazul considerat în fig.3.2, în care curentul nu scade la zero în pauza de tensiune, pasul al doilea al acționării se reia de la valoarea i_6 a curentului. Cum forța minimă necesară acționării se atinge tot pentru valoarea i_1 a curentului, rezultă că intervalul de timp t_7-t_6 este ceva mai mic decât intervalul de timp t_1 . Deoarece mișcarea armăturii se realizează sub acțiunea aceleiași forțe ca și la primul pas, pe aceeași lungime a întrefierului ($\delta_{\max} - \delta_{\min}$), rezultă că intervalul de timp t_8-t_7 este egal cu t_2-t_1 .

Ca atare, având în vedere duratele constante ale impulsului și pauzei tensiunii de alimentare, intervalul de timp t_9-t_8 este mai mare decât t_3-t_2 și curentul în etapa a III-a pentru cel de-al doilea pas al acționării va crește la valoarea $i_3' > i_3$. Raționînd asemănător se deduce în continuare că $t_{10}-t_9 > t_4-t_3$, $t_{11}-t_{10} = t_5-t_4$ și $t_{12}-t_{11} < t_6-t_5$.

Deoarece pasul al treilea al acționării începe la valoarea $i_6' > i_6$ a curentului, rezultă că pe durata acestui pas valorile i_3' și i_6' vor cunoaște noi rate ale creșterii. După un număr de pași, valorile curentului la sfîrșitul etapelor a treia și a șasea se vor stabiliza, legea lor de variație fiind funcție de exponențialele care descriu variația curentului. Intervalele de timp constante t_1 , t_p , t_2-t_1 , t_5-t_6 , precum și parametrii circuitului R și L constituie parametrii pentru funcțiile $i_3 = i_3(t)$ și $i_6 = i_6(t)$. Se observă că acești parametri trebuie aleși astfel încît să asigure o variație a curentului din înfîșurarea electromagnetului cel puțin între limitele $i_1 - i_5$, asigurînd atragerea, respectiv respingerea armăturii.

Dacă regimul considerat conduce la scăderea la zero a curentului pe timpul pauzei de tensiune, valorile curentului la sfîrșitul etapelor III și VI sînt identice pentru toți pașii acționării.

467037
1744

Diagrama din figura 3.2 oferă informații importante concluderii privind modul de alimentare a DPP pentru a obține o funcționare optimă. Se observă astfel că timpurile t_1 , t_2-t_1 , t_4-t_3 și t_6-t_5 sînt „timpuri morți” în care armătura nu se deplasează, energia luată de la rețea fiind disipată prin rezistența înfășurării electromagnetului sau acumulată, respectiv cedată de către inductivități. Reducerea intervalului de timp t_3-t_2 contribuie la reducerea consumului de energie necesar realizării unui pas al acționării, iar reducerea tuturor „timpurilor morți” contribuie la micșorarea perioadei unui pas, deci la mărirea frecvenței pașilor și implicit la creșterea vitezei de acționare fără sporirea consumului de energie.

În figura 3.3 se prezintă variația curentului, respectiv a tensiunii de alimentare pentru o variantă optimizată de alimentare, în scopul obținerii vitezei maxime a acționării (valoare minimă a perioadei unui pas) la un anumit consum energetic, pentru valori date ale sarcinii, respectiv ale forței antagoniste de readucere a armăturii.

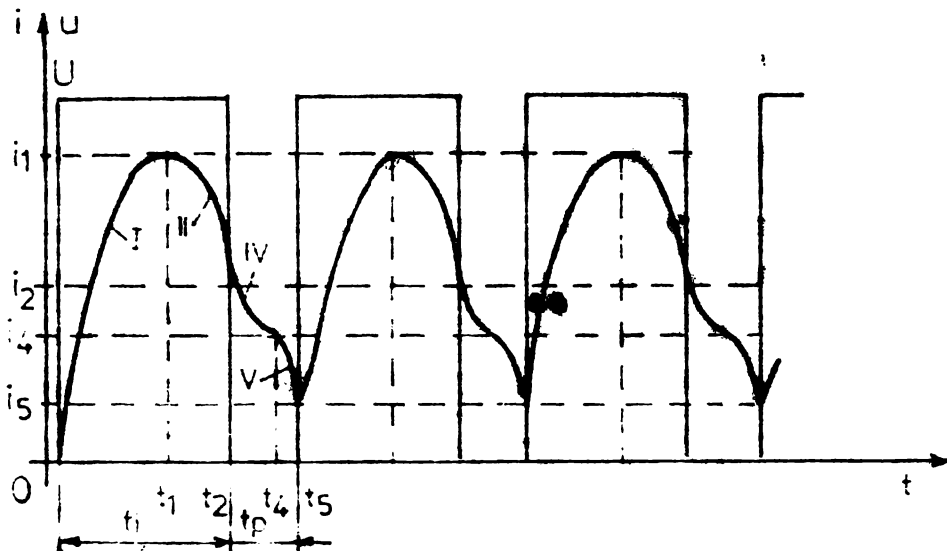


Fig.3.3. Tensiunea de alimentare și variația curentului la o variantă optimizată de alimentare a DPP pentru obținerea vitezei maxime a acționării, la un anumit consum energetic.

Conform figurii 3.3, comparativ cu figura 3.2 se observă că au fost complet suprimate intervalele de timp t_3-t_2 și t_6-t_5 (etapele a treia și a șasea ale regimului dinamic).

Dacă este necesară o frecvență mai mare a oscilațiilor armăturii (a pașilor) decât cea obținută în cazul anterior, la aceleași valori ale sarcinii și forței antagoniste de readucere a armăturii mobile a aceluiași electromagnet, deci aceleași intervale de timp t_2-t_1 și t_5-t_4 , aceasta se poate realiza prin reducerea timpilor t_1 , respectiv t_4-t_2 , prin forțarea creșterii curentului în primul interval de timp și supresarea acestuia în intervalul de timp t_4-t_2 .

Dacă dimpotrivă, derin o scădere a frecvenței pașilor acționării, deci a vitezei acționării, fără să sporim consumul energetic aceasta se realizează prin măgirea timpului de pauză t_p al tensiunii de alimentare.

Diagramele prezentate în figurile 3.2 și 3.3 evidențiază că deplasarea armăturii mobile a electromagnetului (regimul tranzitoriu mecanic) se suprapune peste regimul tranzitoriu electric, în etapele a doua și a cincea a acționării. Pentru funcționarea DPP o importanță deosebită au aceste două etape ale regimului dinamic și în mod deosebit etapa a doua în care se realizează forța și respectiv cursa activă.

3.3.2. Caracteristicile $\psi = f(t)$ și $\psi = f(i)$.

Variația în timp a fluxului magnetic $\psi(t)$ a electromagnetului de acționare a unui DPP pentru primii doi pași ai acționării este prezentată în figura 3.4.

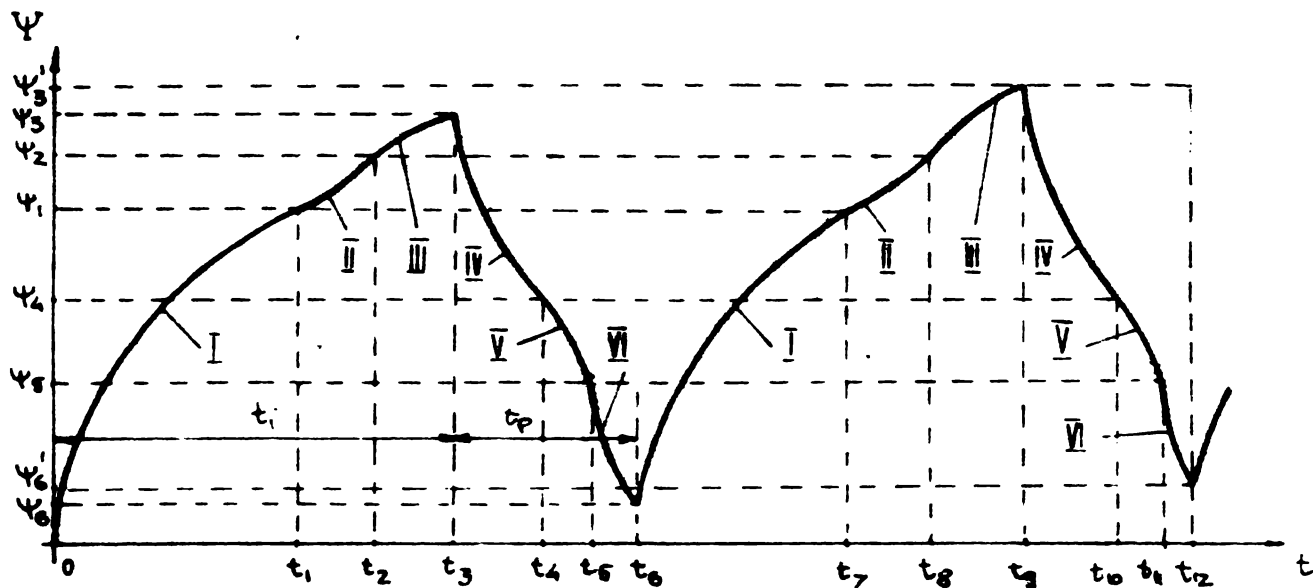


Fig.3.4. Variația în timp a fluxului magnetic ψ a electromagnetului de acționare a DPP.

Curbele I,II,...VI din fig.3.4 corespund intervalelor de timp în care se desfășoară cele șase etape ale regimului dinamic precizate în paragraful 3.3.1. Considerațiile din același paragraf referitoare la $i_3(t)$ și $i_6(t)$ sînt valabile și pentru variațiile $\psi_3(t)$ și $\psi_6(t)$. Pe baza figurilor 3.2 și 3.4 se poate reprezenta caracteristica $\psi = f(i)$ pentru primii doi pași ai acționării. Caracteristica este prezentată în figura 3.5. În figură au fost notate curbele I, II,...VI, corespunzînd etapelor respective ale regimului dinamic.

Curbele I, III, IV și VI din fig.3.5 reprezintă caracteristici de magnetizare ale miezului electromagnetului de acționare, depinzînd de materialul și geometria electromagnetului (în principal de permeabilitatea μ și întrefierul δ), iar curbele II și V sînt de-

terminato avându-se în vedere și geometria magnetică. Într-un caz sunt etapele de deplasare a armăturii mobile. Curbele I, III, IV și VI se pot determina ușor pe cale experimentală, fiind caracteristice ale regimului static, iar curbele II și V se determină din analiza regimului dinamic al mișcării armăturii. Până în prezent nu s-a reușit scrierea sau determinarea analitică exactă a curbelor II și V.

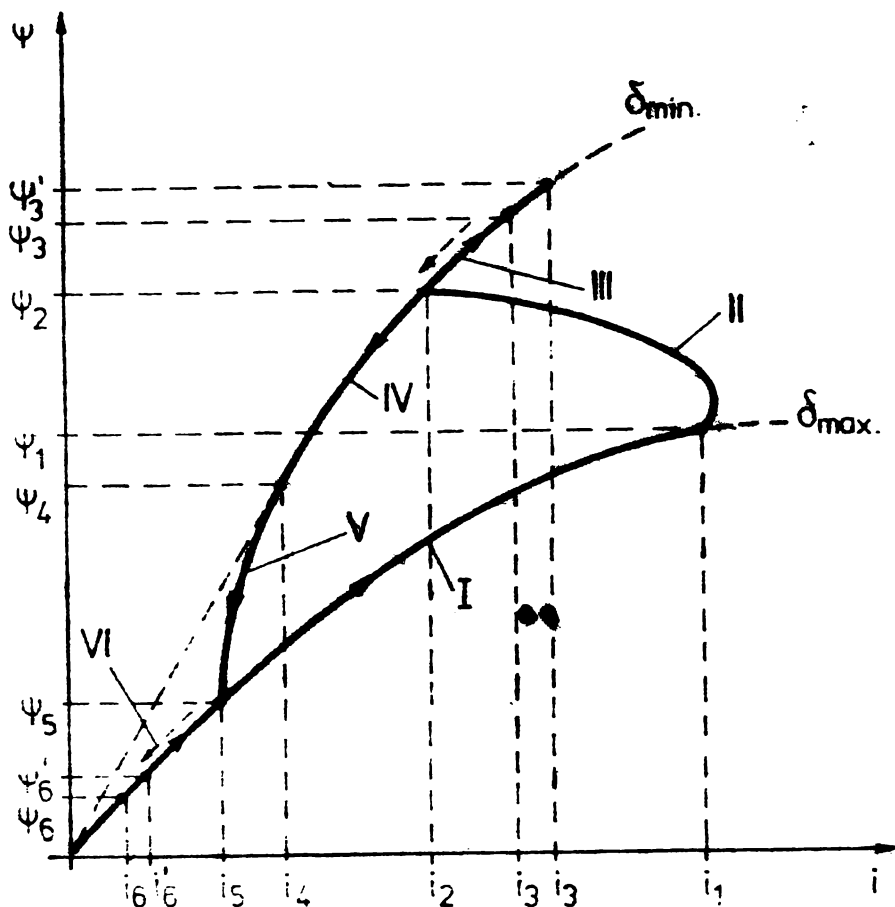


Fig.3.5. Caracteristica $\psi = f(i)$ a electromagnetului de acționare a DPP.

3.3.3. Caracteristicile $a = f(t)$, $v = f(t)$ și $\delta = f(t)$

În figura 3.6 este reprezentată variația în timp a accelerației a , vitezei v și întrefierului δ , corespunzătoare celor șase etape ale regimului dinamic.

În etapele I, III, IV și VI accelerația, viteza și întrefierul sînt constante. Curbele II și V reprezintă legile de variație în timp ale accelerației, vitezei și întrefierului la atragerea, respectiv respingerea armăturii mobile, pînă în prezent nereușindu-se scrierea lor într-o formă analitică exactă.

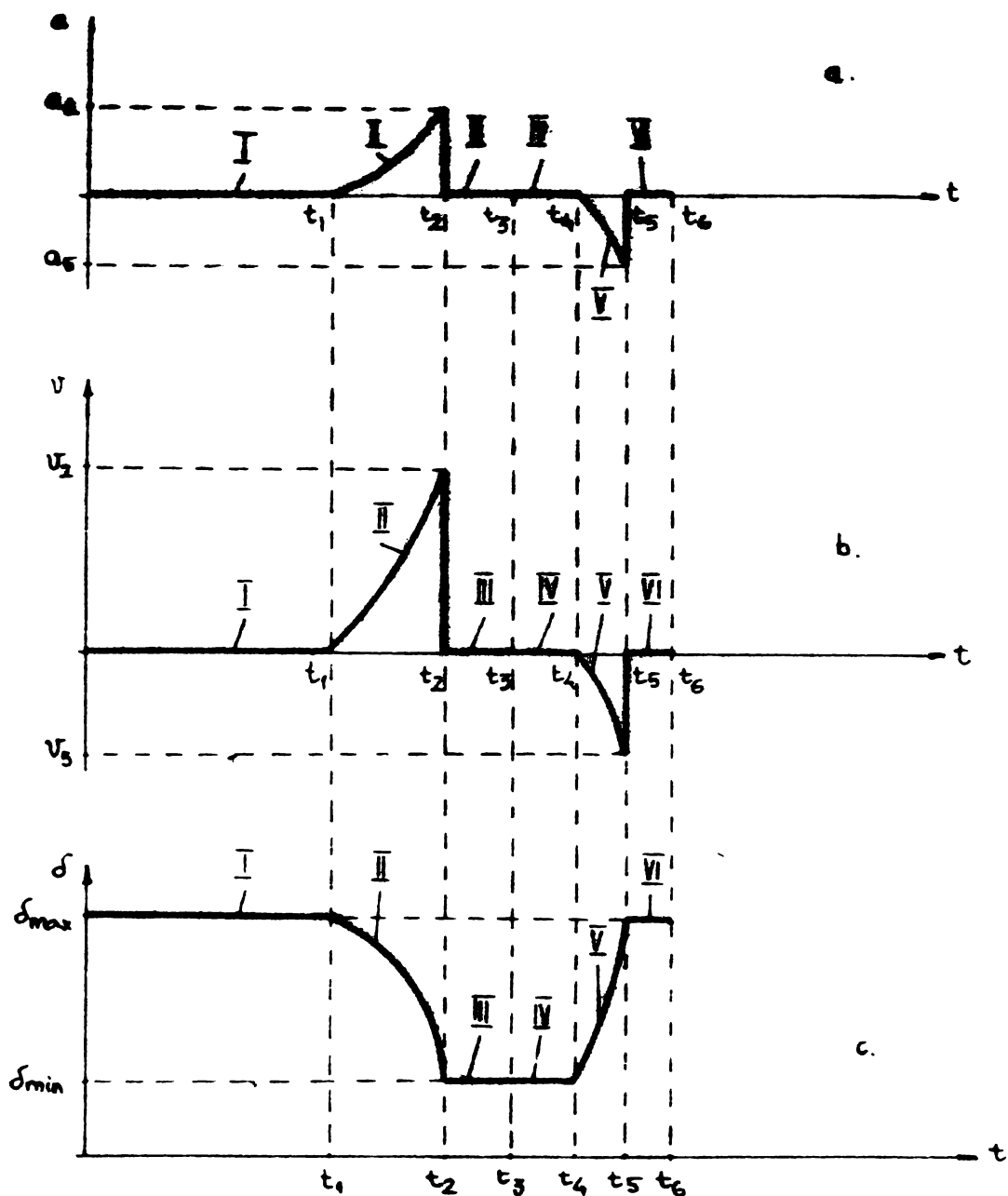


Fig.3.6. Diagramele accelerației a , vitezei v și întrefierului δ ale electromagnetului de acționare a DPP;
 a) $a = a(t)$; b) $v = v(t)$; c) $\delta = \delta(t)$

3.3.4. Caracteristicile $F = f(t)$ și $F = f(\delta)$.

În strînsă legătură cu variația în timp a curentului, fluxului și întrefierului rezultă variația în timp a forței dezvoltate de electromagnet, $F = f(t)$, precum și variația aceleiași mărimi în raport cu întrefierul $F = f(\delta)$, care sînt reprezentate în fig.3.7. Curbele I,II,...VI din fig.3.7 corespund forței dezvoltate de electromagnet în cele șase etape ale regimului dinamic, menționate în cazurile anterioare, iar curba VII reprezintă variația forței antagoniste de readucere a armăturii la întrefierul maxim. În cazul nostru s-a considerat că forța antagonistă este dată de un resort. Curba VIII este sarcina DPP, de natură rezistentă, constantă cu întrefierul, iar curba IX reprezintă suma dintre sarcină și forța an-

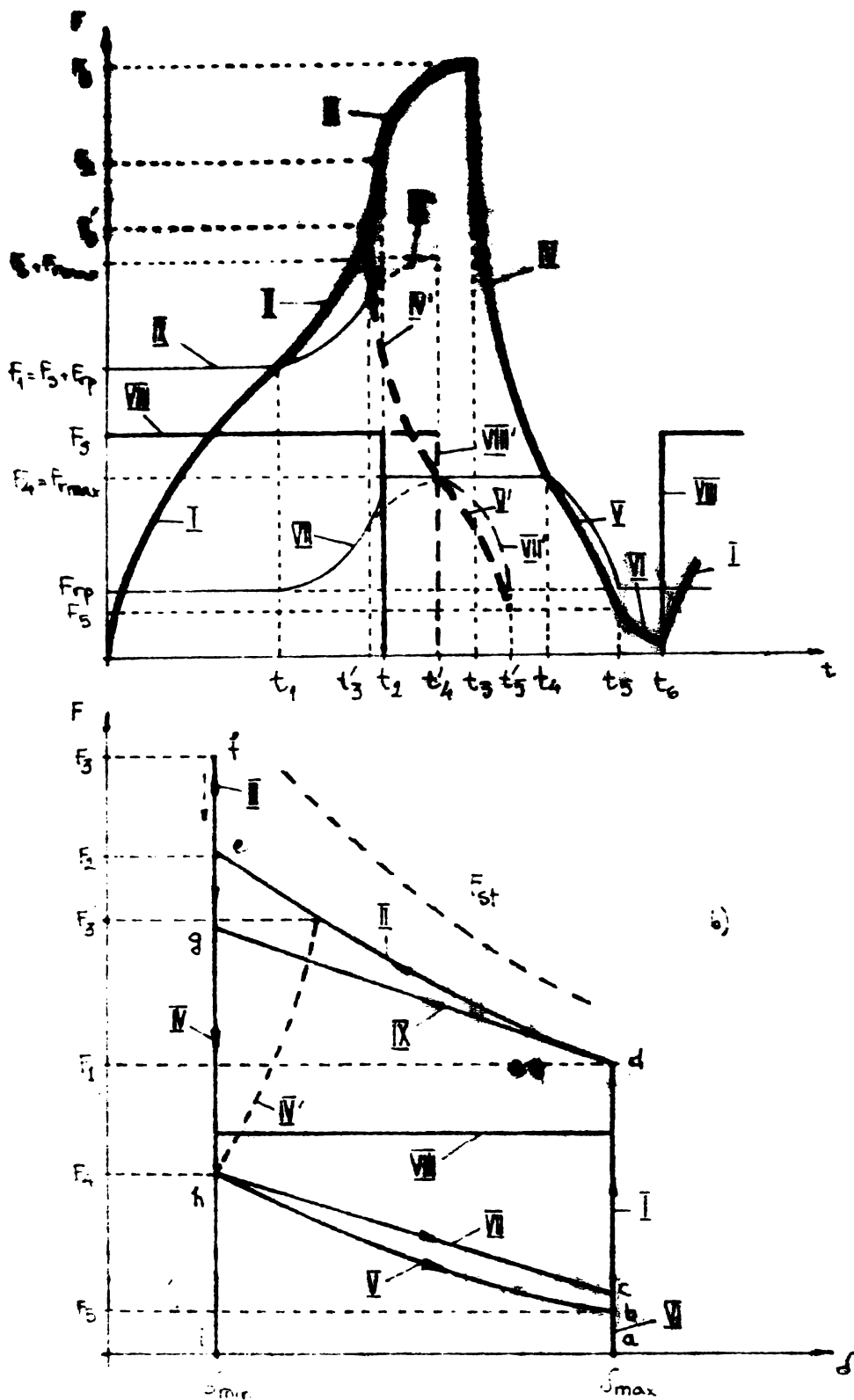


Fig.3.7. Diagramele de variație în raport cu timpul și întrefierul a forței F dezvoltate de electromagnetul de acționare a DPP:

a) $F = f(t)$; b) $F = f(\delta)$.

I,II,...,VI - variațiile forței dezvoltate de electromagnet în cele șase etape ale acționării; VII - variația forței antagoniste (F_a) dată de resort; VIII - sarcina (F_s); IX - variația forței rezistenței totale ($F_r = F + F_s$); F_1, F_2, \dots, F_6 - valorile forței date de electromagnet la sfârșitul fiecărei etape; F_{rp} - forța de precomprimare a resortului; F_{rmax} - forța maximă realizată de resort; t_1, t_2, \dots, t_6 - timpii care marchează încheierea etapelor acționării; t_3' - momentul deconectării pentru o acționare optimă; IV', V', VII', VIII', IX' - variațiile forțelor de atracție și antagoniste pentru acționarea optimă.

tagonistă. In fig.3.7.b este prezentată punctat și variația cu întrefierul a forței statice dezvoltate de electromagnet $F_{st} = f(\delta)$, ilustrându-se faptul că aceasta este mai mare decât cea realizată în regim dinamic.

Deoarece depinde atât de flux cât și de întrefier, a căror variație în timp pe parcursul regimului dinamic (etapele a II-a și a V-a) nu poate fi încă scrisă exact sub formă analitică, forța dezvoltată de electromagnet în regim dinamic de asemenea nu poate fi încă scrisă sub o formă analitică exactă.

Analiza diagramei din fig.3.7.b evidențiază modul în care este utilizat lucrul mecanic realizat de electromagnetul de acționare a DPP. Astfel, ariile din figură reprezintă:

- aria Aadei - lucrul mecanic total (A_{tot}) efectuat de electromagnet;

$$A_{tot} = \int_{\delta_{max}}^{\delta_{min}} F(\delta) d\delta \quad (3.8)$$

- aria Acđgh - lucrul mecanic util (A_u)

$$A_u = F_s(\delta_{max} - \delta_{min}) \quad (3.9)$$

- aria Adeg - energia cinetică (E_{cin}) ce se înmagazinează în părțile de mișcare ale DPP:

$$E_{cin} = \frac{m v_2^2}{2} \quad (3.10)$$

unde m reprezintă masa părților în mișcare, iar v_2 viteza la sfârșitul etapei a II-a a regimului dinamic, conform figurii 3.6.b.

Energia E_{cin} este direct legată de legea de mișcare care trebuie impusă armăturii mobile, astfel încât să se realizeze viteza acționării cu DPP la valoarea prescrisă, sau timpul de anclanșare prescris. E_{cin} se pierde de regulă prin ciocnirea armăturii mobile de cea fixă, exploatarea economică a DPP (randament maxim) cerînd așadar ca E_{cin} să nu fie mai mare decât strictul necesar accelerării armăturii la valoarea cerută. Se poate realiza însă o astfel de comandă a alimentării electromagnetului de acționare a DPP încît E_{cin} să fie cedată axului acționării, la sfârșitul fiecărui pas. Aceasta se obține prin deconectarea alimentării înfășurării electromagnetului la un timp $t_3 > t_2$. Prin aceasta, ultima porțiune a pasului se parcurge în contul energiei cinetice a armăturii, astfel încît la sfârșitul pasului ($\delta = \delta_{min}$) viteza armăturii și deci și energia cinetică sînt zero. Diagramele $F = f(t)$ și $F = f(\delta)$ pentru un astfel de regim economic sînt prezentate punctat în figura 3.7. Așa cum rezul-

sultă din figură, acest regim, pe lângă randamentul mai ridicat, oferă avantajul unei acționări fără șacuri la sfârșitul fiecărui pas. Dezavantajul constă în creșterea duratei analizei, de la t_2 la $t_4' > t_2$.

Revizind și concluziile de la paragraful 3.3.1 se poate conchide așadar că pentru o funcționare economică a electromagnetului de acționare a DPP, etapa a III-a a regimului dinamic trebuie suprimată, iar etapa a II-a scurtată de la t_2 la t_3' .

3.4. Ecuațiile regimului dinamic

Ecuațiile clasice din dinamica electromagneților sînt /39/,

/45/:

$$U = iR + \frac{d\psi(x,i)}{dt} \quad (3.11)$$

$$F = -\left(\frac{\partial W_m}{\partial x}\right)_{\psi=ct} = \left(\frac{\partial W_m}{\partial x}\right)_{i=ct} = -\frac{\partial}{\partial x} \int_0^{\psi} i d\psi = \frac{\partial}{\partial x} \int_0^i \psi di \quad (3.12)$$

$$F = m \frac{d^2x}{dt^2} + r \frac{dx}{dt} + k_R x + F_r + \mu F_n \quad (3.13)$$

Notațiile din aceste ecuații au următoarele semnificații:

U - tensiunea la borne; i - curentul; ψ - fluxul magnetic (de înlănțuire magnetică); R - rezistența electrică a înfășurării; x - poziția armăturii mobile; F - forța dezvoltată de electromagnet; W_m - energia înmagazinată în câmpul electromagnetic; m - masa părților în mișcare; r - coeficient de amortizare a oscilației armăturii; depinde de mediul în care se realizează deplasarea armăturii; k_R - constante resortului antagonist; F_r - forța rezistentă (sarcina); F_n - forța de frecare.

Modelul fizic pe baza căruia s-au scris ecuațiile (3.11), (3.12) și (3.13), este prezentat în figura 3.8.

Dacă considerăm acest sistem fizic drept un sistem electromecanic cu două grade de libertate, unul electric, coordonata generalizată fiind curentul electric "i", sau sarcina electrică "q" și celălalt mecanic, coordonata generalizată fiind poziția "x" a armăturii mobile, atunci ecuațiile de bază din dinamica electromagneților se pot scrie sub forma unor ecuații de tip Lagrange /34/. Modul de scriere a acestor ecuații este prezentat în Anexa 1.

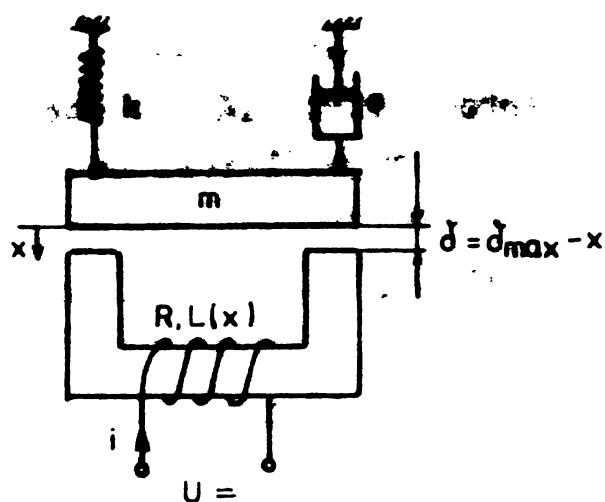


Fig.3.8. Modelul fizic al unui electromagnet.

3.5. Calculul regimului dinamic.

3.5.1. Extinderea teoremelor forțelor generalizate.

Teoremele forțelor generalizate sînt folosite în mod clasic pentru calcularea acțiunilor ponderometrice ale cîmpurilor electromag. (deci și a forțelor de atracție dezvoltate de electromagneți). În Anexa 2 sînt prezentate cele două teoreme clasice ale forțelor generalizate.

În /87/ este prezentată o interesantă generalizare a celor două teoreme clasice a forțelor generalizate, pentru distribuții continue de sarcini și curenți, pentru o infinitate de grade de libertate și pentru medii în general neliniare.

În prezentul paragraf se demonstrează o nouă teoremă a forțelor generalizate, pe care autorul a denumit-o "cea de-a treia teoremă a forțelor generalizate".

Se pornește de la observația că cele două teoreme ale forțelor generalizate se deduc pe baza particularizării termenilor ecuației (vezi Anexa 2):

$$\sum_{k=1}^n i_k d\phi_k = dW_m + \delta A \quad (3.14)$$

considerîndu-se că deplasarea elementară se efectuează la $\phi_k = ct$, condiție în care termenul

$\sum_{k=1}^n i_k \cdot d\phi_k$, reprezentînd energia primită de la rețea, este nul, respectiv la $i_k = ct$, condiția în care avem egalitatea /12/: $dW_m = \delta A$, ceea ce înseamnă că energia primită de la rețea: $\sum_{k=1}^n i_k \cdot d\phi_k$ se împarte în mod egal între variația ener-

giei câmpului electromagnetic și variația lucrului mecanic elementar efectuat de forțele din câmpul magnetic.

Pentru cea de-a treia teoremă a forțelor generalizate se consideră că deplasarea elementară virtuală are loc astfel încât energia câmpului electromagnetic W_m nu se modifică, deci termenul dW_m din ecuația (3.14) este nul.

Scriind relația (3.14) sub forma (vezi Anexa 2):

$$dW_m + \delta A = \sum_{K=1}^n (e_{iK} \cdot i_K \cdot dt - r_K \cdot i_K^2 dt) = \delta W \quad (3.15)$$

în care δW reprezintă energia primită de la rețea în intervalul de timp dt , mai puțin pierderile prin efect Joule-Lentz, se observă că în conformitate cu condiția $dW_m = 0$ relația devine:

$$\delta A = \sum_{K=1}^n (e_{iK} \cdot i_K \cdot dt - r_K \cdot i_K^2 dt) = \delta W \quad (3.16)$$

Intr-o astfel de deplasare elementară virtuală în care $dW_m = 0$, rezultă că lucrul mecanic se realizează în exclusivitate în contul energiei primite de la surse, din care se scad pierderile prin efect Joule-Lentz, sau altfel spus, energia care se absoarbe de la surse, mai puțin pierderile prin efect Joule-Lentz este transformată integral în lucru mecanic. Energia câmpului electromagnetic rămâne nemodificată pe întreg parcursul deplasării elementare virtuale.

Conform relației (A 2.11) (Anexa 2) rezultă că deplasarea elementară considerată pentru care $W_m = ct$, respectiv $dW_m = 0$ are loc în condițiile în care:

$$\frac{1}{2} \sum_{K=1}^n \phi_K \cdot i_K = ct \quad (3.17)$$

egalitate ce se verifică întotdeauna dacă: $\phi_K \cdot i_K = ct$ (3.18)

Așadar, conform celei de-a treia teoreme a forțelor generalizate, deplasarea elementară virtuală dx_j se efectuează sub acțiunea forței generalizate X_j , considerându-se $i_K \cdot \phi_K = ct$.

Dacă se notează:

$$\delta W = \sum_{K=1}^n i_K \cdot d\phi_K \quad (3.19)$$

și se are în vedere că în condiția (3.18) ecuațiile (3.14), respectiv (3.15) se scriu:

$$\delta A = F_j \cdot \delta x_j; \text{ pentru } x_{n \neq j} = ct \quad (3.20)$$

Rezultă:

$$P_j = \left(\frac{\delta W}{\delta x_j} \right)_{(\phi_K \cdot i_K) = ct} ; \quad (3.21)$$

Deoarece energia δW absorbită de la surse de sistemul de circuite în condiția (3.18), servește numai pentru efectuarea la lucru mecanic, rezultă în mod intuitiv că această energie este funcție numai de coordonatele generale x_j , fapt care se demonstrează matematic astfel:

Conform ecuațiilor lui Maxwell /56/ condiția (3.18) se scrie:

$$\phi_K \cdot i_K = \phi_K \cdot \sum_{\lambda=1}^n \Gamma_{K\lambda} \cdot \phi_\lambda = c_K ; \quad K = 1 \dots n \quad (3.22)$$

unde $\Gamma_{K\lambda} = \frac{1}{L_{K\lambda}}$ depind numai de coordonatele generale x_j ; $j=1, \dots, n$, iar c_K sînt constante.

Ecuațiile sistemului (3.22) sînt liniar independente, deoarece fiecare ecuație conține un termen specific: $\Gamma_{KK} \cdot \phi_K^2$, care nu poate fi obținut din combinarea celorlalte.

În consecință, din sistemul (3.22) rezultă:

$$\phi_K = \phi_K(c_1, c_2, \dots, c_n, x_1, x_2, \dots, x_n) \quad (3.23)$$

Din (3.23) se obține:

$$d\phi_K = \sum_{j=1}^m \frac{\partial \phi_K}{\partial x_j} dx_j \quad (3.24)$$

și deci:

$$\delta A = \delta W = \sum_{k=1}^n i_K \cdot d\phi_K = \sum_{k=1}^n i_K \sum_{j=1}^m \frac{\partial \phi_K}{\partial x_j} dx_j \Big|_{i_K \cdot \phi_K = ct} \quad (3.25)$$

Deoarece:

$$\delta A = \sum_{J=1}^m P_J \cdot dx_J \quad (3.26)$$

iar coordonatele generale sînt variabile independente, din relațiile (3.25) și (3.26) rezultă:

$$P_j = \sum_{k=1}^n i_K \left(\frac{\partial \phi_K}{\partial x_j} \right) \Big|_{\phi_K \cdot i_K = ct} \quad (3.27)$$

În mod similar, scriind condiția (3.18) sub forma:

$$i_K \cdot \phi_K = i_K \sum_{\lambda=1}^n L_{\lambda K} \cdot i_\lambda = c_K ; \quad K = 1, \dots, n \quad (3.28)$$

cu aceleași observații pentru sistemul (3.28) ca și pentru sistemul (3.22), rezultă:

$$i_K = i_K(c_1, c_2, \dots, c_n, x_1, x_2, \dots, x_n) \quad (3.29)$$

și deci:

$$di_K = \sum_{j=1}^n \frac{\partial i_K}{\partial x_j} dx_j \quad (3.30)$$

Observînd că prin derivarea relației (3.17) se obține:

$$\sum_{k=1}^n i_K d\phi_K = - \sum_{k=1}^n \phi_K \cdot di_K \quad (3.31)$$

din (3.19), (3.26), (3.30) și (3.31) rezultă:

$$F_j = - \sum_{k=1}^n \phi_K \left(\frac{\partial i_K}{\partial x_j} \right) \quad i_K \cdot \phi_K = ct \quad (3.32)$$

Relația (3.32) de definire a energiei $\int W$, împreună cu relațiile (3.20), (3.27), (3.32) arată că în condiția (3.18) energia $\int W$ este o diferențială totală, astfel încît relația (3.21) se poate scrie:

$$F_j = \left(\frac{\partial W}{\partial x_j} \right) \quad \phi_K \cdot i_K = ct, \quad \text{pentru } x_{h \neq j} = ct. \quad (3.33)$$

Conform relației (3.33), în condițiile specificate, cea de-a treia teoremă a forțelor generalizate se poate enunța astfel:

Forța generalizată F_j , care se exercită după coordonata generalizată x_j este egală cu derivata în raport cu coordonata generalizată x_j a energiei primită de la surse, mai puțin pierderile prin efect Joule-Lenz, derivată efectuată la $\phi_K \cdot i_K = ct$.

Din relația (3.14), scrisă pe baza bilanțului energetic general al sistemului, precum și din relația (3.26) și (A2.11), (Anexa 2), se obține:

$$\sum_{j=1}^n F_j \cdot dx_j = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n (i_K \cdot d\phi_K) \quad (3.34)$$

Avînd în vedere relațiile (3.24) și (3.30), rezultă că în condițiile celei de-a treia teoreme a forțelor generalizate se poate scrie o expresie generală a forței F_j dezvoltate de-a lungul coordonatei x_j :

$$F_j = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n i_K \cdot \frac{\partial \phi_K}{\partial x_j} - \phi_K \frac{\partial i_K}{\partial x_j} \quad (3.35)$$

Dacă în această relație considerăm succesiv $\phi_K = ct$, $i_K = ct$ și $\phi_K \cdot i_K = ct$, obținem toate cele trei relații ale teoremelor forțelor generalizate, sub forma:

$$\begin{aligned}
 F_j &= \frac{1}{2} \left(\sum_{k=1}^n i_k \frac{\partial \phi_k}{\partial x_j} \right)_{i_k=ct} - \frac{1}{2} \left(\sum_{k=1}^n \phi_k \frac{\partial i_k}{\partial x_j} \right)_{\phi_k=ct} \\
 &= \left(\sum_{k=1}^n i_k \frac{\partial \phi_k}{\partial x_j} \right)_{i_k \cdot \phi_k = ct} = - \left(\sum_{k=1}^n \phi_k \frac{\partial i_k}{\partial x_j} \right)_{i_k \cdot \phi_k = ct}
 \end{aligned}
 \tag{3.36}$$

Relația (3.35) evidențiază caracterul unitar al celor trei teoreme ale forțelor generalizate, subliniind faptul că cea de-a treia teoremă a forțelor generalizate se alătură în mod firesc primelor două.

3.5.2. Calculul forței dezvoltate de un electromagnet utilizând cea de-a treia teoremă a forțelor generalizate.

Considerăm electromagnetul al cărui model fizic este prezentat în figura 3.8. Inductivitatea $L(x)$ a acestui electromagnet se definește astfel [9]:

$$L(x) = \frac{\Psi}{i} \tag{3.37}$$

Efectuând derivata în raport cu coordonata x a ecuației (3.37) se obține:

$$\frac{dL}{dx} = \frac{i \frac{d\Psi}{dx} - \Psi \frac{di}{dx}}{i^2} \tag{3.38}$$

Insumând ecuațiile (3.27) și (3.32), ce exprimă forța generalizată conform celei de-a treia teoreme a forțelor lagrangiene (vezi paragraful 3.5.1) avînd în vedere că pentru electromagnetul considerat numărul circuitelor este $n=1$, iar numărul coordonatelor generalizate este $m=1$, se obține:

$$F = \frac{1}{2} \left(i \frac{d\Psi}{dx} - \Psi \frac{di}{dx} \right) \tag{3.39}$$

Din (3.38) și (3.39) rezultă:

$$F = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{dx} \tag{3.40}$$

Aceeași expresie pentru forță se obține și prin utilizarea pentru calculul acestuia a teoremelor clasice ale forțelor generalizate [39], ceea ce confirmă deplina valabilitatea a celei de-a treia

teoreme a forțelor generalizate.

3.5.3. Inductivitatea „de mișcare”.

Pentru un circuit electric parcurs de curentul i se creează fluxul magnetic ψ în literatura de specialitate [9], [12], [56], se definesc, pe curba de magnetizare $\psi = f(i)$, următoarele inductivități:

- inductivitatea „statică”:

$$L = \frac{\psi}{i} \quad (3.41)$$

- inductivitatea dinamică:

$$L_d = \frac{d\psi}{di} \quad (3.42)$$

Dacă fluxul ψ se închide prin medii neliniare, inductivitatea dinamică diferă de cea statică, cum este cazul mediilor feromagnetice în care intervine saturația.

Deoarece inductivitatea L depinde de dimensiunile geometrice ale mediilor prin care se închide fluxul ψ , rezultă că prin modificarea uneia din aceste dimensiuni se poate obține, pentru același circuit electric, o familie de caracteristici (curbe) de magnetizare, a cărui parametru este dimensiunea geometrică respectivă. Fie „ x ” o astfel de dimensiune. Considerăm un regim dinamic caracterizat prin modificarea în timp a parametrului x de la valoarea x_1 la valoarea x_2 , x_1 fiind valoarea curentă a parametrului. Trecerea de la caracteristica de magnetizare corespunzătoare lui x_1 la cea corespunzătoare lui x_2 se face prin intersectarea succesivă a caracteristicilor de magnetizare corespunzătoare valorilor curente x_1 ale parametrului, descriindu-se astfel o curbă $\psi = f(i)$ „de mișcare”, ce intersectează caracteristicile de magnetizare corespunzând valorilor curente x_1 . Pe această curbă „de mișcare” se poate defini inductivitatea „de mișcare” L_m asemănător modului în care se definește inductivitatea dinamică pe curba de magnetizare:

$$L_m = \frac{d\psi}{di} \quad (3.43)$$

Pentru a pune mai bine în evidență diferența dintre inductivitatea „de mișcare” și cea dinamică L_d se pornește de la observația că L_d este definită în condiția:

$$\psi = \psi(i) \quad (3.44)$$

iar L_m este definită în condiția:

$$\psi = \psi(i, x) \quad (3.45)$$

Diferențiala funcției (3.45) este:

$$d\psi = \frac{\partial \psi}{\partial i} di + \frac{\partial \psi}{\partial x} dx \quad (3.46)$$

și prin urmare, din (3.46) rezultă pentru inductivitatea „de mișcare” expresia:

$$L_m = \frac{d\psi}{di} = \frac{\partial\psi}{\partial i} + \frac{\partial\psi}{\partial x} \cdot \frac{dx}{di} \quad (3.47)$$

Dacă mediul prin care se închide fluxul ψ este neliniar avînd permeabilitatea magnetică μ variabilă, atunci inductivitatea L_d se definește în condiția:

$$\psi = \psi(i, \mu) \quad (3.48)$$

iar inductivitatea L_m se definește în condiția:

$$\psi = \psi(i, x, \mu) \quad (3.49)$$

Prin diferențiere, din (3.48) se obține:

$$d\psi = \frac{\partial\psi}{\partial i} di + \frac{\partial\psi}{\partial \mu} d\mu \quad (3.50)$$

iar din (3.49) rezultă:

$$d\psi = \frac{\partial\psi}{\partial i} di + \frac{\partial\psi}{\partial x} dx + \frac{\partial\psi}{\partial \mu} d\mu \quad (3.51)$$

Ca urmare, în condițiile unui mediu neliniar, din (3.50) și (3.51), conform definițiilor (3.42) și (3.43) obținem pentru cele două tipuri de inductivități, dinamică, respectiv „de mișcare” expresiile:

$$L_d = \frac{d\psi(i, \mu)}{di} = \frac{\partial\psi}{\partial i} + \frac{\partial\psi}{\partial \mu} \cdot \frac{d\mu}{di} \quad (3.52)$$

$$L_m = \frac{d\psi(i, x, \mu)}{di} = \frac{\partial\psi}{\partial i} + \frac{\partial\psi}{\partial x} \cdot \frac{dx}{di} + \frac{\partial\psi}{\partial \mu} \cdot \frac{d\mu}{di} \quad (3.53)$$

Figura 3.9 este explicativă pentru semnificația calitativă și cantitativă a celor trei tipuri de inductivități definite anterior. În figură s-a considerat că trecerea de pe caracteristica de magnetizare 1 ce corespunde valorii x_1 a parametrului, pe curba de magnetizare 2, ce corespunde valorii x_2 a parametrului se face din punctul $M_1(\psi_1, i_1)$ pînă în punctul $M_2(\psi_2, i_2)$, descriindu-se curba „de mișcare” 3. $M_1(\psi_1, i_2)$ fiind punctul curent, situat pe caracteristica de magnetizare 4 corespunzătoare valorii curențe x_1 a parametrului.

Conform definițiilor (3.41), (3.42) și (3.43), respectiv (3.52), (3.53), pentru punctul curent al regimului dinamic prezentat în figura 3.9, se poate scrie:

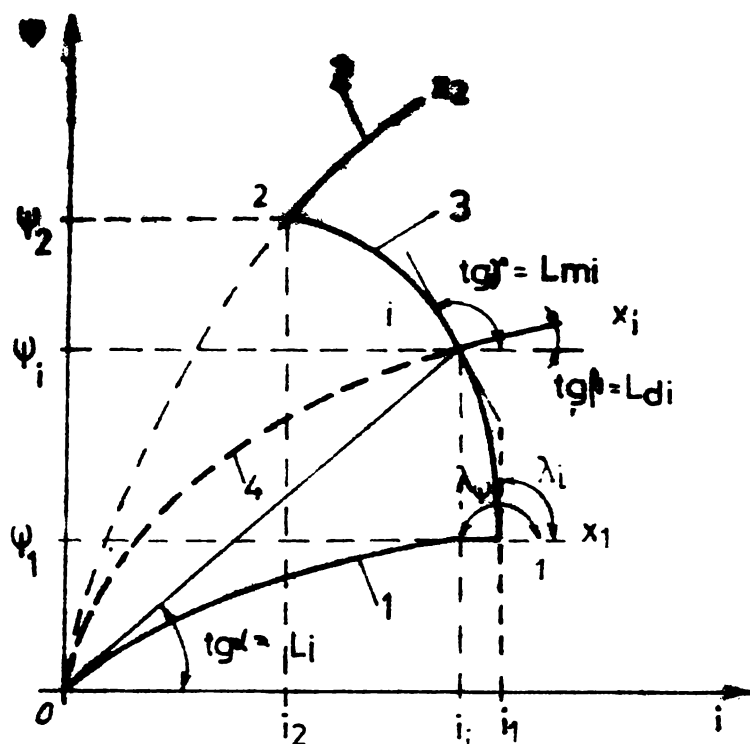


Fig. 3.9. Explicativă pentru modul de definire a inductivității "de mișcare".

$$L_i = \operatorname{tg} \alpha \quad (3.54)$$

$$L_{di} = \operatorname{tg} \beta \neq L_i \quad (3.55)$$

$$L_{mi} = \operatorname{tg} \delta \neq L_{di} \neq L_i \quad (3.56)$$

Se observă că pentru un regim dinamic particular, spre exemplu un regim tranzitoriu electric, în care $x=ct$, ec.(3.53) trece în ec.(3.52), iar dacă mediul este liniar, ec.(3.52) trece în ecuația (3.41).

Așadar, inductivitatea „de mișcare” constituie o exprimare mai generală a noțiunii de inductivitate; inductivitățile de tip clasic L și L_d se regăsesc din inductivitatea de mișcare pentru cazuri particulare ale regimului dinamic.

Pentru a pune în evidență modul în care inductivitatea „de mișcare” intervine în ecuațiile regimului dinamic se derivează funcția (3.49) în raport cu timpul, obținându-se:

$$\frac{d\Psi}{dt} = \frac{\partial \Psi}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial \Psi}{\partial x} \cdot \frac{dx}{dt} + \frac{\partial \Psi}{\partial \mu} \cdot \frac{d\mu}{dt} \quad (3.57)$$

Prin înmulțirea ecuației (3.53) cu $\frac{di}{dt}$ se obține:

$$\frac{di}{dt} = \frac{U}{R} - \frac{di}{dt} \cdot \frac{\partial \Psi}{\partial i} + \frac{\partial \Psi}{\partial x} \cdot \frac{dx}{dt} + \frac{\partial \Psi}{\partial \mu} \cdot \frac{d\mu}{dt} \quad (3.58)$$

Comparând (3.57) cu (3.58) rezultă:

$$\frac{d\psi}{dt} = L_m \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.59)$$

Așadar, în regim dinamic, ecuația:

$$U - Ri = \frac{d\psi}{dt} \quad (3.60)$$

conform (3.59) se poate scrie:

$$U - Ri = L_m \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.61)$$

Dacă regimul dinamic se analizează pe porțiuni pe care L_m este constantă, atunci soluția ecuației (3.61) pentru astfel de porțiuni, este:

$$i = \frac{U}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}} \right) + i_1 \cdot e^{-\frac{t}{T_m}} \quad (3.62)$$

în care: i_1 este curentul la începutul regimului dinamic;

$$T_m = \frac{L_m}{R} \quad (3.63)$$

este constanta de timp după care evoluează regimul dinamic pe porțiunea considerată. Ecuația (3.62) este asemănătoare formal ecuației (3.4), cu diferența că aici L_m reprezintă inductivitatea „de mișcare”, definită conform relațiilor (3.43), respectiv (3.53)

Pentru regimul dinamic caracterizat prin $L_m = ct$ se poate scrie:

$$d\psi = L_m \cdot di = d(L_m \cdot i) \quad (3.64)$$

Din care rezultă:

$$\psi = L_m \cdot i + C \quad (3.65)$$

unde C este o constantă ce se determină din condiții la limită, rezultînd:

$$\psi = \psi_1 + L_m (i - i_1) \quad (3.66)$$

unde ψ_1 , i_1 , este fluxul, respectiv curentul la începutul regimului dinamic considerat.

Așadar, inductivitatea „de mișcare” intervine în ecuațiile regimului dinamic similar medului în care inductivitatea intervine în ecuațiile regimului transitoriu. Pe porțiunile pe care L_{mK} se poate aproxima ca fiind constantă se pot scrie soluții analitice pentru caracteristicile regimului dinamic.

Conform definițiilor (3.41) și (3.43), respectiv (3.53) forța generalizată dată de (3.35), în condițiile teoremelor forțelor generalizate, respectiv în condițiile (3.23) și (3.29), se scrie:

$$F_j = \frac{1}{2} \sum_{K=1}^n i_K \frac{\partial \Psi_K}{\partial x_j} \left(1 - \frac{L_K}{L_{mK}}\right) \Big|_{x_{h \neq j} = ct} \quad (3.67)$$

sau:

$$F_j = - \frac{1}{2} \sum_{K=1}^n \Psi_K \cdot \frac{\partial i_K}{\partial x_j} \left(1 - \frac{L_{mK}}{L_K}\right) \Big|_{x_{h \neq j} = ct} \quad (3.68)$$

Din analiza relațiilor (3.67), (3.68), rezultă următoarele:

a) Pentru un regim caracterizat prin $\Psi_K = ct$, conform fig.

3.9, avem :

$$L_{mK} = \operatorname{tg} \lambda_{\Psi} = 0 \quad (3.69)$$

$L_K \neq 0$ și prin urmare relația (3.68) ne conduce la prima teoremă a forțelor generalizate, în timp ce relația (3.67) este o nedeterminare de forma $0 \cdot \infty$.

Constanta de timp T_{Ψ} a regimului dinamic în acest caz este:

$$T_{\Psi} = \frac{L_{mK}}{R} = 0 \quad (3.70)$$

ceea ce semnifică faptul că un astfel de regim (virtual) se realizează instantaneu.

b) Pentru un regim caracterizat prin $i_K = ct$, conform fig. 3.9, avem:

$$L_{mK} = \operatorname{tg} \lambda_{i} = \infty \quad (3.71)$$

$L_K \neq 0$ și prin urmare relația (3.67) ne conduce la cea de-a doua teoremă a forțelor generalizate, în timp ce relația (3.68) este o nedeterminare de forma $0 \cdot \infty$.

Constanta de timp T_i a regimului dinamic în acest caz este:

$$T_i = \frac{L_{mK}}{R} = \infty \quad (3.72)$$

ceea ce semnifică faptul că un astfel de regim (virtual) se realizează numai la o modificare infinit incesă a parametrului x .

Rezultă că în mod real regimurile dinamice nu se pot realiza la $\psi = ct$, sau $i = ct$, aşadar teoremele forţelor generalizate nu pot oferi soluţii analitice care să descrie, spre exemplu, evoluţia în timp a forţei dezvoltate de electromagnet, ci oferă doar relaţii ce exprimă legături momentane între forţă şi alte mărimi electrice şi mecanice ce caracterizează regimul dinamic.

Deoarece regimurile dinamice la $\psi = ct$, respectiv $i = ct$ nu sînt reale, ci doar ipotetice, de calcul, rezultă că pentru cea de a treia teoremă a forţelor generalizate, nu se pune problema ca regimul $\psi = ct$ să fie real, acest regim fiind şi el virtual, de calcul.

c) Pentru un regim caracterizat prin $i_K \cdot \psi_K = ct$, ţinînd cont că:

$$-i_K \cdot \frac{\partial \psi_K}{\partial x_j} + \psi_K \cdot \frac{\partial i_K}{\partial x_j} = 0 \quad \Big|_{x_{h \neq j} = ct} \quad (3.73)$$

şi deci:

$$1 + \frac{L_K}{L_{mK}} = 0 \quad (3.74)$$

prin înlocuirea relaţiilor (3.73) şi (3.74) în (3.67) şi (3.68) obţinem cea de-a treia teoremă a forţelor generalizate, dată de relaţiile (3.27), (3.32).

Din relaţia (3.74) rezultă că într-un regim dinamic caracterizat prin $i_K \cdot \psi_K = ct$, inductivitatea „de mişcare” L_{mK} este egală şi de semn contrar cu inductivitatea „statică” L_K :

$$L_{mK} = -L_K \quad (3.75)$$

ceea ce înseamnă că şi „constantă” de timp a unui astfel de regim dinamic, care de fapt este variabilă, este succesiv egală şi de semn contrar cu constantele de timp ale regimurilor tranzitorii electrice corespunzătoare valorilor parametrului x .

Referitor la inductivitatea „de mişcare” definită prin (3.53) şi reprezentată în fig.3.9, se observă că ea intervine în formula forţei dezvoltate în regim dinamic, avînd valori între 0 şi $\pm \infty$, depinzînd esenţial de caracterul regimului (care poate fi: $\psi = ct$, $i = ct$, $\psi \cdot i = ct$, sau în realitate un regim oarecare).

Influenţa inductivităţii „de mişcare” asupra variaţiei forţei dezvoltate de un electromagnet (fig.3.8) pe parcursul regimului dinamic se poate aprecia mai bine pe baza următorului raţionament: Se cunoaşte că valoarea momentană a forţei este proporţională

cu pătratul fluxului magnetic:

$$F = \frac{1}{2} k_f \cdot \psi^2 \quad (3.76)$$

factorul de proporționalitate k_f nefiind dependent de mărimea coordonatei generalizate x .

Pentru două momente j și $j+1$ ale regimului dinamic se poate scrie:

$$F_j = \frac{1}{2} k_f \psi_j^2 \quad (3.77)$$

$$F_{j+1} = \frac{1}{2} k_f \psi_{j+1}^2$$

și cu notațiile:

$$L_m = \frac{\Delta \psi}{\Delta i}$$

$$\Delta \psi = \psi_{j+1} - \psi_j \quad (3.78)$$

$$\Delta i = i_{j+1} - i_j$$

$$\psi_m = \frac{\psi_{j+1} + \psi_j}{2}$$

obținem:

$$\Delta F = F_{j+1} - F_j = \frac{1}{2} k_f (\psi_{j+1} + \psi_j) (\psi_{j+1} - \psi_j) = k_f \cdot \psi_m \cdot L_m \cdot \Delta i \quad (3.79)$$

Rezultă că în regim dinamic variația forței ΔF pentru o anumită variație a curentului Δi din înfășurarea de alimentare este proporțională cu valoarea medie a fluxului magnetic ψ_m și cu inducțivitatea „de mișcare” L_m .

3.5.4. Influenta fluxului de dispersie asupra forței dezvoltate de electromagnet.

Pentru electromagnetul conform modelului fizic din fig.3.8, caracterizat printr-un singur circuit magnetic ($n=1$) și o singură coordonată generalizată ($j=1$) ecuațiile regimului dinamic (3.34) și (3.35) se scriu:

$$\oint A = \frac{1}{2} (i d\psi - \psi di) \quad (3.80)$$

$$P = \frac{1}{2} \left(i \frac{d\psi}{dx} - \psi \frac{di}{dx} \right) \quad (3.81)$$

Având în vedere că prin diferențierea funcției (3.41) se obține:

$$dL = \frac{i d\psi - \psi di}{i^2} \quad (3.82)$$

din (3.80) și (3.82) rezultă pentru variația lucrului mecanic expresia:

$$\oint A = \frac{1}{2} i^2 dL \quad (3.83)$$

Deoarece inductivitatea L este funcție numai de coordonata x se poate scrie:

$$\frac{dL}{dx} = \frac{i \cdot \frac{d\psi}{dx} - \psi \frac{di}{dx}}{i^2} \quad (3.84)$$

Din (3.81) și (3.84) rezultă pentru forța dezvoltată de electromagnet:

$$P = \frac{1}{2} \cdot i^2 \frac{dL}{dx} \quad (3.85)$$

Dacă se consideră / 28 /, / 39 / :

$$\psi = \psi_p + \psi_d \quad (3.86)$$

$$L_s = L_p + L_d \quad (3.87)$$

unde ψ_p este fluxul principal (util), ψ_d este fluxul de dispersie, L_p inductivitatea principală, L_d inductivitatea de disper-

sie, atunci ecuația (3.80) se mai poate scrie:

$$\delta A = \frac{1}{2} (i \frac{d\psi_p}{dx} - \psi_p \frac{di}{dx}) + \frac{1}{2} (i \frac{d\psi_d}{dx} - \psi_d \frac{di}{dx}) \quad (3.88)$$

iar (3.83) se scrie:

$$\delta A = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL_p}{dx} + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL_d}{dx} \quad (3.89)$$

și în mod similar, din ecuațiile (3.81), (3.85) se obține:

$$F = \frac{1}{2} (i \frac{d\psi_p}{dx} - \psi_p \frac{di}{dx}) + \frac{1}{2} (i \frac{d\psi_d}{dx} - \psi_d \frac{di}{dx}) \quad (3.90)$$

respectiv:

$$F = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL_p}{dx} + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL_d}{dx} \quad (3.91)$$

Ecuațiile (3.88), (3.89), respectiv (3.90), (3.91) arată că electromagnetul dezvoltă lucrul mecanic, respectiv forță dacă avem variații ale inductivității principale, sau de dispersie, respectiv variații ale ambelor inductivități, care se pot obține numai prin deformarea (deplasarea) elementelor circuitului magnetic după o coordonată anume. Se constată că în regimul staționar sau quasistaționar, în care curentul i este cunoscut, problema determinării lucrului mecanic și forței dezvoltate de electromagnet se reduce la calculul variației inductivității în raport cu coordonata care interesează. Problema se pune fundamental schimbat în cazul regimului dinamic, deoarece variația inductivității atrage după sine variația curentului și ca urmare ecuațiile (3.90), (3.91) exprimă valorile momentane ale forței dezvoltate de electromagnet, care pot fi determinate numai dacă se pot calcula atât valorile momentane ale variației inductivității cât și ale curentului, determinări care nu se pot face riguros decât prin metode grafice sau numerice.

Ecuațiile (3.88), ... (3.91) arată că și energia câmpului magnetic de dispersie poate contribui la crearea de lucru mecanic, respectiv a forței de stragere a armăturii mobile, în măsura în care inductivitatea de dispersie variază în raport cu coordonata în lungul căreia se produce deplasarea armăturii mobile. Altfel spus, rezultă că pe parcursul unui proces dinamic, odată cu deplasarea armăturii mobile, o parte din energia înmagazinată în câmpul magnetic de dispersie este transferată în câmpul magnetic principal, contribuind la crearea de lucru mecanic.

De regulă însă, termenii dL_d , respectiv $\frac{dL_d}{dx}$ din

ecuațiile (3.89) respectiv (3.91) sînt mult mai mici decît dL_p , respectiv $\frac{dL_p}{dx}$ și ca atare se pot deseori neglija, considerîndu-se că lucrul mecanic și respectiv forța dezvoltate de electromagnet, depind, în principal, de variația inductivității, respectiv a fluxului principal.

3.5.5. Regimul tranzitoriu electric.

Calculul regimului dinamic de funcționare a unui electromagnet se face în mod diferit pentru etapele I, III, IV și VI (vezi paragraful 3.31) în care avem doar un regim tranzitoriu electric, comparativ cu etapele a II-a și a V-a în care regimul tranzitoriu electric se suprapune peste regimul tranzitoriu mecanic.

Astfel, pentru etapele I, III, IV și VI se obțin pentru curent și forță expresiile analitice clasice corespunzătoare regimului tranzitoriu electric de la conectarea unui electromagnet.

Pentru calculul acestui regim se fac în general următoarele ipoteze simplificatoare:

- a) Se neglijează fenomenul de histereză;
- b) Se neglijează căderea de tensiune magnetică în fier;
- c) Se neglijează câmpul magnetic de dispersie și se linia-
rizează, pe porțiuni, dependența $\Psi = \Psi(i)$, astfel încît înlănțui-
rea magnetică se scrie/51 /:

$$\Psi = \frac{N^2 \mu_0 S}{2} \cdot \frac{i}{\delta} = L' \frac{i}{\delta} \quad (3.92)$$

în care s-a notat:

$$L' = \frac{N^2 \mu_0 S}{2} \quad (3.93)$$

N fiind numărul de spire al bobinei electromagnetului, S suprafața polilor acestuia, iar μ_0 permeabilitatea magnetică a întregului fierului.

Pentru etapa I a regimului dinamic, avînd în vedere că $\delta = \delta_{\max} = ct$, ecuațiile (3.11) și (3.12) se scriu:

$$U - iR = \frac{L'}{\delta_{\max}} \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.94)$$

$$F = \frac{\partial}{\partial \delta} \int_0^i \Psi(\delta, i) di \quad (3.95)$$

Soluțiile acestor ecuații pentru etapa I a regimului dinamic sînt:

$$i = \frac{U}{R} \left(1 - e^{-\frac{R \cdot \delta_{\max}}{L'} t} \right) \quad (3.96)$$

$$P = \frac{1}{2} \frac{L'}{\delta_{\max}^2} i^2 \quad (3.97)$$

În mod similar, pentru etapa a III-a a regimului dinamic ($\delta = \delta_{\min} = ct$) (vezi fig.3.2), soluțiile pentru variația în timp a curentului și forței dezvoltate de electromagnet sînt:

$$i = i_2 e^{-\frac{R \cdot \delta_{\min}}{L'} (t-t_2)} + \frac{U}{R} (1 - e^{-\frac{R \cdot \delta_{\min}}{L'} (t-t_2)}) \quad (3.98)$$

$$P = -\frac{1}{2} \frac{L'}{\delta_{\min}^2} i^2 \quad (3.99)$$

La fel pentru etapa a IV-a ($\delta = \delta_{\min} = ct$, $U=0$, $t > t_3$ se scrie:

$$i = i_3 e^{-\frac{R \cdot \delta_{\min}}{L'} (t-t_3)} \quad (3.100)$$

$$P = \frac{1}{2} \frac{L'}{\delta_{\min}^2} i^2 \quad (3.101)$$

iar pentru etapa a VI-a ($\delta = \delta_{\max} = ct$, $U=0$, $t > t_5$ se obține:

$$i = i_5 e^{-\frac{R \cdot \delta_{\max}}{L'} (t-t_5)} \quad (3.102)$$

$$P = \frac{1}{2} \frac{L'}{\delta_{\max}^2} i^2 \quad (3.103)$$

Pentru DPP, regimul de lucru (acionarea propriu-zisă) corespunde etapei a II-a a regimului dinamic al electromagnetului, etapă în care armătura mobilă se deplasează, nereușindu-se pînă în prezent să se scrie pentru această etapă expresii analitice pentru variația mărimilor ce caracterizează regimul dinamic. S-au utilizat însă o serie de metode aproximative, atât analitice, cît și grafice.

3.5.6. Soluționarea aproximativă analitică a ecuațiilor regimului dinamic.

Pentru soluționarea aproximativă analitică a ecuațiilor (3.11), (3.12), (3.13) se realizează aproximarea analitică a uneia dintre necunoscute.

Se obișnuiește să se aproximeze poziția "x" a armăturii mobile, prin formula următoare / 34/:

$$x(t) = \int_{\max} - \frac{at^2}{2} \quad (3.104)$$

"a" fiind accelerația armăturii, presupusă constantă, iar "t" timpul.

Această metodă de soluționare a ecuațiilor regimului dinamic introduce o anumită eroare de metodă. Astfel, considerându-se accelerația constantă, rezultă că regimul de mișcare este stabilit (fixat) fără nici o corelație a acestuia cu variația în regim dinamic a mărimilor electrice. Un caz simplu poate evidenția eroarea introdusă de această metodă. Presupunem armătura electromagnetului liberă (deci în ecuația (3.3) avem: $r = k = F_r = \mu F_n = 0$). Ecuația mișcării, conform acestei ipoteze este:

$$F = m \frac{d^2x}{dt^2} = m \cdot a \quad (3.105)$$

Accelerația "a" fiind presupusă constantă, rezultă că și forța F dezvoltată de electromagnet este constantă pe parcursul acționării, ceea ce nu se verifică experimental, forța, ca și accelerația avînd o variație funcție de timp și întrefier (vezi capitolul VI).

Soluționarea aproximativă analitică a regimului dinamic a unui electromagnet, prin considerarea unei accelerații constante, nu conduce la soluții de interes practic, dar ecuațiile stabilite pot constitui baza unei soluționări numerice, pe intervale, a regimului dinamic, intervale alese astfel încît pe durata lor accelerația să poată fi considerată constantă.

În literatură /45/, /59/ sînt prezentate și alte metode de soluționare aproximativă analitică a ecuațiilor regimului dinamic: metodele Moskritin, Sotskov, precum și metoda Ter-Akopov.

Se constată că metoda Ter-Akopov este o generalizare a metodelor Moskvitin și Sotskov, oferind o posibilitate rapidă de apreciere a variației în timp a principalelor mărimi ce caracterizează regimul dinamic: $\psi = \psi(t)$; $i = i(t)$; $x = x(t)$.

Eroarea de metodă depinde de tipul și de construcția electromagnetului, mai precis de dispersia acestuia, care este neglijată. Ca urmare metoda se poate utiliza în aplicațiile practice în care fluxul de dispersie se poate neglija (spre exemplu pentru valori relativ mici ale întrefierului).

De asemenea, eroarea de metodă depinde de modul în care se calculează coeficienții polinomului ce aproximează variația în

timp a fluxului magnetic și de numărul acestor coeficienți.

Creșterea preciziei metodei se poate face numai prin creșterea considerabilă a volumului de calcul analitic cerut de această metodă.

3.5.7. Soluționarea aproximativă grafică a ecuațiilor

În literatură /18/, /19/, /30/, /45/ sînt prezentate numeroase metode aproximative grafice referitoare la determinarea timpului de anclanșare t_2 , metode în care variațiile în timp ale curentului, forței dinamice și întrefierului se determină iterativ.

Aceste metode, cum sînt spre exemplu metodele Lysov și Gurnickij pot avea precizia dorită în determinarea parametrilor regimului dinamic cu condiția ca intervalele pe care se fac iterațiile să fie suficient de mici. Metodele sînt însă extrem de laborioase, iar caracterul lor grafic conduce la un timp îndelungat pentru determinarea soluțiilor regimului dinamic. Metodele grafice se pretează la transformarea lor în metode numerice, operabile cu ajutorul calculatorului.

3.5.8. Soluționarea ecuațiilor regimului dinamic prin metoda grafo-analitice.

3.5.8.1. Diagrama caracteristicilor regimului dinamic.

Pentru soluționarea riguroasă a ecuațiilor regimului dinamic prin metode grafo-analitice se folosește diagrama prezentată în figura 3.10 care cuprinde variabilele de bază determinante pentru regimul dinamic de funcționare a electromagnetului de acționare a DPP.

Semnificațiile notațiilor din figura 3.10 sînt cele de la capitolul 2.3. F_1 este valoarea forței pentru care începe mișcarea armăturii. Se utilizează modelul fizic prezentat în fig. 3.8. Coordonata generalizată va fi în cazul nostru deplasarea x .

În intervalul de timp $t \in (0, t_1)$, în care coordonata generalizată este constantă ($x=0$), în întrefier se acumulează o cantitate de energie proporțională cu aria A_{016} , iar energia totală acumulată în câmpul electromagnetic este proporțională cu aria A_{016c} . Forța dinamică se poate determina pe baza teoremelor forțelor generalizate.

Pentru momentul t_1 , la care începe mișcarea armăturii mobile, se pot scrie valorile curentului, fluxului, forței și întrefierului:

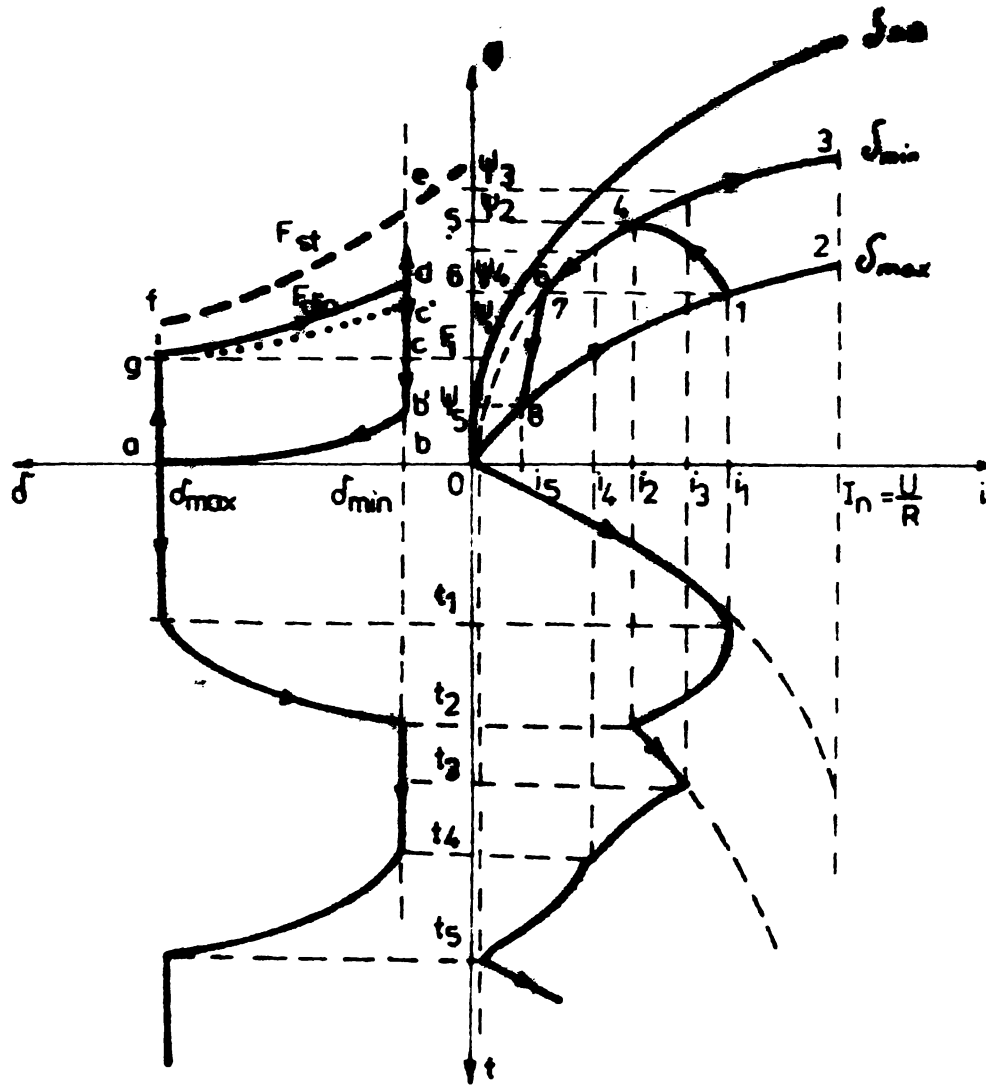


Fig.3.10. Diagrama caracteristicilor de funcționare a unui electromagnet în regim dinamic.

$$i_1 = \frac{U}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L_1} t_1} \right) \tag{3.106}$$

$$\left(\frac{d}{dt} \right)_1 = U e^{-\frac{R}{L_1} t_1} \tag{3.107}$$

$$\Psi_1 = L_1 \cdot i_1 = L_1 \cdot \frac{U}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L_1} t_1} \right) \tag{3.108}$$

$$\delta_1 = \delta_{\max} \tag{3.109}$$

$$F_1 = k \frac{i_1^2}{\delta_{\max}^2} \tag{3.110}$$

În intervalul de timp $t \in (t_1, t_2)$ are loc mișcarea armăturii mobile. Notând cu W_{m1} , respectiv W_{m2} energia acumulată în câmpul magnetic la momentele t_1 , respectiv t_2 , cu W energia primită de la rețea în intervalul de timp $t_2 - t_1$ și cu W_{mec} lucrul mecanic efectuat de armătura electromagnetului pe parcursul deplasării, se poate scrie, pe baza echivalențelor energetice:

$$W_{m2} = W_{m1} + W - W_{mec} \quad (3.111)$$

ceea ce, în diagramă înseamnă echivalența următoarelor arii:

$$A_{0450} = A_{0160} + A_{14561} - W_{mec} \quad (3.112)$$

Din (3.111) și (3.112) rezultă:

$$W_{mec} = A_{01470} \quad (3.113)$$

Așadar lucrul mecanic efectuat de electromagnetul în regim dinamic este egal cu aria $A_{01470} < A_{0230}$, A_{0230} reprezentând lucrul mecanic realizat de electromagnet la o deplasare infinit încetă a armăturii.

Deoarece:

$$A_{01470} = W_{mec} = \int_{\delta_{max}}^{\delta_{min}} F(\delta) \cdot d\delta \quad (3.114)$$

rezultă că:

$$A_{01470} = A_{abdga} \quad (3.115)$$

cu condiția ca factorul de scară al desenului să fie 1. Se observă că lucrul mecanic dezvoltat de electromagnet W_{mec} acoperă lucrul mecanic W_{mecu} efectuat de forța rezistentă (sarcina) F_r la care se adaugă energia acumulată în resort W_R și energia cinetică W_{cin} acumulată în masele în mișcare. Neglijând frecările, putem scrie:

$$W_{mec} = W_{mecu} + W_{cin} + W_R \quad (3.116)$$

Conform relației (3.116) și celor expuse la paragraful 3.3.4., rezultă că pentru graficul din figura 3.10, în care sarcina F_r am considerat-o constantă cu întrefierul, putem scrie următoarele echivalențe:

$$W_{mec} = A_{abdga} = A_{1170} \quad (3.117)$$

$$W_{mec} = A_{abdga} = A_{01470} = A_{abb'a} \quad (3.118)$$

$$W_{cin} = A_{gc} \cdot dg \quad (3.119)$$

$$W_R + W_{cin} = A_{gcdg} = A_{1471} \quad (3.120)$$

Diagrama din figura 3.10 evidențiază că în etapa a V-a a regimului dinamic (vezi paragraful 3.3.1) în care armătura mobilă revine sub acțiunea resoartelor de la întrefierul δ_{min} la întrefierul δ_{max} , se poate recupera lucrul mecanic efectuat de electromagnet pentru tensionarea resoartelor, lucru mecanic reprezentat prin aria $A_{0970} = A_{abb'a}$.

La fel rezultă că:

$$A_{0230} = A_{abefa} \quad (3.121)$$

Relațiile (3.114)...(3.121) oferă o posibilitate de comparare și verificare a exactității determinării grafice a lucrului mecanic dezvoltat în etapa a doua a regimului dinamic. În același timp, oferă posibilitatea determinării riguroase a forței dinamice dezvoltate de electromagnet în condițiile în care este cunoscută caracteristica dinamică $\Psi = f(i)$.

Pentru intervalul de timp $t \in (t_1, t_2)$ în care $\Psi = \Psi(i, x)$, $\frac{d\Psi}{dt} = f(i, x)$, se poate scrie:

$$\frac{d\Psi(i, x)}{dt} = L(x) \cdot \frac{di}{dt} + i \cdot \frac{dL(x)}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} \quad (3.122)$$

Se determină condițiile în care, pentru etapa a doua a regimului dinamic se poate scrie o expresie analitică pentru $F(t)$, pe baza teoremelor forțelor generalizate. În acest scop se determină condițiile în care regimul dinamic din intervalul de timp $t \in (t_1, t_2)$ se realizează la $i=ct$, $\Psi = ct$, respectiv $\Psi \cdot i = ct$.

3.5.8.2. Regimul dinamic la $i = ct$.

Ecuatia (3.11) arată că acest regim are loc dacă se poate asigura ca în intervalul de timp $t \in (t_1, t_2)$ să existe egalitatea:

$$\frac{d\Psi(i, x)}{dt} = U - R \cdot i = \left(\frac{d\Psi}{dt}\right)_1 = ct. \quad (3.123)$$

unde:

$\left(\frac{d\Psi}{dt}\right)_1$ este valoarea derivatei fluxului la momentul t_1 .

In acest regim forța dinamică F se scrie:

$$F = \frac{\partial}{\partial x} \int i_1 \cdot d\psi = i_1 \frac{\partial \psi}{\partial x} = i_1^2 \frac{\partial L}{\partial x} = -L' \cdot i_1^2 \frac{1}{\delta^2} \quad (3.124)$$

unde L' este conform (3.93).

Rezultă așadar că forța dinamică este egală cu forța statică dezvoltată de electromagnet pentru curentul constant i_1 . Din (3.123), prin integrare rezultă:

$$\psi = \psi_1 + \left(\frac{d\psi}{dt}\right) \cdot t \quad (3.125)$$

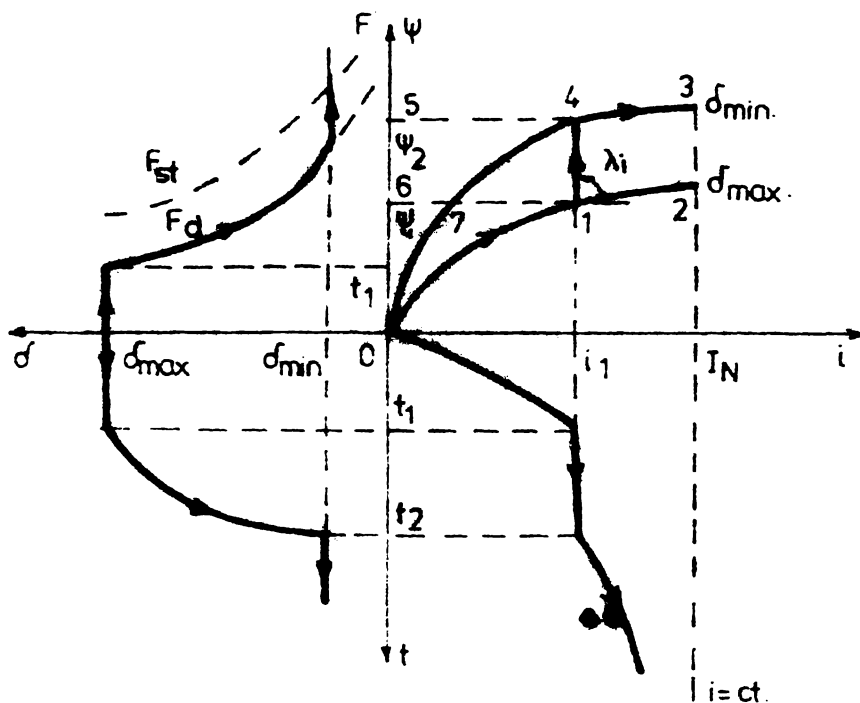


Fig.3.11. Diagrama caracteristicilor pentru regimul dinamic $i=ct$.

Având în vedere că:

$$\psi = L(x) \cdot i_1 = \frac{L'}{\delta} \cdot i_1 \quad (3.126)$$

(3.125) și (3.126) rezultă variația în timp a întrefierului:

$$\int \frac{L' \cdot i_1^2}{\psi_1 + \left(\frac{d\psi}{dt}\right) \cdot t} \quad (3.127)$$

Relațiile (3.124), (3.125) și (3.127) descriu complet regimul dinamic considerat la $i=ct$. Din ecuația mișcării se poate stabili condiția în care are loc acest regim. Din (3.13) rezultă că, la $U=ct$, pentru asigurarea unui regim dinamic la $i_1=ct$ forța rezistentă F_r trebuie să fie variabilă în timp, având expresia:

$$F_r = \frac{[\psi_1 + (\frac{d\psi}{dt})_1 \cdot t]^2}{4 \cdot L'} + 2 \cdot \frac{L' \cdot i_1 (\frac{d\psi}{dt})_1^2}{[\psi_1 + (\frac{d\psi}{dt})_1 \cdot t]^3} - r \frac{L' \cdot i_1 (\frac{d\psi}{dt})_1}{[\psi_1 + (\frac{d\psi}{dt})_1 \cdot t]^2} - k \left(\int_{\max} - \frac{L' \cdot i_1}{\psi_1 + (\frac{d\psi}{dt})_1 \cdot t} \right) \quad (3.128)$$

O interesantă și utilă posibilitate de apreciere a comportării electromagnetului într-un regim dinamic caracterizat prin $i = ct$ rezultă prin utilizarea inductivității „de mișcare”, definită la paragraful 3.5.3.

Notînd cu L_{mi} această inductivitate pentru cazul regimului dinamic caracterizat prin $i = ct$, rezultă conform fig.3.11:

$$L_{mi} = \operatorname{tg} \lambda_i = \infty \quad (3.129)$$

și deci constanta de timp în acest caz este:

$$T_i = \frac{L_{mi}}{R} = \infty \quad (3.130)$$

Așadar, regimul dinamic la $i = ct$ se poate obține numai la o deplasare infinit înceată a armăturii mobile, dacă tensiunea la borne U și forța rezistentă F_r sînt constante.

3.5.3.3. Regimul dinamic la $\psi = ct$.

Dacă se poate asigura ca regimul dinamic să se desfășoare la $\psi = \psi_1 = ct$, atunci se poate scrie pentru principalele mărimi ce determină acest regim:

$$\psi = L(x) \cdot i(x, t) = \frac{L'}{\delta} \cdot i = \psi_1 = ct \quad (3.131)$$

$$i = \frac{\psi_1}{L'} (\int_{\max} - x) \quad (3.132)$$

$$P = - \frac{\partial}{\partial x} \int \psi \cdot di = \frac{\psi_1^2}{L'} = ct \quad (3.133)$$

Din ecuația mișcării (3.13), scrisă pentru acest caz, se pot deduce ușor formulele care dau variația în timp a întrefierului $\delta = \delta(t)$, rezultînd apoi din (3.132) variația în timp a curentului $i = i(t)$. Diagrama corespunzătoare acestui regim (etapele I și II) este prezentat în fig.3.12.

Dacă în ecuația (3.13), $r = k = 0$, atunci rezultă:

$$\frac{d^2 \delta}{dt^2} = a = \frac{F - F_r}{m} = ct \quad (3.134)$$

Se regăsește astfel una din situațiile în care accelerația poate fi considerată constantă pe parcursul procesului dinamic. Se observă acum generalitatea restrînsă a acestui considerent, folosit, (vezi paragr.3.3.4), drept metodă de aproximare analitică pentru soluționarea ecuațiilor regimului dinamic. De asemenea, se poate aprecia eroarea care se introduce în determinarea regimului dinamic prin metoda iterativă grafică Lysov.

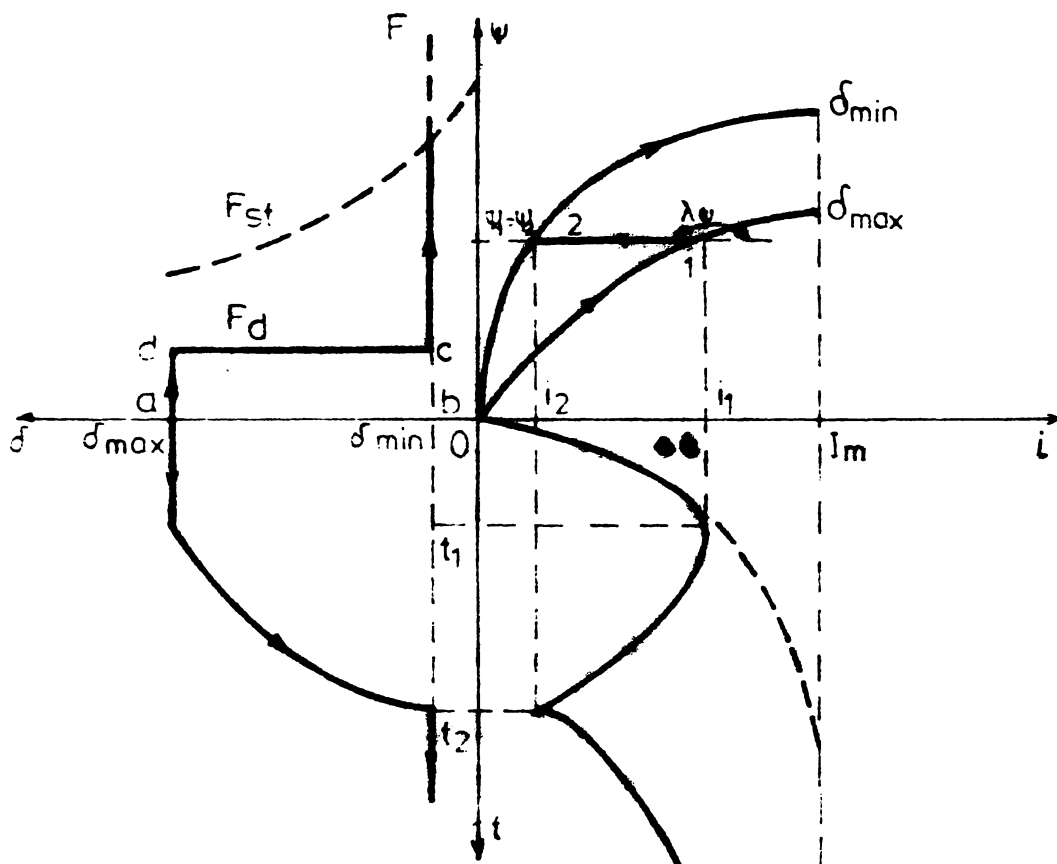


Fig.3.12. Diagrama caracteristicilor pentru regimul dinamic $\psi = ct$.

În care intervalul de timp Δt_1 în care se produce o deplasare elementară a armăturii se calculează cu ajutorul vitezei medii v_{m1} , determinată în condițiile în care accelerația se consideră de asemenea constantă în acest interval, ceea ce revine la a considera deplasarea ca făcîndu-se la $\psi = ct$.

Se observă că la alimentarea cu tensiune continuă regimul dinamic la $\psi = ct$ nu se poate realiza de la sine, deoarece în asemenea condiții ecuația (3.11) nu se mai verifică.

Din ecuațiile (3.11) și (3.132) rezultă că regimul dinamic $\Psi = ct$ se poate realiza dacă tensiunea de alimentare are o variație de forma:

$$U = R \cdot i = R \cdot \frac{\Psi_1}{L'} (\delta_{\max} - x) \quad (3.135)$$

sau, în condițiile în care este scrisă ecuația (3.134), tensiunea de alimentare are o variație în timp de forma:

$$U = R \frac{\Psi_1}{L'} \left(\delta_{\max} - a \frac{t^2}{2} \right) \quad (3.136)$$

Din (3.134) se poate determina intervalul $t_2 - t_1$ în care are loc anclanșarea electromagnetului:

$$t_2 - t_1 = \sqrt{\frac{2}{a} (\delta_{\max} - \delta_{\min})} = \sqrt{\frac{2 \cdot m}{F - F_r} (\delta_{\max} - \delta_{\min})} \quad (3.137)$$

iar din (3.132) valoarea i_2 a curentului:

$$i_2 = i_1 - \frac{\Psi_1}{L'} \cdot \frac{a}{2} (t_2 - t_1)^2 = \frac{\Psi_1}{L'} \cdot \delta_{\min} \quad (3.138)$$

Ecuația (3.133) este foarte importantă, deoarece ne oferă atât o metodă de determinare analitică a valorii forței dezvoltate de un electromagnet, cât și o interesantă interpretare grafică. utilă în determinarea valorii momentane a forței dezvoltate de electromagnet în regim dinamic.

Astfel, în regimul dinamic particular, în care $\Psi = ct$, rezultă că forța dezvoltată de electromagnet este constantă și conform relațiilor (3.114), (3.115) și diagramei din fig.3.12, se pot scrie următoarele echivalențe energetice:

$$A_{abcd} = A_{o12o} \quad (3.139)$$

ceea ce se mai poate scrie:

$$F_1 (\delta_{\max} - \delta_{\min}) = \frac{1}{2} \Psi_1 (i_1 - i_2) \quad (3.140)$$

sau în cazul general al unui întrefier δ :

$$F (\delta - \delta_{\min}) = \frac{1}{2} \Psi (i - i_{\min}) \quad (3.141)$$

unde i_{\min} este curentul pentru care la întrefierul δ_{\min} fluxul magnetic al electromagnetului este Ψ .

Obținem pentru forță relația:

$$F = \frac{1}{2} \Psi \frac{i - i_{\min}}{\delta - \delta_{\min}} \quad (3.142)$$

În situația în care $\delta_{\min} = 0$ și se neglijează căderea de tensiune magnetică în fier, ceea ce revine la a considera $\delta_{\min} = 0$ și $\frac{1}{\mu r} = 0$, forța se scrie:

$$F = \frac{1}{2} \psi \cdot \frac{1}{\delta} \quad (3.143)$$

Se observă că din relațiile (3.131) și (3.143) se poate obține expresia clasică a forței dezvoltate de electromagnet (pe doi poli):

$$F = \frac{1}{2} \psi \left(\frac{1}{\delta} \right) = \frac{1}{2} \psi \left(\frac{\psi}{L'} \right) = \frac{\psi^2}{\mu_0 S N^2} = \frac{\phi^2}{\mu_0 S} = \frac{B^2 S}{\mu_0} \quad (3.144)$$

Relații de tipul (3.142) și (3.143) se obțin și din ecuația (3.35) scrisă pe baza bilanțului energetic general al electromagnetului. Astfel, considerînd un singur circuit magnetic ($n=1$) și avînd în vedere că deplasarea se efectuează la $\psi = ct$, ecuația (3.35) se scrie:

$$F = \frac{1}{2} \psi \frac{di}{d\delta} \quad (3.145)$$

Deoarece, conform ecuației (3.132) în regimul $\psi = ct$, curentul are o variație liniară în funcție de coordonata x , rezultă că ecuația anterioară se scrie:

$$F = \frac{1}{2} \psi \frac{i \delta_{\max} - i \delta_{\min}}{\delta_{\max} - \delta_{\min}} \quad (3.146)$$

dar dacă $\delta_{\min} = 0$, obținem ecuația (3.143)

Si pentru regimul $\psi = ct$ utilizarea inductivității „de mișcare” oferă o utilă posibilitate de apreciere a comportării electromagnetului. Avînd în vedere definiția acestei inductivități (paragraful 3.5.3), notînd cu L_{ψ} inductivitatea de mișcare pentru regimul dinamic caracterizat prin $\psi = ct$, conform fig.3.12 se poate scrie:

$$L_{\psi} = \text{tg } \lambda \psi = 0 \quad (3.147)$$

și deci constanta de timp a regimului dinamic este:

$$T_{\psi} = \frac{L_{\psi} \psi}{R} = 0 \quad (3.148)$$

De asemenea, conform relației (3.79), variația forței dezvoltate de electromagnet într-un astfel de regim este:

$$\Delta F = \kappa_r \cdot \psi_m \cdot L_{\psi} \cdot \Delta i = 0 \quad (3.149)$$

confirmându-se astfel relația (3.133) care arată că în regimul dinamic caracterizat prin $\psi = ct$ forța dezvoltată de electromagnet este constantă.

3.5.8.4. Regimul dinamic la $\psi \cdot i = ct$.

Diagrama caracteristicilor regimului dinamic la $\psi \cdot i = ct$ este prezentată în fig.3.13

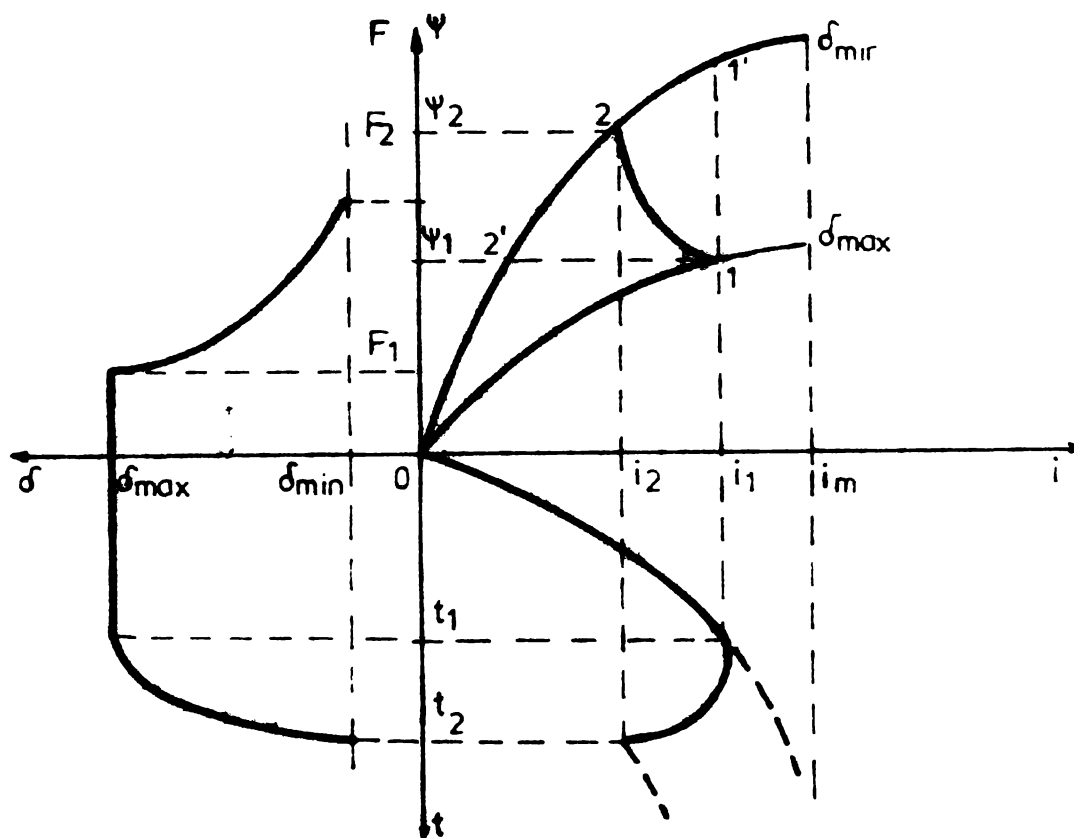


Fig.3.13. Caracteristicile regimului dinamic la $\psi \cdot i = ct$.

Se constată, conform figurii 3.13, că în planul coordonatelor ψ , i regimul dinamic se realizează după hiperbola:

$$\psi \cdot i = c \quad (3.150)$$

unde c este o constantă.

Lucrul mecanic dezvoltat în acest regim este proporțional cu aria A_{0120} , fiind mai mare decât lucrul mecanic efectuat în regimul $\psi = ct$, care este proporțional cu aria $A_{012'0}$, respectiv mai mic decât lucrul mecanic efectuat în regimul $i = ct$, care este proporțional cu aria $A_{011'0}$.

Diferențele între lucrurile mecanice dezvoltate în cele trei regimuri particulare (reale) considerate, se explică prin faptul că acestea se realizează în mod forțat, prin asigurarea unei variații în timp a tensiunii de alimentare U , sau a sarcinii armăturii mobile q . Astfel, pentru o anumită valoare a lui c , alte valori pentru termenii

ce intră în bilanțul energetic general al electromagnetului, inclusiv pentru lucrul mecanic dezvoltat.

Conform relațiilor (3.92) și (3.150), forța dezvoltată de electromagnet (pe ambii poli) se scrie:

$$F = \frac{B^2 \cdot S}{\mu_0} = \frac{\psi \cdot i}{2 \cdot \delta} = \frac{c}{2} \cdot \dot{\delta} \quad (3.151)$$

Așadar și în planul coordonatelor (F, δ) regimul dinamic se realizează după o hiperbolă:

$$F \cdot \delta = \frac{c}{2} \quad (3.152)$$

Relația (3.152), împreună cu ecuația mișcării (3.13) oferă posibilitatea soluționării analitice a ecuațiilor regimului dinamic considerat la $\psi \cdot i = ct$.

Se poate concluziona că dacă se asigură regimuri dinamice forțate, în care $\psi = ct$, sau $i = ct$, sau $\psi \cdot i = ct$, atunci se pot scrie relații analitice care să descrie evoluția în timp a mărimilor ce caracterizează aceste regimuri dinamice.

3.5.8.5. Regimul dinamic oarecare.

O variantă pentru un astfel de regim este prezentată în diagrama din fig.3.10. Se observă că este o variantă intermediară între cazurile prezentate în diagramele din figurile 3.11, 3.12 și 3.13 și ca atare variația în timp a forței dinamice nu poate fi descrisă cu relațiile stabilite pentru regimul dinamic la $i = ct$, $\psi = ct$, sau $\psi \cdot i = ct$. Teoremele forțelor generalizate (lagrangiene) au valabilitatea precizată la paragraful 3.5.1, fără a putea fi folosite în regimul oarecare, pentru scrierea sub o formă analitică a variației forței dinamice; aceasta se poate determina prin metode grafice sau numerice, pentru fiecare caz concret considerat.

3.5.8.6. Metodă grafo-analitică de rezolvare a ecuațiilor regimului dinamic oarecare.

Figura 3.14 este explicativă pentru o metodă originală de determinare grafo-analitică riguroasă a variației mărimilor ce caracterizează funcționarea unui electromagnet dat pentru etapa a doua a regimului dinamic oarecare.

Pentru electromagnetul dat se consideră cunoscute curbele de magnetizare $\psi = f(i)$ pentru întrefierurile δ_1 , precum și curba de magnetizare a materialului din care este confecționat electromagnetul (curba $\psi = f(i)$ pentru $\delta_0 = 0$). În etapa I a regimului

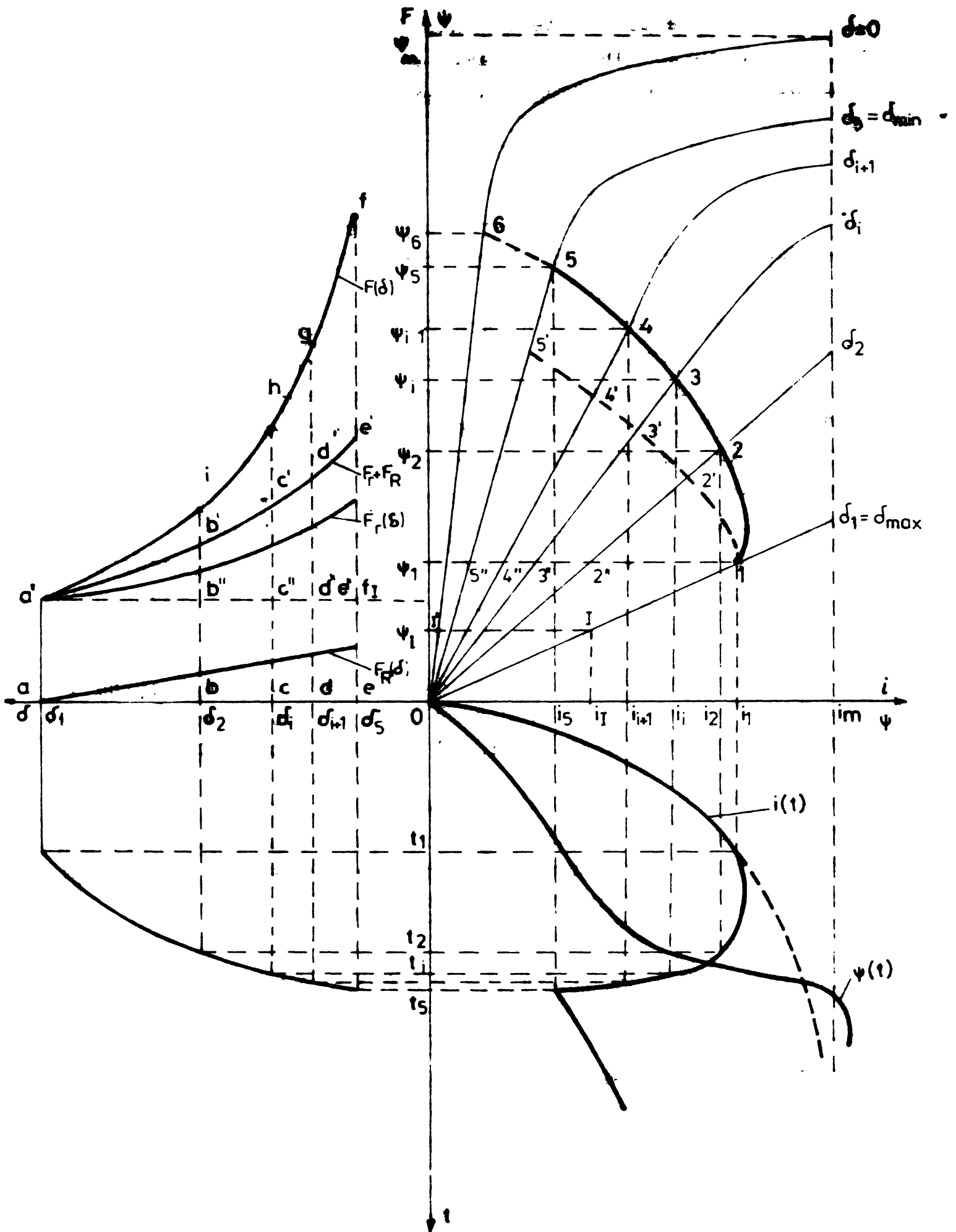


Fig. 3.14. Explicativă pentru metoda de determinare grafică a variațiilor mărimilor ce caracterizează funcționarea unui electromagnet într-un regim dinamic oarecare.

dinamic, forța dezvoltată de electromagnet se determină pe baza energiei electromagnetice acumulate în întrefier. Astfel, pentru o valoare oarecare a curentului în această etapă i_1 , corespunzător căruia fluxul magnetic al electromagnetului este Ψ_1 , energia electromagnetice acumulate în întrefier W_{δ_1} este proporțională cu aria $A_{OII'O'}$:

$$W_{\delta_1} = A_{OII'O'} \quad (3.153)$$

Deoarece forța pentru această etapă se determină considerînd că energia W_{δ_1} se transformă în lucru mecanic, se pot utiliza ecuațiile (3.142), respectiv (3.143).

Analizăm cazul general în care forța rezistentă F_R are o variație oarecare cu întrefierul, cunoscută, reprezentată prin curba $F_R(\delta)$ din cadranul II (fig.3.14). Considerăm de asemenea cunoscută forța antagonistă $F_R(\delta) = k \cdot x$ dată de resort, reprezentată de asemenea în cadranul II. În același cadran este trasată și suma celor două forțe antagoniste.

Din condiția:

$$F_I = F_R(\delta_{\max}) \quad (3.154)$$

se determină valorile Ψ_1 și i_1 pentru care începe etapa a II-a a rezitului dinamic (deplasarea armăturii).

Se consideră că variația $\psi = \psi(i, \delta)$ are loc după curba 1-2. Se determină astfel, corespunzător punctului 2 (întrefier δ_2) valorile i_2 și Ψ_2 , respectiv $\Delta i_2 = i_2 - i_1$, și $\Delta \Psi_2 = \Psi_2 - \Psi_1$.

Avînd în vedere că sub acțiunea forței dinamice F dezvoltată de electromagnet are loc o modificare a energiei cinetice a sistemului electromagnetic, neglijîndu-se amortizarea ($r=0$), se poate scrie:

$$\int_{\delta_1}^{\delta_2} (F - F_R - F_r) d\delta = \Delta W_{\text{cin}} = \Delta \left(\frac{mv^2}{2} \right) = \Delta A_{12} \quad (3.155)$$

ΔA_{12} fiind cota parte din lucrul mecanic efectuat la deplasarea armăturii mobile de la δ_1 la δ_2 , proporțional ca mărime cu aria $A_{122'1}$, care reprezintă variația energiei cinetice a sistemului mobil al electromagnetului. Cunoscînd ΔA_{12} din reprezentarea grafică din fig.3.14, se poate determina viteza v_2 pe care o va avea armătura mobilă la întrefierul δ_2 , presupunînd că la δ_1 armătura a fost în repaus ($v_1 = 0$).

$$\frac{m}{2} (v_2^2 - v_1^2) = \frac{m}{2} v_2^2 = \Delta A_{12} \quad (3.156)$$

$$v_2 = \sqrt{\frac{2}{m} \Delta A_{12}} \quad (3.157)$$

In mod asemănător se pot determina variațiile $\Delta \psi_i$, Δi_i și vitezele v_i la întrefierurile δ_i . Pe această bază se poate reprezenta variația vitezei cu întrefierul (fig.3.15) precum și variația cu întrefierul a mărimii $\frac{1}{v}$ (fig.3.16), din care rezultă intervalele de timp Δt_i (ariile hașurate), în care se parcurge întrefierul. Mărimile $\Delta \psi_i$ și Δt_i astfel stabilite trebuie să verifice ecuația:

$$U = R i_i + \frac{\Delta \psi_i}{\Delta t_i} \quad (3.158)$$

Dacă ecuația nu se verifică, se reiterează construcția grafică pînă la determinarea riguroasă a curbei de variație 1-2-3-4-5 a lui ψ funcție de i (fig.3.14). In final, cunoscîndu-se din fig.3.16 timpii la care armătura se găsește la întrefierurile δ_i , iar din fig. 3.14 valorile lui ψ și i la aceste momente, se pot trasa graficele de variație în timp a acestei mărimi ($\delta = \delta(t)$, $\psi = \psi(t)$, $i = i(t)$), reprezentate în fig.3.14.

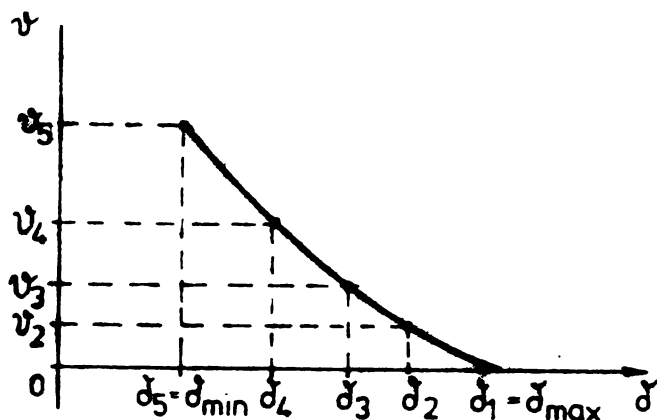


Fig.3.15. Dia rama vitezelor funcție de întrefier.

Pentru a determina pe cale grafică variația în raport cu întrefierul (sau în raport cu timpul) a forței dinamice dezvoltate de electromagnet, avem următoarele două variante:

a) Similar ecuației (3.114), putem scrie lucrul mecanic efectuat de forța dezvoltată de electromagnet la deplasarea armăturii mobile de la întrefierul δ_i la întrefierul δ_{i+1} , sub forma:

$$W_{i,i+1} = \int_{\delta_i}^{\delta_{i+1}} F(\delta) \cdot d\delta = A_{0340} \quad (3.159)$$

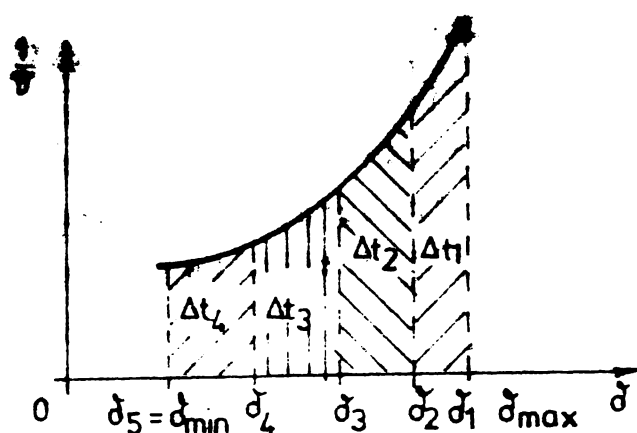


Fig. 3.16. Reprezentarea grafică a intervalelor de timp în care se parcurge întrefierul.

$A_{1,i+1}$ fiind egal cu aria A_{0340} din fig. 3.14.

Dacă considerăm forța dinamică medie F_{mi} dintre întrefierurile δ_i și δ_{i+1} , atunci din relația (3.159) rezultă:

$$F_{mi} = \frac{A_{0340}}{\delta_{i+1} - \delta_i} \quad (3.160)$$

relația (3.160) servind drept bază pentru determinarea grafică a valorilor medii ale forței dinamice la diferite întrefieruri.

Determinarea pe această cale a forței dinamice dezvoltate de electromagnet este aproximativă, F_{mi} fiind cu atât mai aproape de forța dinamică F_i corespunzătoare întrefierului δ_i , cu cât intervalele $\delta_{i+1} - \delta_i$ sînt mai mici.

b) Pentru o determinare mai exactă a valorilor F_i ale forței dinamice se utilizează ecuația mișcării (3.13), scrisă pentru valoarea $\delta_i = \delta_{max} - x_i$ la întrefierului, astfel:

$$m \ddot{x}_i = m a_i + k x_i + F_{ri} \quad (3.161)$$

unde a_i , F_{ri} reprezintă accelerația, respectiv mărimea forțelor antagoniste la valoarea $\delta_i = \delta_{max} - x_i$ a întrefierului.

În membrul drept al ecuației (3.161) toate mărimile sînt deja cunoscute, cu excepția accelerației a_i . Determinăm accelerația pe cale grafică, reprezentînd $v = f(t)$ și de aici $v = f(\frac{1}{T})$, conform fig. 3.15. Căsuțele marcate Δa_i din fig. 3.17 reprezintă creșterile de accelerație la parcurgerea întrefierului. Se poate

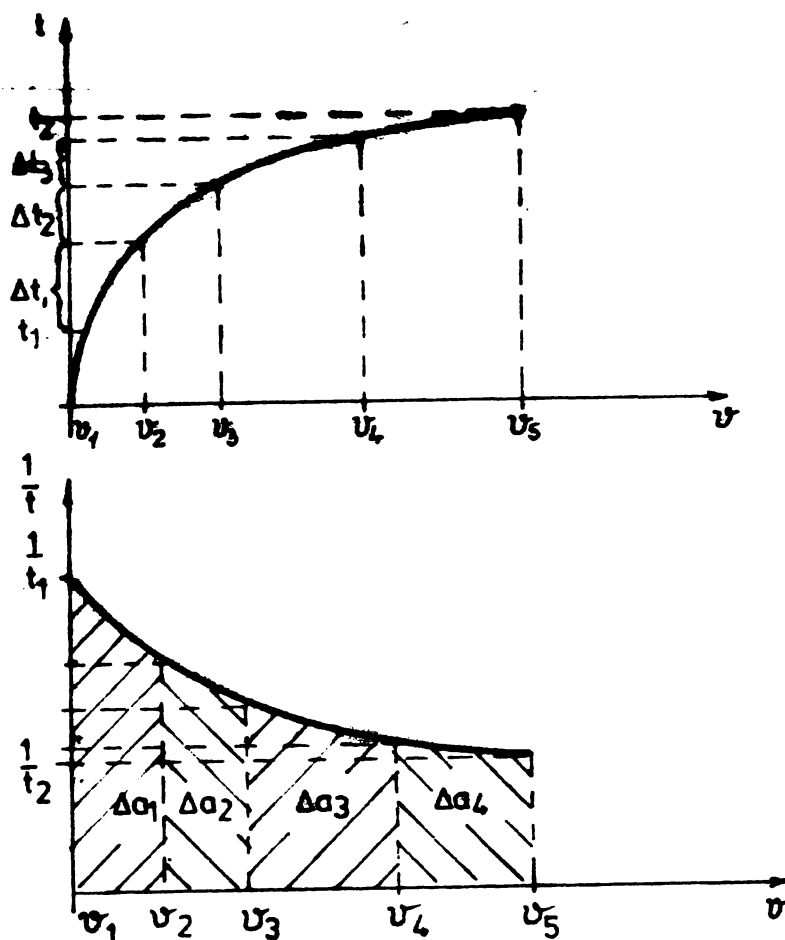


Fig.3.17. Diagramele $v = f(t)$ și $v = f(\frac{1}{t})$ în regim dinamic.

Δa_i = creșterile de accelerație.

$$a_1 = \sum \Delta a_i \tag{3.162}$$

Inlocuind valorile a_i , v_i , x_i și considerînd cunoscute mărimile constructive m și k , din ecuația (3.161) se determină valorile F_i (δ_i), reprezentate în cadranul II din fig.3.14.

Avem posibilitatea verificării corectitudinii metodei pe baza relațiilor de tipul (3.155) și (3.159), conform cărora trebuie să avem, în graficul din fig.3.14 următoarele proporționalități între arii:

$$A_{122'1} = k \cdot A_{a'b'ia'} ; A_{233'2'2} = k \cdot A_{b'e'hib'} ; \dots ;$$

$$A_{455'4'4} = k \cdot A_{d'e'fgd'} \tag{3.163}$$

La fel:

$$A_{0120} = k \cdot A_{abia'a} ; A_{0230} = k \cdot A_{bchit} ; \dots ; A_{0450} = k \cdot A_{defgd}$$

$$\tag{3.164}$$

precum și:

$$A_{0150} = k \cdot A_{ae fa' a} \quad (3.165)$$

unde k este un coeficient de scară.

Pentru situațiile în care sarcina F_r este constantă cu întrefierul, avînd o variație dată de curba $a' b'' c'' d'' e''$ (fig.3.14, cadrantul II) metoda propusă se aplică în mod identic, luîndu-se în considerare lucrul mecanic util total reprezentat prin ariile:

$$A_{ae e'' a' a} = A_{015'' 0} \quad (3.166)$$

Deoarece metoda ne oferă variația cu întrefierul, respectiv cu timpul a vitezei armăturii, putem determina, dacă este cazul, printr-un procedeu iterativ, efectul amortizării ($r \neq 0$) asupra mișcării armăturii, efect proporțional cu viteza. În acest scop, cu valorile determinate pentru viteză după prima iterație, în care am considerat $r=0$, determinăm variația cu întrefierul a forței de amortizare, egală cu „ $r \cdot v$ ”. Pentru a doua iterație metoda se aplică în mod similar, pornind de la ecuația:

$$\int_{\delta_1}^{\delta_2} (F(\delta) - r \cdot v(\delta) - k \cdot x - F_r(\delta)) d\delta = \Delta W_{cin} = \Delta \left(\frac{mv^2}{2} \right) \quad (3.167)$$

obținînd în final un nou șir de viteze $v_j(\delta)$, precum și o altă variație cu întrefierul a forței dinamice $F(\delta)$. Efectura „ j ” iterații, pînă cînd, pentru un întrefier δ_j avem:

$$F_j(\delta_j) - r_{j-1}(\delta_j) < \varepsilon \quad (3.168)$$

ε fiind precizia impusă pentru determinarea forței.

Metoda grafică expusă reprezintă în fapt o generalizare și o extindere a metodelor grafice Lysov și Gurnickij /45/, fiind mai precisă, deoarece elimină aproximarea introdusă prin luarea în considerare a vitezei medii pe un interval de iterație și oferă în plus variația în timp a tuturor parametrilor ce caracterizează regimul dinamic. Dezavantajul metodei prilejuiește evidențierea, cu caracter de noutate, a unor importante echivalențe între reprezentările grafice și valoarea parametrilor regimului dinamic, în principal a componentelor lucrului mecanic și forței dezvoltate de electromagnet.

Metoda grafică stabilită permite studierea riguroasă a regimului dinamic care are la un electromagnet dat. În fig.3.18 este prezentată diagrama comparativă pentru regimurile dinamice care are și particularități:

- a) regimul fixat prin curba 1, care poate fi considerat ca fiind în regim energetic, deoarece realizează, la un ci-

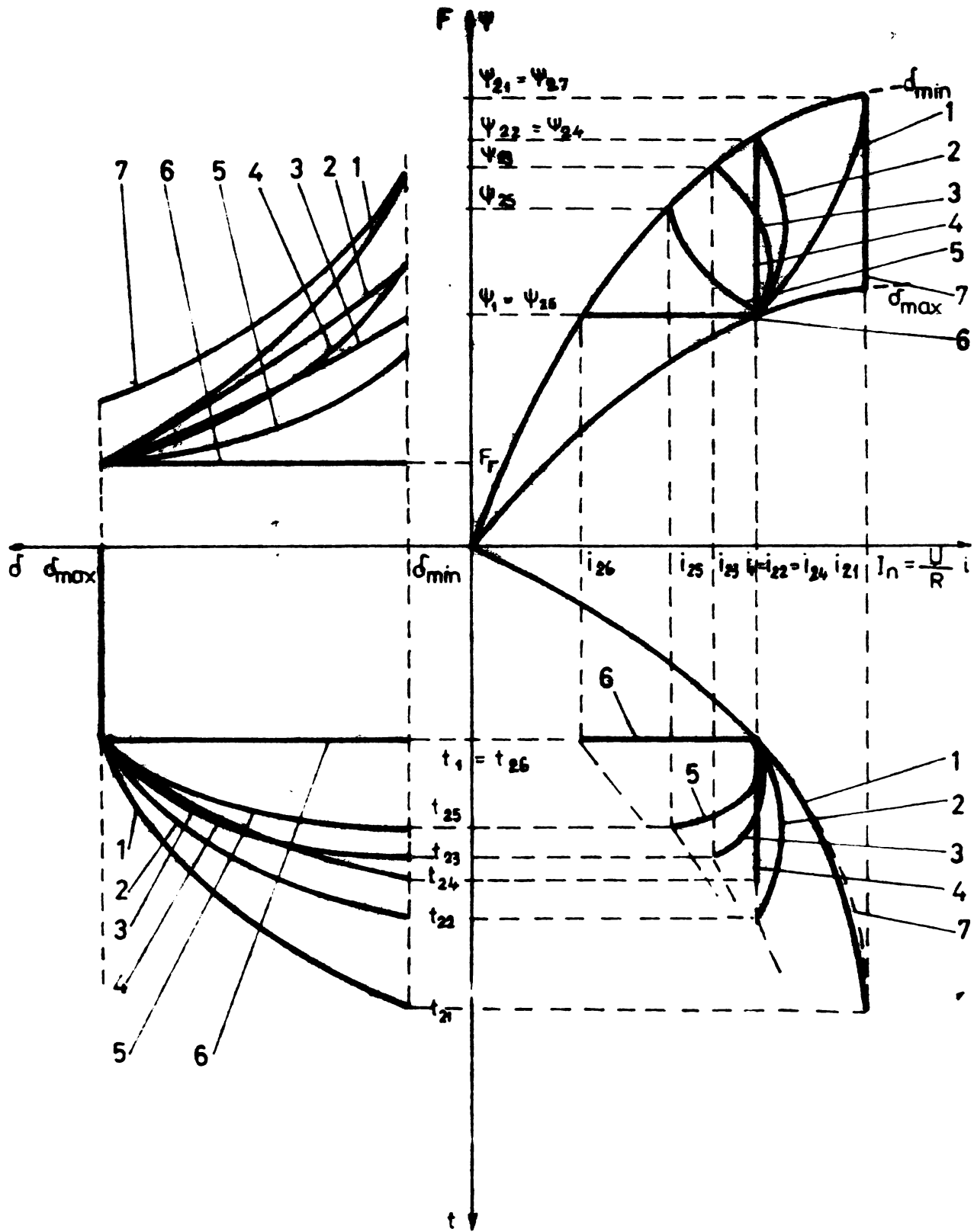


Fig.3.16. Diagrama comparativă a unor regimuri dinamice la electromagnetii de curent continuu:

- 1 - regimul dinamic optim energetic; 2 - regimul dinamic la $i_2 = i_1$; 3 - regimul dinamic oarecare;
- 4 - regimul dinamic la $i = ct$; 5 - regimul dinamic la $\Psi \cdot i = ct$; 6 - regimul dinamic la $\Psi = ct$;
- 7 - regimul static.

clu, lucrul mecanic maxim posibil;

b) Regimul figurat prin curba 2, care se caracterizează prin aceea că la momentul t_{22} curentul i_{22} are aceeași valoare de la momentul t_1 ($i_{22} = i_1$);

c) Regimul dinamic oarecare, reprezentat prin curba 3.

d) Regimurile dinamice pentru $i = ct$, $\psi \cdot i = ct$ și $\psi = ct$ (curbele 4, 5 și 6), precum și regimul static (curba 7).

Diagrama comparativă din fig.3.18 oferă o imagine edificatoare asupra comportării electromagneților în orice regim dinamic.

Principalele concluzii care se desprind din analiza acestei diagrame sînt:

a) Regimurile $i = ct$, $\psi \cdot i = ct$ și $\psi = ct$ (curbele 4, 5 și 6) nu se pot realiza decît forțat, prin asigurarea unei anumite variații funcție de întrefier a forței rezistente (sarcinii) F_r , sau tensiunii U (vezi paragrafele 3.5.8.2, 3.5.8.3 și 3.5.8.4). În general, este necesar un regim forțat pentru a se asigura o variație liniară a lui ψ funcție de i într-un regim dinamic. Diagrama permite aprecierea erorilor care se introduc în determinarea lucrului mecanic și a forței dezvoltate de electromagneți prin liniarizarea caracteristicilor $\psi = f(i)$ în etapa a doua a regimului dinamic.

b) Poate exista o situație, într-un regim dinamic oarecare pentru care $i_2 = i_1$ (curba 2 din fig.3.18) fără ca pe parcursul regimului dinamic să se respecte condiția $i = ct$ (curba 4 din fig.3.18). Se observă că pentru aceeași deplasare a armăturii mobile lucrul mecanic și deci forța dezvoltată de electromagnet este mai mare în cazul reprezentat prin curba 2 decît în cazul reprezentat prin curba 4, deși curentul are aceeași valoare la începutul și la sfîrșitul deplasării.

c) La electromagneții lenti, caracteristicile regimului dinamic sînt apropiate de cele reprezentate prin curba 1, iar la electromagneții rapizi, caracteristicile sînt apropiate de cele reprezentate prin curba 6.

Pentru astfel de situații ecuațiile regimului dinamic se pot rezolva analitic, utilizându-se aproximații de forma $\psi = ct$, respectiv $i = ct$, erorile introduse în calcul fiind cu atît mai mari, cu cît regimul real este mai îndepărtat de cel de calcul.

3.5.8.7. Metodă experimentală grafo-analitică de determinare a regimului dinamic oarecare.

et de care se vorbește în acest paragraf constă în determi-

narea pe cale grafo-analitică a variației principalelor mărimi ce caracterizează regimul dinamic al unui electromagnet, pe baza cunoașterii pe cale experimentală a variației uneia dintre acestea.

Astfel, prin procedee simple și precise, de exemplu prin oscilografieri se poate determina variația în timp a curentului ce străbate înfășurarea electromagnetului. Cunoșcându-se $i=f(t)$, prin metoda propusă se pot determina: $\psi = f(t)$, $F = f(t)$, $v = f(t)$, $\delta = f(t)$ etc.

Metoda constă în următoarele:

1. Se consideră cunoscută experimental curba $i = f(t)$, reprezentată în fig.3.19, în care:

- $t_0 = 0$ = începe regimul tranzitoriu electric;
- t_1 = începe regimul tranzitoriu mecanic ;
- t_2 = se încheie regimul tranzitoriu mecanic;
- t_3 = se încheie regimul tranzitoriu electric.

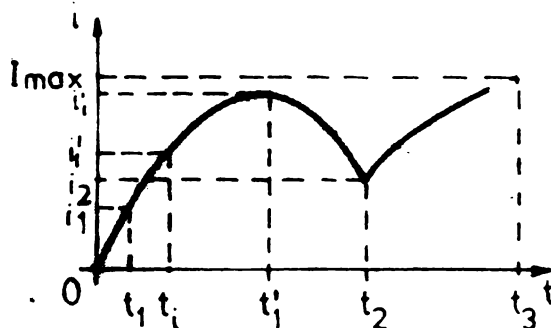


Fig.3.19. Curba experimentală $i=f(t)$.

2. Se determină curba $\frac{d\psi}{dt} = U = R \cdot i = f(t)$, considerându-se cunoscute tensiunea de alimentare U și rezistența R a înfășurării electromagnetului. În acest scop se reprezintă curba $R \cdot i = f(t)$, prezentată în fig.3.20, care coincide cu cea din fig.3.19 dacă reprezentarea se face la scara R .

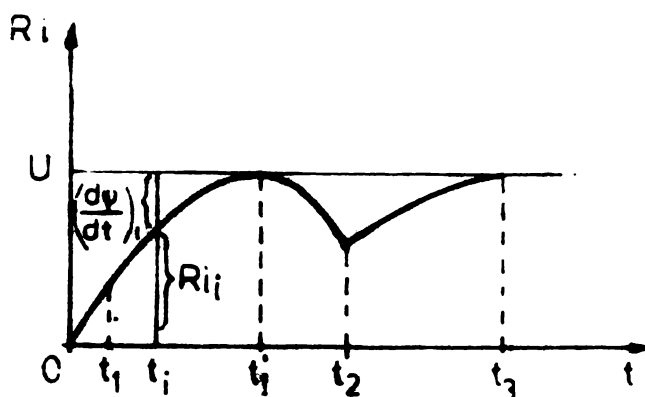


Fig.3.20. Determinarea variației în timp a caderii de tensiune pe înfășurarea electromagnetului.

În fig.3.20, pentru timpul oarecare t_1 , s-a determinat, con-

această bază se poate trasa curba $(\frac{d\psi}{dt}) = f(t)$ reprezentată în fig.3.21.

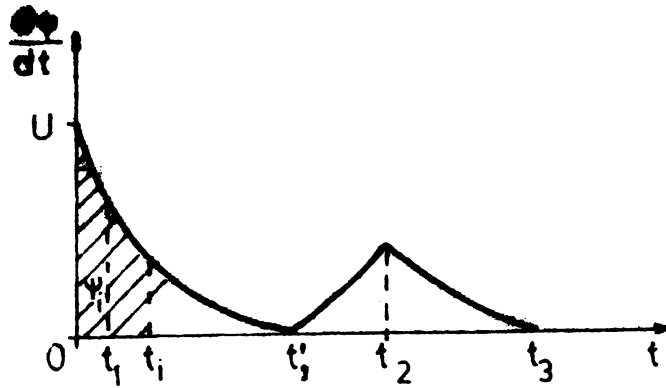


Fig.3.21. Variația în timp a tensiunii induse în înfășurarea electromagnetului.

3. Prin efectuarea unei integrări grafice, din fig.3.21 se determină variația în timp a fluxului magnetic ($\Psi = f(t)$), reprezentată în fig.3.22.

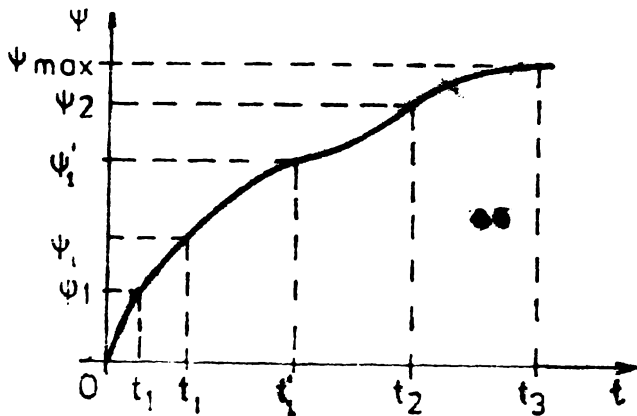


Fig.3.22. Variația în timp a fluxului magnetic.

4. Conform reprezentărilor din figurile 3.19 și 3.22 se determină caracteristica $\psi = f(i)$, reprezentată în fig.3.23.

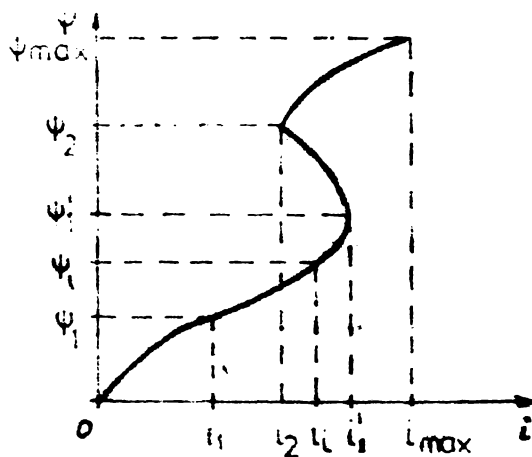


Fig.3.23. Caracteristica dinamică $\psi = f(i)$

5. Pentru determinarea pe cale grafo-analitică a variației în timp a vitezei, întrefierului și forței dezvoltate de electromagnet se utilizează caracteristica dinamică $\psi = f(i)$, pe care, pentru etapa a II-a a regimului dinamic se alege un număr de puncte (fig. 3.24), determinându-se pentru fiecare punct valorile t_i , i_i , ψ_i , precum și energia A_i care pînă la acel moment a fost transformată în lucru mecanic. Dacă electromagnetul este nesaturat și se neglijează fenomenul de histereză, curbele de magnetizare $\psi = f(i)$ se pot aproxima prin drepte care trec prin origine (fig. 3.24), variația energiei ΔA_i de la punctul $i - 1$ la punctul i fiind proporțională cu aria dintre curbele de magnetizare corespunzătoare celor două puncte, figurată hașurat în figura 3.24.

Energia A_i este data de:

$$A_i = \sum \Delta A_i \quad (3.169)$$

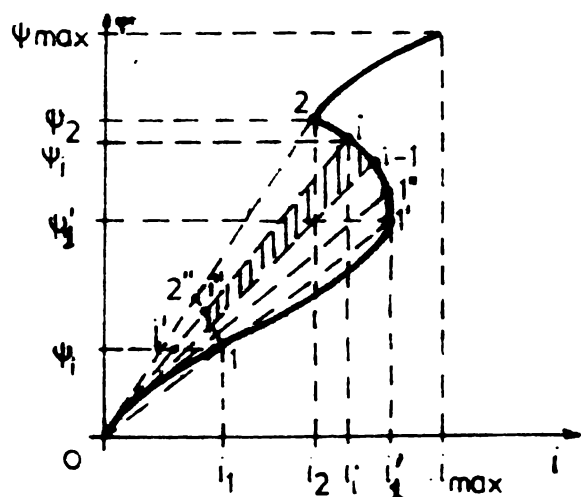


Fig. 3.24. Explicativă pentru modul de determinare a variației în timp a vitezei în regim dinamic.

Conform celor expuse la paragraful 3.5.8., energia transformată în lucru mecanic de către electromagnet acoperă lucrul mecanic util al sarcinii, precum și energia cinetică înmagazinată în masele în mișcare. Dacă sarcina este constantă cu întrefierul, atunci:

$$W_{mec\ util} = A_{oli} \quad (3.170)$$

iar energia cinetică corespunzătoare este:

$$W_{cin\ i} = A_{lii} \quad (3.171)$$

Se pot calcula vitezele v_i cu relația:

$$v_i = \sqrt{\frac{2}{m} A_{lii}} \quad (3.172)$$

reprezentându-se $v = f(t)$, conform fig. 3.25:

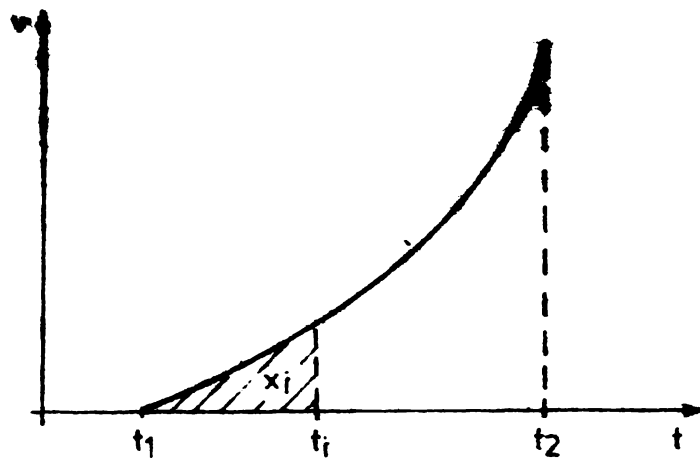


Fig.3.25. Variația în timp a vitezei în regimul dinamic.

Printr-o integrare grafică, din fig.3.25 rezultă variația în timp a întrefierului $x = f(t)$. Cunoscând valorile x_i corespunzătoare timpilor t_i , se poate calcula forța dinamică medie F_i pe intervalul $x_{i-1} - x_i$:

$$F_i = \frac{A_i - A_{i-1}}{x_i - x_{i-1}} \quad (3.173)$$

care se poate reprezenta funcție de timp sau funcție de întrefier.

De asemenea se poate calcula accelerația medie a_i , pe același interval cu relația:

$$a_i = \frac{v_i - v_{i-1}}{t_i - t_{i-1}} \quad (3.174)$$

Dacă m este masa părților în mișcare, rezultă că trebuie să avem la orice moment t_i egalitatea:

$$F_i = m a_i + F_r \quad (3.175)$$

Se observă faptul că metoda a fost prezentată pentru situația în care forța rezistentă (sarcina) F_r la armătura electromagnetului este constantă. Metoda se poate aplica și pentru cazul cînd avem o sarcină $F_r(\delta)$ cunoscută, procedîndu-se întîi la determinarea lucrului mecanic util total:

$$W_{mec\ u} = \int_{\delta_{max}}^{\delta_{min}} F_r(\delta) \cdot d\delta \quad (3.176)$$

și reprezentîndu-se proporțional pe fig.3.24 prin aria $A_{012'30}$, punctele 1", fiind determinate pentru început printr-o interpolare liniară (dreapta 1-1"). După determinarea variației în timp a întrefierului x , și-așezîndu-se iterativ, punctele 1" pot fi stabilite cu

precizia impusă.

3.5.8.8. Metodă experimentală grafică de determinare a caracteristicii de magnetizare $\Psi = \Psi(i)$ a unui electromagnet.

In literatură /13/, /67/, /68/ se indică numeroase metode de determinare experimentală a caracteristicilor de magnetizare $B = f(H)$, respectiv $\Psi = f(i)$ pentru sisteme magnetice neomogene (mașini electrice, electromagneți etc.) sau omogene (materiale feromagnetice). Dacă determinarea experimentală a curentului poate avea loc simplu și precis pentru orice regim, determinarea fluxului magnetic Ψ , care de regulă se realizează cu instrumente prevăzute cu bobine sondă, se face cu o eroare care depinde de configurația circuitelor electric și magnetic și de construcția instrumentului de măsură.

In prezentul paragraf se propune o metodă simplă și precisă de determinare a caracteristicii $\Psi = f(i)$ pentru un sistem electromagnetic neomogen. Considerăm un astfel de sistem reprezentat de electromagnetul din fig.3.3.

Conform metodei, se realizează o înregistrare a variației în timp a curentului după conectarea la sursă a înfășurării electromagnetului, înregistrare ce se poate face cu multă precizie, de exemplu prin oscilografieră. Circuitul magnetic este caracterizat prin dimensiunile miezului feromagnetic și întrefierului. Considerăm armătura blocată la întrefierul δ_i . Conform celor prezentate la paragraful 3.5.8.7., subpunctele 1...4, rezultă că pe baza cunoașterii variației în timp a curentului $i = f(t)$ se poate determina caracteristica $\Psi = f(i)$ a electromagnetului pentru întrefierul δ_i . Modificând întrefierul, se poate determina familia de curbe $\Psi = f(i)$ în care parametrul este întrefierul. Cunoscând în orice moment și pentru orice întrefier perechile de valori Ψ și i , se poate determina inductivitatea totală a electromagnetului $L = \frac{\Psi}{i}$.

Metoda experimentală grafo-analitică de determinare a regimului dinamic oarecare prezentată la paragraful 3.5.8.7 poate fi aplicată și în situațiile în care circuitul feromagnetic este saturat, când se poate renunța la aproximarea prin drepte a caracteristicilor $\Psi = f(i)$ pentru diferite întrefieruri și să se treacă la determinarea lor experimentală, realizabilă simplu prin metoda prezentată în acest paragraf.

3.5.9. Soluționarea ecuațiilor regimului dinamic prin metode numerice. Metodă îmbunătățită.

Ecuațiile diferențiale (3.11), (3.12) și (3.13) care descriu regimul dinamic al electromagnetului, în prezent nu pot fi integrate exact analitic datorită relațiilor de legătură implicite dintre forță-întrefier, forță-curent și curent-întrefier.

Există însă tehnici de integrare bazate pe metode numerice /24/, /29/, /83/ care permit integrarea simultană, cu ajutorul calculatorului a acestor ecuații diferențiale.

a) Astfel, conform /48/, prelucrându-se sistemul de ecuații (3.11), (3.12), (3.13) se poate scrie:

$$\frac{d \phi_T}{dt} = \frac{U}{N} - \frac{R \cdot r_T \cdot \phi_T}{N^2} \quad (3.177)$$

$$\frac{d^2 x}{dt^2} = \frac{1}{m} \left(-r \frac{dx}{dt} - kx + F - F_0 \right) \quad (3.178)$$

unde s-a notat cu:

ϕ_T - fluxul înfășurării electromagnetului; $\phi_T = \frac{\psi}{N}$;

r_T = reluctanța circuitului magnetic;

$F_0 = F_T + \mu F_n$ - sarcina totală a armăturii.

Celelalte notații sînt cele de la paragraful 3.4. S-a avut în vedere că:

$$i = \frac{\phi_T \cdot r_T}{N} \quad (3.179)$$

Se definesc parametri variabili din cele două ecuații diferențiale (3.177) și (3.178). Variabila F este definită pe baza teoriei forțelor generalizate, scriindu-se:

$$F = \frac{\phi_g^2}{2 \mu_0 A} \quad (3.180)$$

unde:

ϕ_g - fluxul prin întrefier;

μ_0 - permeabilitatea magnetică a aerului;

A - suprafața polară a electromagnetului.

Relația dintre fluxul total ϕ_T și fluxul din întrefier ϕ_g se stabilește cu ajutorul schemei echivalente a circuitului magne-

tic al electromagnetului. Pentru modelul fizic de electromagnet prezentat în fig.3.8 se poate scrie:

$$\Phi_f \left(1 + \frac{r_E}{r_L} \right) - \Phi_T = 0 \quad (3.181)$$

unde:

r_E - reluctanța principală, compusă din reluctanța părții feromagnetice a circuitului și reluctanța întrefierului;

r_L - reluctanța de dispersie.

Cu aceste notații reluctanța totală, variabilă, se scrie:

$$r_T = \frac{r_E \cdot r_L}{r_E + r_L} \quad (3.182)$$

Pentru un flux în întrefier Φ_f , inducția în întrefier este:

$$B = \frac{\Phi_f}{A} \quad (3.183)$$

A fiind suprafața din întrefier cu fluxul Φ_f .

Cunoscîndu-se B, din diagrama B-H a materialului feromagnetic se poate determina intensitatea cîmpului magnetic H, și permeabilitatea magnetică a miezului feromagnetic, necesar la determinarea reluctanțelor acestuia, conform relației:

$$r = \frac{\ell}{\left(\frac{B}{H}\right) \cdot A} \quad (3.184)$$

unde:

ℓ - lungimea liniei de cîmp prin mijlocul fierului;

A - aria secțiunii miezului feromagnetic, considerată egală cu aria secțiunii întrefierului.

Se fac următoarele ipoteze simplificatoare:

- efectele fricțiunii (viscoasă, statică sau dinamică)

se neglijează;

- ecuațiile diferențiale se presupun liniare în intervalele de timp în care se integrează;

- efectele reluctanțelor determinate de curenții turbionari se neglijează;

- densitatea fluxului magnetic (inducția B) se consideră constantă pe întreaga secțiune a întrefierului.

Pentru integrare se utilizează metoda Runge-Kutta. Înain-

tea integrării se evaluează, pentru începutul primului interval de timp, parametrii r_T și F . Prin aceasta ecuația (3.181) este resalvată pentru Φ_f funcție de Φ_T . Forța F și reluctanțele r_E și r_T pot fi evaluate /41/, /48/.

Determinarea caracteristicilor regimului dinamic se face pentru fiecare din cele 6 etape ale acestui regim, prezentate la paragraful 3.3.

Pentru etapa I inițializările sînt:

$$x=0 ; \Phi_f = 0 ; \Phi_T=0 ; t=0 ; U=U_0. \quad (3.185)$$

unde: U_0 este mărimea impulsului de tensiune.

Etapa I durează pînă cînd forța electromagnetică F devine mai mare decît sarcina armăturii F_0 :

$$F_0 < F \quad (3.186)$$

Ecuațiile care descriu creșterea curentului, fluxului și a forței dezvoltate de electromagnet sînt: (3.177), (3.179), (3.180), (3.181).

Cînd F devine mai mare decît F_0 , armătura începe să se deplaseze în întrefier și se trece la determinarea caracteristicilor etapei a doua a regimului dinamic, prin integrarea simultană, prin metoda Runge-Kutta a ecuațiilor (3.177) și (3.178).

Din momentul ciocnirii armăturii mobile de cea fixă, se trece la etapa a III-a a regimului dinamic, care descrie creșterea curentului, fluxului, forței etc, spre valorile de stare din regimul staționar.

Valoarea de stare a curentului este:

$$I_s = \frac{U}{R} \quad (3.187)$$

iar a fluxului total:

$$\Phi_{Ts} = \frac{N I_s}{r_T} \quad (3.188)$$

valori care pot fi deci calculate.

Ecuațiile care descriu creșterea fluxului și forței în etapa a III-a a regimului dinamic sînt (3.177) și (3.180).

Din momentul în care tensiunea la borne U se anulează, se trece la determinarea caracteristicilor etapei a IV-a a regimului dinamic. Ecuațiile care se utilizează sînt (3.177), (3.179), (3.180), (3.181). Etapa a IV-a se încheie cînd forța dezvoltată de electromagnet F devine mai mică decît forța antagonistă:

$$F < F_0 + k x_0 \quad (3.189)$$

x_0 fiind egal cu întrefierul maxim (cursa de comprimare a resortului).

Etapa a V-a, caracterizată prin scăderea în continuare a curentului, fluxului și forței electromagnetului, precum și prin mișcarea armăturii de la întrefierul minim la cel maxim, se soluționează prin integrarea simultană a ecuațiilor (3.177) și (3.178).

Etapa a VI-a și ultima, în care curentul, fluxul și forța continuă să scadă, întrefierul având valoarea maximă, se soluționează asemănător etapei a IV-a.

În /48/ se arată că pe baza acestei metode s-a realizat un program de calcul pentru determinarea caracteristicilor regimului dinamic la un electromagnet de curent continuu de tip clapetă, obținându-se diferența de maximum 10% între mărimile calculate și cele determinate experimental. Autorii explică aceste diferențe prin aceea că metoda urmată nu ia în considerare efectele ciocnirii armăturilor, efectele termice (modificarea cu temperatura a rezistenței înfășurării), precum și efectul curenților turbionari.

b) Se propune o metodă numerică îmbunătățită de soluționare a ecuațiilor regimului dinamic al unui electromagnet (etapa a II-a), bazată pe un sistem de ecuații scris conform echivalențelor energetice stabilite la paragrafele 3.5.1 și 3.5.8.c.

Astfel, conform fig.3.14, presupunem suficient de mic intervalul: $\Delta \int_{i+1} = \int_i - \int_{i+1}$ încît să putem scrie:

$$\frac{d\int}{dt} = - \frac{dx}{dt} = - \frac{\Delta x}{\Delta t} \quad (3.190)$$

Pentru etapa a II-a a regimului dinamic al electromagnetului se pot scrie următoarele egalități:

- pentru forța F_{i+1} dezvoltată de electromagnet, conform (3.13):

$$F_{i+1} = m \cdot a_{i+1} + r \cdot v_{i+1} + k_R x_{i+1} + F_{ri+1} \quad (3.191)$$

- pentru lucrul mecanic elementar dA_{i+1} efectuat de electromagnet la deplasarea armăturii mobile de la întrefierul δ_i la întrefierul δ_{i+1} , conform (3.116):

$$A_{i+1} = dW_{mec. ui+1} + dW_{cin i+1} + dW_{R i+1} \quad (3.192)$$

Avînd în vedere relațiile (3.40) și (3.80), precum și relațiile:

$$x_{i+1} = \sum \Delta x_{i+1} \quad (3.193)$$

$$v_{i+1} = 2 \frac{\Delta x_{i+1}}{\Delta t} - v_i \quad (3.194)$$

$$a_{i+1} = \frac{v_{i+1} - v_i}{\Delta t} \quad (3.195)$$

$$dW_{mec. ui+1} = \int_{x_i}^{x_{i+1}} F_R \cdot dx \quad (3.196)$$

$$dW_R = \int_{x_i}^{x_{i+1}} k_R \cdot x \cdot dx = \frac{1}{2} k_R (x_{i+1}^2 - x_i^2) \quad (3.197)$$

$$dW_{cin i+1} = \frac{m}{2} (v_{i+1}^2 - v_i^2) \quad (3.198)$$

$$\psi_{i+1} = i_{i+1} \cdot \delta_{i+1} \quad (3.199)$$

pentru n intervale Δx ale etapei a II-a a regimului dinamic, care pot fi egale:

$$\delta_{max} - \delta_{min} = \sum_{i=1}^n \Delta x_i \quad (3.200)$$

rezulta un sistem de $7n+1$ ecuații cu $7n+1$ necunoscute:

$$\frac{1}{2} (i_i \psi_{i+1} - \psi_{i+1} i_{i+1}) = \int_{x_i}^{x_{i+1}} F_R \cdot dx + \frac{m}{2} (v_{i+1}^2 - v_i^2) + \frac{1}{2} k_R (x_{i+1}^2 - x_i^2)$$

$$F_{i+1} = m \cdot a_{i+1} + r \cdot v_{i+1} + k_R x_{i+1} + P_{r i+1} \quad (3.201)$$

$$\Psi_{i+1} = L_{i+1} \cdot i_{i+1}$$

$$x_{i+1} = \sum \Delta x_{i+1}$$

$$v_{i+1} = 2 \frac{\Delta x_{i+1}}{\Delta t} - v_i$$

$$a_{i+1} = \frac{v_{i+1} - v_i}{\Delta t}$$

$$t = \frac{t_a}{n}$$

necunoscutele fiind: Ψ_{i+1} , i_{i+1} , L_{i+1} , Δx_{i+1} , x_{i+1} , v_{i+1} , a_{i+1} și t_a .

Cunoscîndu-se mărimile constructive ale electromagnetului: m , k_R , r , N , S , l_{Fe} etc., prin rezolvarea pe calculator a sistemului (3.201) se pot determina prin puncte caracteristicile etapei a II-a a regimului dinamic, determinarea fiind cu atît mai precisă, cu cît numărul n de puncte este mai mare.

O variantă de soluționare pe calculator a sistemului de ecuații (3.201) este următoarea: se alege un increment α al vitezei de variație în timp a accelerației, astfel încît putem scrie:

$$a_{i+1} = a_i + \alpha \cdot \Delta t \quad (3.202)$$

ca urmare, considerînd cunoscute valorile forței rezistente și inductivității funcție de întrefier, necunoscutele din sistemul (3.201) se calculează cu relațiile:

$$v_{i+1} = v_i + a_i \cdot \Delta t + \alpha \frac{\Delta t^2}{2} \quad (3.203)$$

$$x_{i+1} = x_i + v_i \cdot \Delta t + a_i \frac{\Delta t^2}{2} + \alpha \frac{\Delta t^3}{6} \quad (3.204)$$

$$F_{i+1} = m a_{i+1} + r \cdot v_{i+1} + k_R \cdot x_{i+1} + P_{r i+1} \quad (3.205)$$

$$i_{i+1} = \sqrt{\frac{2 F_{i+1} (x_{i+1} - x_i)}{L_{i+1} - L_i}} \quad (3.206)$$

$$\Psi_{i+1} = L_{i+1} \cdot i_{i+1} \quad (3.207)$$

Valorile astfel determinate pentru caracteristicile regimului dinamic trebuie să satisfacă inegalitatea:

$$\frac{1}{2} (i_1 \psi_{i+1} - \psi_1 i_{i+1}) - \frac{1}{2} m_{\text{mec}} (v_{i+1}^2 - v_1^2) - \frac{k_R}{2} (x_{i+1}^2 - x_1^2) \leq \xi \quad (3.208)$$

unde ξ se alege astfel încît să asigure precizia dorită în calcul. Dacă inegalitatea nu este satisfăcută se mărește incrementul de accelerație și se reia calculul, etc. Programul de calcul se oprește cînd $x_{i+1} \geq \delta_{\text{max}} - \delta_{\text{min}}$. Algoritmul de calcul pentru această metodă este prezentat în Organigrama 3.1.

După cum se observă, metoda este relativ simplă și nu necesită tehnici speciale de integrare. Avantajul acestei metode față de cea anterioară constă în aceea că nu necesită calculul sau determinarea experimentală a inductivităților principală și de dispersie, care se face relativ complicat (vezi paragraful 3.5.10), și necesită doar determinarea inductivității totale, care se poate realiza ușor prin metoda prezentată la paragraful 3.5.8.9, sau se poate calcula.

O altă variantă de soluționare a ecuațiilor regimului dinamic de funcționare a unui electromagnet, etapa a II-a, variantă rapid convergentă, care reduce substanțial timpul de calcul, este următoarea:

Se consideră cunoscut electromagnetul, regimul de alimentare (tensiunea U) și sarcina acestuia ($F_R(\delta)$). Fie $i_i, \psi_i, (\frac{dL}{d\delta})_i$ valorile curentului, înălțurii magnetice, respectiv ale derivatei inductivității în raport cu întrefierul la momentul i . Se alege un increment de timp Δt suficient de mic, astfel încît variațiile accelerației și fluxului să poată fi considerate liniare în timp. Se consideră intervalul de timp Δt valabilele curentului, înălțurii, respectiv ale derivatei cu întrefierul și inductivității să nu se modifice. Notînd ca indicele $i+1$ valorile parametrilor rezultă la sfîrșitul intervalului de timp Δt , putem scrie:

$$i_{i+1} = \frac{U}{R} - \frac{1}{2} \frac{dL}{d\delta} \alpha_{i+1} = m a_{i+1} + r v_{i+1} + k_R x_{i+1} + F_R(\delta_{i+1}) \quad (3.209)$$

și deoarece am considerat accelerația ca variînd liniar în timp, conform (3.201), (3.203), (3.204) din (3.209) rezultă o ecuație în α , care soluționată ne dă valorile parametrilor regimului dinamic la sfîrșitul intervalului Δt : $a_{i+1}, v_{i+1}, x_{i+1}$, precum și F_{Ri+1} .

$$\frac{1}{2} \frac{dL}{d\delta} \alpha_{i+1} = \frac{\psi_{i+1} - \psi_i}{\Delta t}$$

Pe această bază se calculează: $\left(\frac{dI}{d\delta}\right)_{i+1}$ și i_{i+1} :

$$i_{i+1} = \frac{U - \left(\frac{\Delta Y}{\Delta t}\right)_{i+1}}{R} \quad (3.210)$$

Cu aceste valori ale curentului și derivatei inductivității se recalculează α din ecuația (3.209) și în continuare celelalte valori ale parametrilor regimului dinamic, obținându-se noi valori pentru $\left(\frac{dI}{d\delta}\right)_{i+1}$ și i_{i+1} etc. , procesul iterativ oprindu-se după n iterații, când este îndeplinită condiția:

$$\alpha_n - \alpha_{n-1} < \epsilon_\alpha$$

sau:

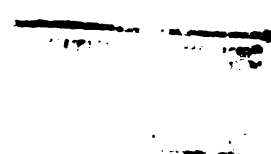
$$x_{i+1,n} - x_{i+1,n-1} < \epsilon_x \quad (3.211)$$

respectiv:

$$i_{i+1,n} - i_{i+1,n-1} < \epsilon_i$$

unde ϵ poate fi luat oricât de mic, funcție de precizia impusă calculului iterativ.

Organigrama de calcul pentru această variantă de soluționare a ecuațiilor regimului dinamic este prezentată în Organigrama 3.2.



Organigrama 3.1 de calcul a regimului dinamic
la electromagnetii de c.c.

START

Permeabilitatea magnetică a întrefierului: μ_0
 Permeabilitatea relativă a miezului magnetic: μ_r
 Forța antagonistă, funcție de întrefier : $F_r(d)$
 Secțiunea polilor : S_1, S_2 (de regulă $S_1=S_2$)
 Constanta resortului: k_R
 Masa echivalentă a sistemului în mișcare : m
 Coeficientul de amortizare viscoasă : r
 Întrefierul inițial : d_{max}
 Întrefierul final : d_{min}
 Tensiunea de alimentare : U
 Incrementul de timp : ΔT
 Incrementul de accelerație : α
 Coeficientul de precizie a calculului : ϵ

Setul de condiții inițiale: $t=0, d = d_{max}, a=0, v=0, x=0,$
 $\psi = \psi_1, i=i_1, F=F_r(d_{max})$

$t, a, v, x, d, L(d), \psi, i, F$

$d \leq d_{min}$ (Yes/No)

1
 $a=a_1$ $i=i_1$
 $v=v_1$ $\psi = \psi_1$
 $x=x_1$ $t=t+\Delta t$
 $d=d_1$ $F=F_1$
 $L(d)=L(d_1)$

2
 $a_1 = a + \alpha \cdot \Delta t$

$$v_1 = v + a \cdot \Delta t + \alpha \frac{\Delta t^2}{2}$$

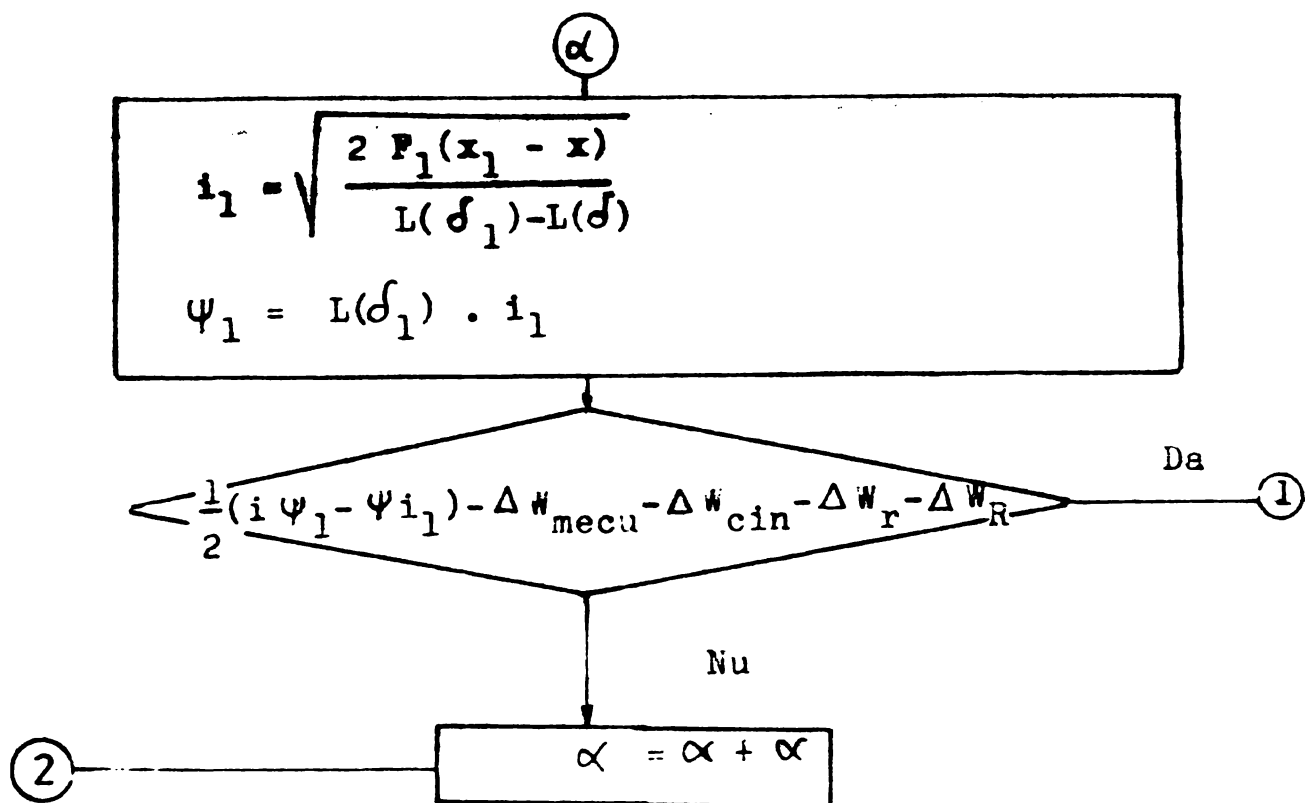
$$x_1 = x + v \cdot \Delta t + a \frac{\Delta t^2}{2} + \alpha \frac{\Delta t^3}{6}$$

$$d_1 = d - a_1$$

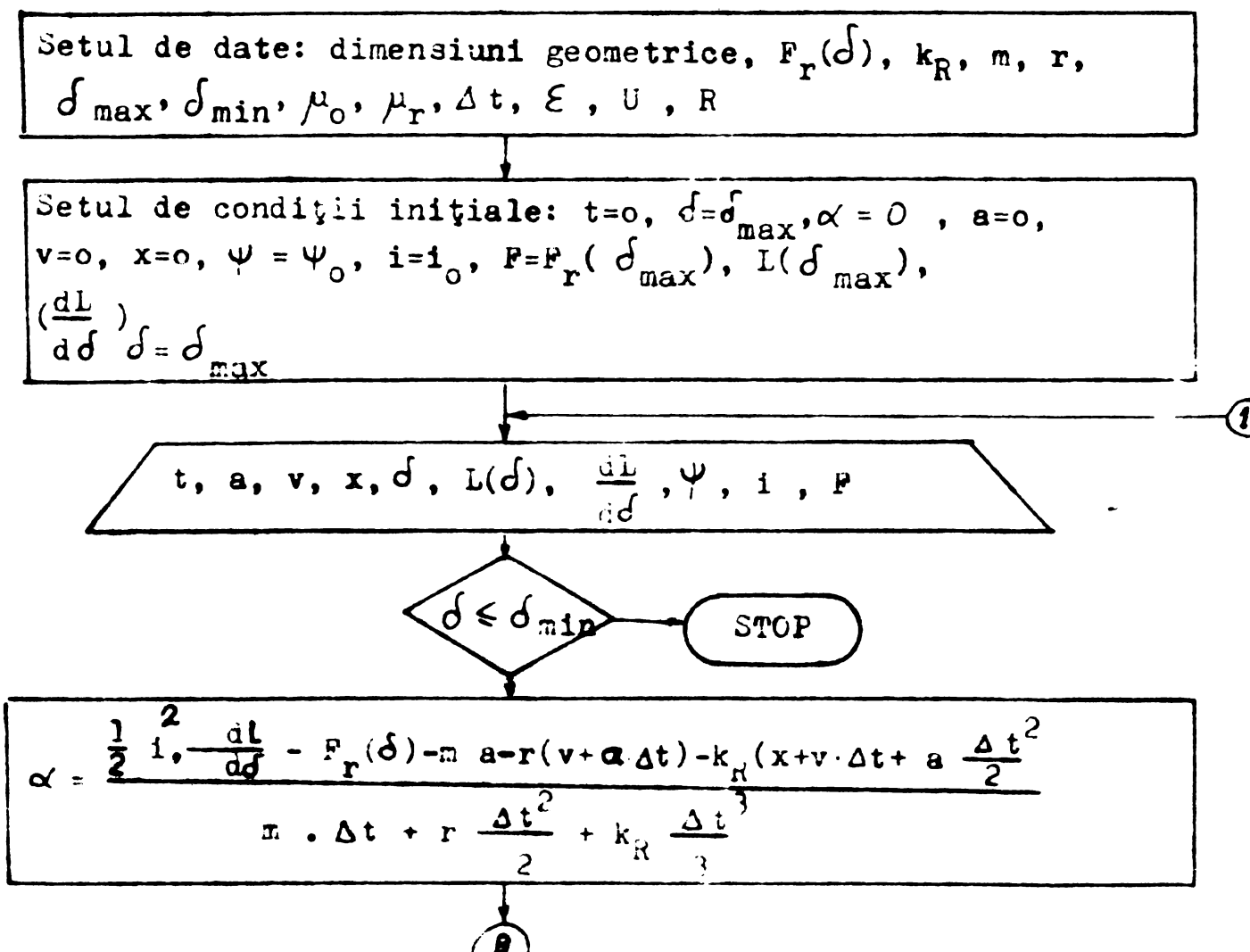
$$F_1 = m \cdot a_1 + r \cdot v_1 + k_R \cdot x_1 + F_r(d_1)$$

$$L(d_1); \Delta W = \int_{d_1}^{d_1} F_r(d) \cdot dd ; \Delta W_{cin} = \frac{m}{2}(v_1^2 - v^2);$$

$$\Delta W_{pot} = \frac{k}{2}(x_1^2 - x^2)$$



Organigrama 3.2 de calcul a regimului dinamic la electromagnetii de c.c.



$$a_1 = a + \alpha \cdot \Delta t$$

$$v_1 = v + a \cdot \Delta t + \alpha \frac{\Delta t^2}{2}$$

$$x_1 = x + v \cdot \Delta t + a \frac{\Delta t^2}{2} + \alpha \frac{\Delta t^3}{6}$$

$$\delta_1 = \delta - x_1$$

$$L(\delta_1); \left(\frac{dL(\delta)}{d\delta} \right)_1$$

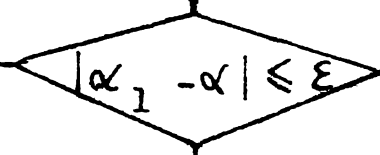
$$\Psi_1 = L(\delta_1) \cdot i$$

$$\frac{\Delta \Psi}{\Delta t} = \frac{\Psi_1 - \Psi}{\Delta t}$$

$$i_1 = \frac{U - \frac{\Delta \Psi}{\Delta t}}{R}$$

$$\alpha_1 = \frac{\frac{1}{2} i_1^2 \cdot \left(\frac{dL}{d\delta} \right)_1 - F_R(\delta_1) - m \cdot a - r(v + a \cdot \Delta t) - k_R \left(x + v \cdot \Delta t + a \frac{\Delta t^2}{2} \right)}{m \cdot \Delta t + r \frac{\Delta t^2}{2} + k_R \frac{\Delta t^3}{3}}$$

$$\alpha' = \alpha_1$$



$a = a_1$	$L(\delta) = L(\delta_1)$	$\Psi = \Psi_1$
$v = v_1$	$\frac{dL}{d\delta} = \left(\frac{dL(\delta)}{d\delta} \right)_1$	$i = i_1$
$x = x_1$		$t = t + \Delta t$
$\delta = \delta_1$		
$F = m \cdot a_1 + r v_1 + k_R x_1$		

①

3.5.10. Calculul inductivităților și fluxurilor pentru electromagneții „în manta”.

Cunoașterea valorilor inductivităților și fluxurilor unui electromagnet este deosebit de importantă pentru studierea regimului dinamic al acestuia. În acest paragraf se prezintă o metodă de calcul al valorilor inductivităților totală și principală, precum și a fluxurilor total și principal la electromagneții "în manta", care constituie tipul de electromagnet utilizat în construcția DFP. Pentru calcul se au în vedere metodele utilizate la determinarea inductivității electromagneților în formă de U și E prezentate în /20/, /62/, /63/, /65/, /75/, /88/.

Se consideră un electromagnet "în manta" de forma celui prezentat în fig.3.26. Câmpul magnetic se consideră conform liniilor de câmp figurate întrerupt.

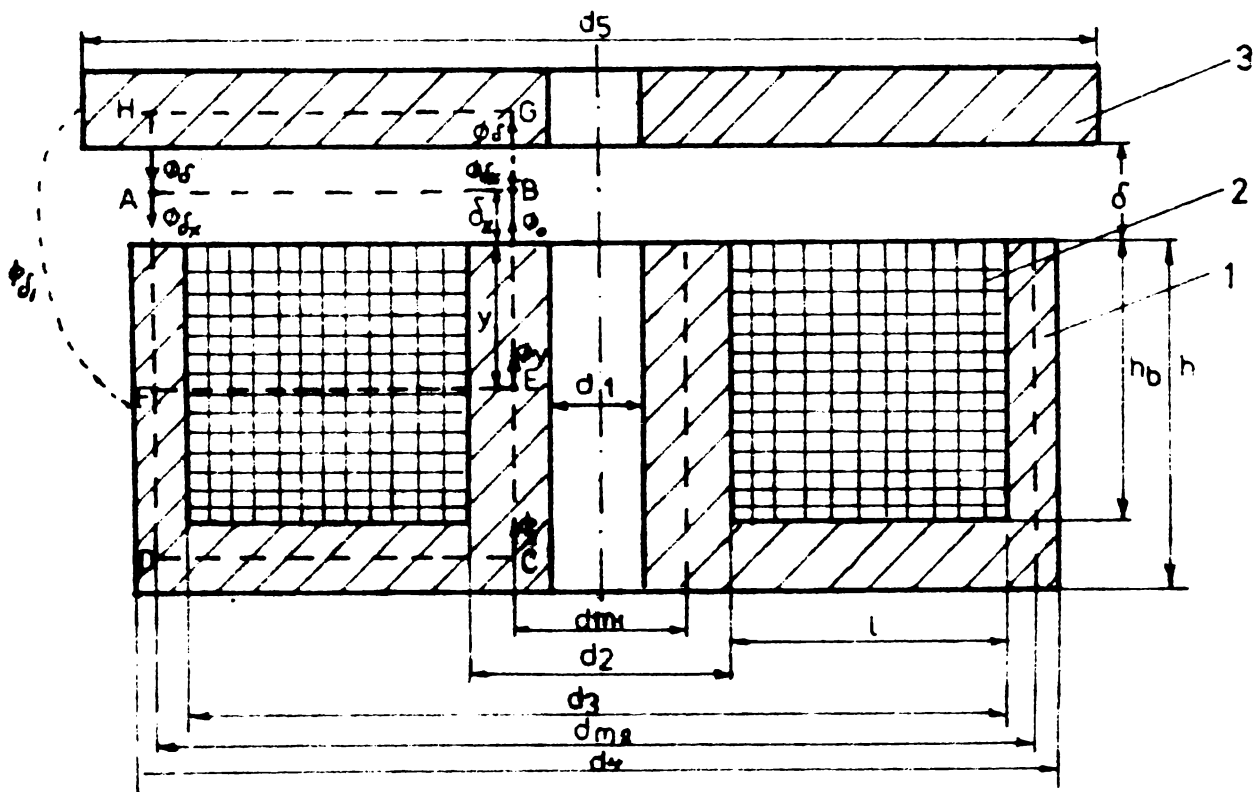


Fig.3.2 6. Modelul unui electromagnet "în manta".

1 - Armătură fixă; 2 - Bobinaj ; 3 - Armătură mobilă.

În figura s-au făcut următoarele notații:

- ϕ_1 - fluxul care intră din jug în polul central prin secțiunea de arie S a acestuia;
- ϕ_y - fluxul curent din polul central;
- ϕ_0 - fluxul care intră din polul central în întrefier, în dreptul polului central;

$\phi_{\delta x}$ - fluxul curent din întrefier, la distanța δ_x de pol, prin aria echivalentă $A_1 \delta_x$;

ϕ_{δ} - fluxul care intră din întrefier în armătura mobilă, prin aria echivalentă $A_1 \delta$.

$\phi_{\delta 1}$ - fluxul de scăpări de-a lungul polului exterior.

Ariile echivalente pentru fluxul din întrefier, în dreptul polului central A_1 și în dreptul polului exterior A_2 sînt /88/ :

$$A_1 = S + 2 \delta \cdot dm_1 + \frac{\delta^2}{2} \quad (3.212)$$

$$A_2 = A + 2 \delta \cdot dm_2 + \frac{\delta^2}{2}$$

Se notează cu :

$$\alpha = \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{1}{A_1} + \frac{1}{A_2} \right) \quad (3.213)$$

Pe baza modelului din fig.3.26, cu notațiile stabilite, se poate scrie:

$$\phi_{\delta x} = \phi_0 - \int_0^{\delta x} d \phi_{\delta x} = \phi_0 - \int_0^{\delta x} U_m \delta_x \cdot \lambda_s \cdot d\delta \quad (3.214)$$

unde $d \phi_{\delta x}$ este variația elementară a lui $\phi_{\delta x}$, $U_m \delta_x$ este tensiunea magnetică între punctele A-B, iar λ_s permeanța de scăpări pe unitatea de lungime între punctele A-B. Permeanța de scăpări se consideră constantă de-a lungul întrefierului și egală cu permeanța de scăpări dintre coloane. Conform /95/ se poate lua:

$$\lambda_s = 2\pi \frac{\mu_0}{\ln \frac{\ell + d_2}{d_2}} \quad (3.215)$$

Scrind teorema a II-a a lui Kirchhoff pentru circuitul magnetic ABCD, neglijînd căderile de tensiune magnetică în fier, obținem:

$$U_m \delta_x + \frac{1}{\mu_0 A_1} \int_0^{\delta x} \phi_{\delta x} \cdot d\delta + \frac{1}{\mu_0 A_2} \int_0^{\delta x} \phi_{\delta x 2} \cdot d\delta \quad (3.216)$$

Fluxul de scăpări $\emptyset \int_1$ de-a lungul polului exterior se neglijează:

$$\emptyset \int_1 = 0 \quad (3.217)$$

rezultă:

$$\emptyset \int_{x_1} = \emptyset \int_{x_2} = \emptyset \int_x \quad (3.218)$$

înlocuind pe $U_m \int_x$ din (3.216) în (3.214) se obține:

$$\emptyset \int_x = \emptyset_0 - \int_0^{\int_x} \left[N \cdot i - \frac{1}{\mu_0 A_1} \int_0^{\int_x} \emptyset \int_x \cdot d\int - \frac{1}{\mu_0 A_2} \int_0^{\int_x} \emptyset \int_x \cdot d\int \right] \cdot \lambda_s \cdot d\int \quad (3.219)$$

relație care derivată în raport cu \int_x de două ori se scrie astfel:

$$\frac{d^2 \emptyset \int_x}{d \int_x^2} = \left(\frac{\emptyset \int_x}{\mu_0 A_1} + \frac{\emptyset \int_x}{\mu_0 A_2} \right) \lambda_s = \alpha \cdot \emptyset \int_x \cdot \lambda_s \quad (3.220)$$

Pentru soluționarea ecuației se notează:

$$v^2 = \alpha \cdot \lambda_s$$

$$r = \pm \sqrt{\alpha \cdot \lambda_s} = \pm p \quad (3.221)$$

și deci soluția ecuației (3.220) este de forma:

$$\emptyset \int_x = C_1 e^{p \int_x} + C_2 e^{-p \int_x} \quad (3.222)$$

Constantele C_1 și C_2 se determină din condițiile la limită. Astfel, pentru $\int_x = 0$, din ecuația (3.222) rezultă:

$$\emptyset \int_x = \emptyset_0 = C_1 + C_2 \quad (3.223)$$

iar din ecuația (3.219) rezultă:

$$\frac{d \emptyset \int_x}{d \int_x} = - \lambda_s \cdot N \cdot i = p(C_1 - C_2) \quad (3.224)$$

Se obține sistemul:

$$C_1 + C_2 = \emptyset_0$$

$$- \frac{\lambda_s \cdot N \cdot i}{p} = C_1 - C_2 \quad (3.225)$$

care soluționat conduce la:

$$C_1 = \frac{1}{2} \left(\varphi_0 - \frac{\lambda_s \cdot N \cdot i}{p} \right) \quad (3.226)$$

$$C_2 = \frac{1}{2} \left(\varphi_0 + \frac{\lambda_s \cdot N \cdot i}{p} \right)$$

obținându-se:

$$\varphi_{\delta x} = \varphi_0 \operatorname{ch} p \delta x - \frac{\lambda_s \cdot N \cdot i}{p} \operatorname{sh} p \delta x \quad (3.227)$$

Determinarea lui φ_{δ} se face din ecuația (3.227) observînd că în acest caz $\varphi_{\delta} = \varphi_{\delta x}$ pentru $\delta_x = \delta$, obținînd:

$$\varphi_{\delta} = \varphi_0 \operatorname{ch} p \delta - \frac{\lambda_s \cdot N \cdot i}{p} \operatorname{sh} p \delta \quad (3.228)$$

Se observă că în (3.227) și (3.228) intră φ_0 , $N \cdot i$ și dimensiuni geometrice. Pentru a se obține o exprimare a fluxurilor $\varphi_{\delta x}$ și φ_{δ} funcție numai de solenația $N \cdot i$ și dimensiunile specifice geometrice ale electromagnetului, se exprimă și φ_0 funcție de solenația $N \cdot i$ și dimensiunile geometrice. În acest sens se consideră că:

$$\varphi_0 = \lambda_0 \cdot N \cdot i \quad (3.229)$$

unde λ_0 este o permeabilitate de calcul, care urmează să fie determinată. Pentru aceasta, se scrie teorema a II-a a lui Kirchhoff pentru circuitul magnetic CDHG, neglijînd căderile de tensiune magnetică în fier:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\mu_0 A_1} \int_0^{\delta} \varphi_{\delta x} \cdot d\delta + \frac{1}{\mu_0 A_2} \int_0^{\delta} \varphi_{\delta x} \cdot d\delta = \\ \alpha \int_0^{\delta} \left(\varphi_0 \operatorname{ch} p \delta x - \frac{\lambda_s \cdot N \cdot i}{p} \operatorname{ch} p \delta x \right) d\delta \end{aligned} \quad (3.230)$$

Efectuînd calculele se obține:

$$\lambda_0 = \frac{p}{\alpha} \operatorname{cth} p \delta \quad (3.231)$$

Din (3.227), (3.228), (3.229) și (3.231) se obține expresia fluxului din întretier, respectiv din armatura mobilă numai funcție de solenația $N \cdot i$ și dimensiunile geometrice ale electromagnetului, sub forma:

$$\Phi_{\delta x} = \left(\lambda_0 \operatorname{chp} \cdot \delta x - \frac{\lambda_s}{p} \operatorname{shp} \cdot \delta x \right) N \cdot i \quad (3.232)$$

$$\Phi_{\delta} = \left(\lambda_0 \operatorname{chp} \delta - \frac{\lambda_s}{p} \operatorname{shp} \delta \right) N \cdot i \quad (3.233)$$

Așadar, atât $\Phi_{\delta x}$ cât și Φ_{δ} pot fi scrise sub forma:

$$\Phi_{\delta x} = \lambda_{\delta x} \cdot N \cdot i \quad (3.234)$$

$$\Phi_{\delta} = \lambda_{\delta} \cdot N \cdot i \quad (3.235)$$

unde:

$$\lambda_{\delta x} = \lambda_0 \operatorname{chp} \cdot \delta x - \frac{\lambda_s}{p} \operatorname{shp} \cdot \delta x \quad (3.236)$$

$$\lambda_{\delta} = \lambda_0 \operatorname{chp} \cdot \delta - \frac{\lambda_s}{p} \operatorname{shp} \cdot \delta = \frac{\lambda_s}{p} \left(\frac{1}{\operatorname{shp} \cdot \delta} \right) \quad (3.237)$$

Deoarece Φ_{δ} este fluxul care intră din întrefier în armătura mobilă, acest flux poate fi considerat drept fluxul principal al electromagnetului, care contribuie la crearea forței de atracție. Dacă considerăm fluxul magnetic total (înlanțuirea magnetică) principal sub forma:

$$\Psi_p = N \cdot \Phi_{\delta} = L_p \cdot i \quad (3.238)$$

obținem inductivitatea principală L_p sub forma:

$$L_p = N^2 \cdot \lambda_{\delta} \quad (3.239)$$

Determinarea lui Φ_y se face avînd în vedere că:

$$\Phi_y = \Phi_0 + \int_0^y \frac{N \cdot i}{h_b} \lambda_s (h_b - y) dy \quad (3.240)$$

Avînd în vedere relația (3.229) rezultă pentru fluxul din coloană:

$$\Phi_y = N \cdot i \left[\lambda_0 + \int_0^y \frac{\lambda_s}{h_b} (h_b - y) dy \right] \quad (3.241)$$

Se obține:

$$\Phi_y = \left[\lambda_0 + \lambda_s y - \frac{\lambda_s y^2}{2 h_b} \right] N \cdot i \quad (3.242)$$

Așadar, fluxul Φ_y se poate scrie sub forma:

$$\Phi_y = \lambda_y \cdot N \cdot i \quad (3.243)$$

unde:

$$\lambda_y = \lambda_0 + \lambda_s \cdot y - \frac{\lambda_s}{h_b} \frac{y^2}{2} \quad (3.244)$$

Scrind înlanțuirea magnetică totală a electromagnetului sub forma:

$$\Psi_t = \frac{N}{h_b} \int_0^{h_b} \phi_y \cdot dy \quad (3.245)$$

rezultă:

$$\Psi_t = N^2 \left(\lambda_0 + \frac{\lambda_s}{3} h_b \right) i \quad (3.246)$$

și deoarece:

$$\Psi_t = L_t \cdot i \quad (3.247)$$

rezultă că inductivitatea totală a electromagnetului este:

$$L_t = \left(\lambda_0 + \frac{\lambda_s}{3} h_b \right) N^2 \quad (3.248)$$

sau:

$$L_t = \left(\frac{p}{\alpha} \operatorname{cthp} \delta - \frac{\lambda_s}{3} h_b \right) N^2 \quad (3.249)$$

Se observă că dacă se neglijează dispersia, ceea ce revine la a considera $\lambda_s \rightarrow 0$, atunci:

$$\lambda_0 = \lim_{\lambda_s \rightarrow 0} \left[\frac{p}{\alpha} (\operatorname{cthp} \delta) \right] = \lim_{p \rightarrow 0} \left(\frac{\operatorname{chp} \delta}{\alpha \cdot \delta \cdot \frac{\operatorname{shp} \delta}{p \delta}} \right) = \frac{1}{\alpha \cdot \delta} \quad (3.250)$$

$$\lambda_{\delta_x} = \lim_{\lambda_s \rightarrow 0} \left(\lambda_0 \operatorname{chp} \cdot \delta_x - \frac{\lambda_s}{p} \operatorname{shp} \cdot \delta_x \right) = \lambda_0 = \frac{1}{\alpha \cdot \delta} \quad (3.251)$$

$$\lambda_{\delta} = \lim_{\substack{\lambda_s \rightarrow 0 \\ \delta_x \rightarrow \delta}} \lambda_{\delta_x} = \lambda_0 = \frac{1}{\alpha \cdot \delta} \quad (3.252)$$

deci:

$$\lambda_0 = \lambda_{\delta_x} = \lambda_{\delta} \quad (3.253)$$

ier inductivitatea principală este:

$$L_p = N^2 \cdot \lambda_{\delta} = \frac{N^2}{\alpha \cdot \delta} \quad (3.254)$$

și inductivitatea totală:

$$L_t = N^2 \left[\lambda_0 + \frac{\lambda_s}{3} h_b \right] = \frac{N^2}{\alpha \cdot \delta} \quad (3.255)$$

$$L_t = L_p, \quad (3.256)$$

iar dacă ariile echivalente A_1 și A_2 ale polilor electromagnetului le considerăm egale între ele și egale cu S , atunci:

$$\alpha = \frac{2}{\mu_0 S} \quad (3.257)$$

și inductivitatea principală, respectiv totală se scrie sub forma:

$$L_t = L_p = \frac{\mu_0 S N^2}{2 \delta} \quad (3.258)$$

regăsind astfel expresia inductivității considerată în ecuația (3.92)

Deoarece în calculul forței dezvoltate de electromagnet intervine derivata inductivității totale în raport cu întrefierul, se calculează în continuare această derivată.

$$\frac{dL_t}{d\delta} = \frac{d}{d\delta} \left(\frac{p}{\alpha} \operatorname{cthp}\delta + \frac{\lambda_s}{3} h_b \right) N^2 \quad (3.259)$$

obținându-se în final:

$$\frac{dL_t}{d\delta} = - \frac{\lambda_s}{\operatorname{sh}^2 p\delta} N^2 \quad (3.260)$$

sau:

$$\frac{dL_t}{d\delta} = - \frac{N^2}{\alpha \cdot \delta^2} \left(\frac{p \cdot \delta}{\operatorname{sh} p\delta} \right)^2 \quad (3.261)$$

Se observă că la neglijarea dispersiei $\lambda_s \rightarrow 0$, sau pentru valori mici ale întrefierului $\delta \rightarrow 0$, derivata inductivității în raport cu întrefierul se scrie sub forma:

$$\frac{dL_t}{d\delta} = - \frac{N^2}{\alpha \cdot \delta^2} \quad (3.262)$$

Iar pentru α considerat conform ecuației (3.257), derivata se scrie:

$$\frac{dL_t}{d\delta} = - \frac{\mu_0 S N^2}{2 \delta^2} \quad (3.263)$$

care se observă că reprezintă de altfel derivata în raport cu întrefierul a inductivității scrise conform ecuației (3.258).

Cu acestea, avîm în vedere că forța momentană dezvoltată de electromagnet este:

$$F = \frac{1}{2} I^2 \frac{dL_t}{d\delta} \quad (3.264)$$

și înlocuind în ea valoarea lui $\frac{dL_t}{d\delta}$ din ecuația (3.263) obținem:

$$F = - \frac{1}{2} \frac{\lambda_B}{sh^2 p \delta} (N \cdot i)^2 = - \frac{1}{2} \frac{(N \cdot i)^2}{\alpha \delta^2} \left(\frac{p \cdot \delta}{sh p \delta} \right)^2 \quad (3.265)$$

Dacă se neglijează dispersia ($\lambda_B \rightarrow 0$) se obține pentru forță:

$$F = - \frac{1}{2} \frac{1}{\delta^2 \alpha} (N \cdot i)^2 = - \frac{1}{2} \frac{B^2 \cdot 2S}{\mu_0} \quad (3.266)$$

regăsind astfel expresia clasică utilizată pentru exprimarea forței dezvoltate de electromagnet (pe ambii poli).

În construcția DEP intervin și tipuri de electromagneți "în manta" la care înălțimea h_b a ferestrei este mult mai mică decât lățimea l a acesteia (fig.3.27).

$$h_b \ll l \quad (3.267)$$

În această situație liniile de câmp magnetic se consideră conform liniilor întrerupte din fig.3.27.

Notațiile sînt conform celor de la începutul paragrafului.

Cu ϕ_x s-a notat fluxul curent din armătura mobilă. Pentru cazul considerat avem:

$$\phi_1 = \phi_2 = \phi_0 = \phi \delta_x = \phi \delta \quad (3.268)$$

Pe baza modelului considerat, cu notațiile stabilite, se poate scrie:

$$\phi_x = \phi \delta + \int_0^x d\phi_x = \phi \delta + \int_0^x U_{mx} \cdot \lambda_h^* \cdot dx \quad (3.269)$$

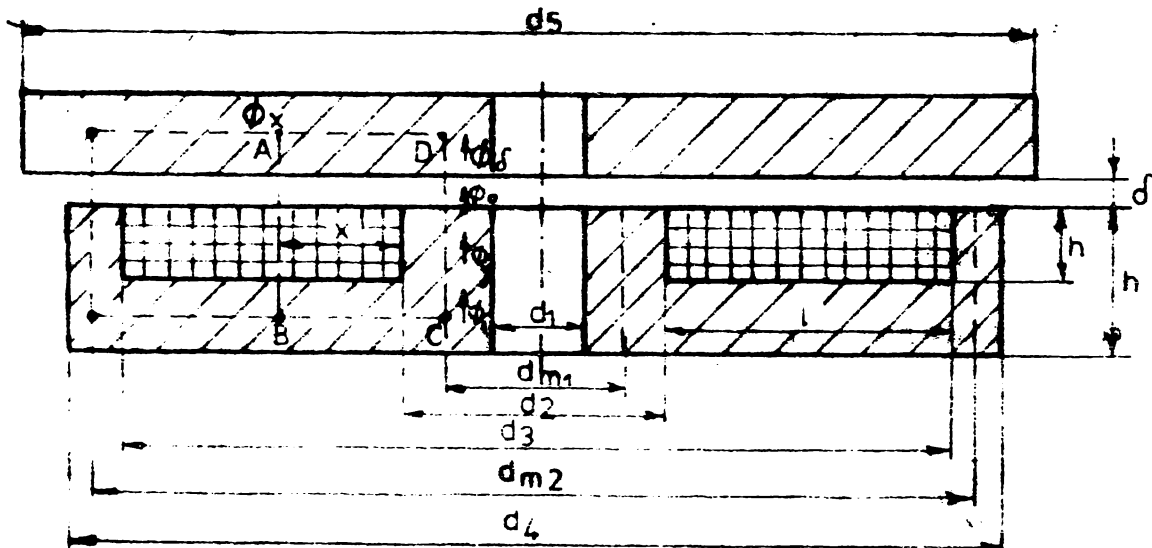


Fig.3.27. Modelul unui electromagnet "în manta".

unde: $d\phi_x$ este variația elementară a lui ϕ_x , U_{mx} este tensiunea magnetică între punctele A-B, iar λ_h^* este permeanța de scăpări pe unitatea de lungime între punctele A-B. Permeanța de scăpări se consideră constantă pe lățimea ferestrei și egală cu permeanța de scăpări dintr-un miez de fier și cea fixă. Conform /95/ se poate lua:

$$\lambda_h^* = \frac{\pi \mu_0 (d_2 + 2x)}{h_b + \delta} + \mathcal{E}(h_b, \delta, \ell) \quad (3.270)$$

unde \mathcal{E} este o corecție ce ține seama de abaterea câmpului de la forma plan paralelă, fiind funcție de dimensiunile geometrice. Scriind teorema a II-a a lui Kirchhoff pe conturul ABCD, neglijînd căderile de tensiune magnetică în fier, se obține tensiunea magnetică între punctele A-B:

$$U_{\text{m. x}} = \frac{N \cdot i}{\ell} (\ell - x) - U_{\delta} \quad (3.271)$$

unde:

$$U_{\delta} = \frac{N \cdot i}{2} \quad (3.272)$$

este căderea de tensiune magnetică pe întrefier.

Avînd în vedere expresia lui ϕ_{δ} dată de relația (3.235), se poate scrie:

$$\phi_x = N \cdot i \left[\lambda_{\delta} + \int_0^x \frac{\ell - x}{\ell} \lambda_h^* dx \right] \quad (3.273)$$

rezultînd:

$$\phi_x = N \cdot i \left[\lambda_{\delta} + \frac{\pi \mu_0}{h_b + \delta} \left(\frac{d_2 \cdot x}{2} + \frac{x^2}{2} - \frac{d_2}{2\ell} x^2 - \frac{2x^3}{3\ell} \right) \right] \quad (3.274)$$

Așadar și fluxul ϕ_x se poate scrie sub forma:

$$\phi_x = \lambda_x \cdot N \cdot i \quad (3.275)$$

unde:

$$\lambda_x = \lambda_{\delta} + \frac{\pi \mu_0}{h_b + \delta} \left(\frac{d_2}{2} x + \frac{x^2}{2} - \frac{d_2}{2\ell} x^2 - \frac{2x^3}{3\ell} \right) \quad (3.276)$$

Scriind înălțuirea magnetică totală a electromagnetului sub forma:

$$\Psi_t = \frac{N}{\ell} \int_0^{\ell} \phi_x \cdot dx \quad (3.277)$$

rezultă:

$$\Psi_t = N^2 \left(\lambda_{\delta} + \frac{\lambda_h \cdot \pi \cdot d_2}{12} \right) i \quad (3.278)$$

unde:

$$\lambda_h = \frac{\mu_0 \cdot \ell}{h_b + \delta} \quad (3.279)$$

Așadar inductivitatea totală este:

$$L = \frac{\Psi_t}{i} = N^2 \left(\lambda_{\delta} + \frac{\pi \cdot \lambda_h \cdot d_2}{12} \right) \quad (3.280)$$

Din (3.274) rezultă:

$$\frac{d \phi_x}{dx} = \frac{\pi \mu_0 N \cdot i}{h_b + \delta} \left(\frac{d}{2} + x - \frac{d_2}{2} \cdot x - \frac{2x^2}{\ell} \right) \quad (3.281)$$

observându-se că variația fluxului în lungul coordonatei x este pozitivă pentru $x > \frac{\ell}{2}$ și negativă pentru $x < \frac{\ell}{2}$, fapt care se confirmă și experimental.

Valorile extreme ale lui $\frac{d \phi_x}{dx}$ sînt:

- Pentru $x=0$

$$\left(\frac{d \phi_x}{dx} \right)_{\max} = \frac{\pi \mu_0 N \cdot i \cdot d}{2(h_b + \delta)} \quad (3.282)$$

- Pentru $x=\ell$

$$\left(\frac{d \phi_x}{dx} \right)_{\min} = - \frac{\pi \mu_0 N \cdot i (d + 2\ell)}{2(h_b + \delta)} \quad (3.283)$$

De asemenea, așa cum este de așteptat, din relația (3.274) rezultă că pentru $x=0$:

$$\phi_0 = \phi_\delta = \lambda_\delta \cdot N \cdot i \quad (3.284)$$

iar pentru $x=\ell$:

$$\phi_\ell = \phi_\delta - \frac{\pi \cdot \lambda_\delta}{2} \cdot \ell \cdot N \cdot i \quad (3.285)$$

Valoarea maximă a lui ϕ_x se obține pentru $x = \frac{\ell}{2}$, fiind:

$$\phi_{x \max} = N \cdot i \left[\lambda_\delta + \frac{\pi \cdot \lambda_\delta}{2} \left(d + \frac{\ell}{2} \right) \right] \quad (3.286)$$

Relațiile (3.284), (3.285) și (3.286) sînt importante pentru referența lor la locul în care fluxul se închide prin armătura mobilă în cazul electromagnetului, evidențiind că valoarea fluxului prin armături este la distanța $x = \frac{\ell}{2}$ de polul stîng.

Acest fapt este important pentru o proiectare optimă a electro-magneților, indicînd locul în care trebuie dimensionat circuitul magnetic al acestora.

Într-o altă calculare a forței dezvoltate în acest caz de electro-magneți, trebuie să ținem seama de variația cu întrefierul a inductivității, avîndu-se în vedere că și permeanța λ_H este func-

$$\frac{dL_t}{d\delta} = \frac{d}{d\delta} \left(\frac{p}{\alpha} \operatorname{cthp}\delta + \frac{\lambda h \cdot \pi \cdot d_2}{12} \right) N^2 \quad (3.287)$$

obținându-se

$$\frac{dL_t}{d\delta} = \left(\frac{\lambda_s}{\operatorname{sh}^2 p\delta} + \frac{\lambda h \cdot \pi \cdot d_2}{12(h_b + \delta)} \right) N^2 \quad (3.288)$$

Pentru valori mici ale lui h_b și δ termenul $\frac{\lambda h}{h_b + \delta}$ poate avea valori importante, ca urmare nu mai poate fi neglijat.

Sintetizînd cele expuse la acest paragraf, rezultă că în cazul cel mai general, conform relațiilor (3.248) și (3.280), inductivitatea totală a unui electromagnet în manta se scrie sub forma:

$$L_t = \left(\frac{p}{\alpha} \operatorname{cthp}\delta + \frac{\lambda h \cdot \pi \cdot d_2}{12} + \frac{\lambda_s \cdot h_b}{3} \right) N^2 \quad (3.288')$$

Dacă considerăm inductivitatea totală ca sumă a inductivităților principală L_p și de dispersie L_d , atunci se poate scrie:

$$L_p = \left(\frac{p}{\alpha} \operatorname{cthp}\delta + \frac{\lambda h \cdot \pi \cdot d_2}{12} \right) N^2 \quad (3.289)$$

$$L_d = \frac{\lambda_s \cdot h_b}{3} N^2 \quad (3.290)$$

Relațiile (3.289) și (3.290) s-au scris pe considerentul că numai inductivitatea principală intervine în expresia forței dezvoltate de electromagnet.

Capitolul IV

Proiectarea electromagneților de curent continuu pentru funcționarea în regim dinamic

4.1. Introducere

Numeroase referințe bibliografice /11/, /32/, /37/, /39/, /42/, /45/, /51/, /53/ ș.a. sintetizând elementele de teorie a electromagneților de curent continuu, precum și experiența în domeniul proiectării și construirii acestora din diferite țări și întreprinderi, oferă metodici de proiectare a electromagneților de curent continuu pentru regimul static de funcționare, metodici care urmăresc în esență asigurarea de către electromagnet, pentru un întrefier dat, a unei anumite forțe portante, într-o construcție tehnologică simplă, economică, fiabilă.

Așa cum s-a arătat în capitolul III, mărimile ce caracterizează funcționarea unui electromagnet în regim dinamic diferă substanțial față de aceleași mărimi din regimul static. Ca urmare, proiectarea electromagneților de curent continuu pentru regimuri dinamice de funcționare necesită metodologii diferite de cele pentru regimuri statice, trebuind să asigure, pentru electromagnetul considerat, o anumită valoare a forței de tracțiune, pentru o anumită cursă a armăturii mobile, precum și o anumită caracteristică de tip (de anclanșare, respectiv declanșare), într-o construcție tehnologică simplă, economică, fiabilă.

Deoarece electromagneții pot constitui elemente esențiale în lanțul de legături dintre sisteme electrice și mecanice (exemplu: între un microprocesor și componentele mecanice), asigurarea unor anumite caracteristici de timp, care reprezintă timpul de răspuns dinamic al armăturii (anclanșare, respectiv declanșare) la aplicarea unui impuls de tensiune este imperios necesară.

În trecut, când aplicațiile electromagneților nu necesitau studiul caracteristicilor critice de timp, proiectarea electromagneților pentru regimul dinamic se realiza prin aproximații succesive /43/, /44/, /52/, /71/, /79/, /86/ realizându-se proiectarea pentru regimul static, calculându-se proprietățile electromagnetului pentru regimul dinamic, corectându-se elementele de proiectare statică, recalculându-se caracteristicile regimului dinamic etc.

Proiectarea electromagnetului pentru regimul dinamic este dificilă, din cauza complexității ecuațiilor, iar numărul mare de semnale de intrare (parametrii de conectare ai electromagnetului și ai sarcinii) determină un câmp de soluții care trebuie luate în considerare în timpul proiectării. Stabilirea unor metode experimentale de proiectare, prin fabricarea și testarea unor prototipuri, este costisitoare și de lungă durată. În aceste condiții, singura alternativă a proiectării a rămas pînă în prezent proiectarea și simularea pe calculator a caracteristicilor de timp /48/, precum și acelorlalte mărimi ce caracterizează funcționarea electromagnetului în regim dinamic.

4.2. Soluții actuale de proiectare a electromagnetilor de curent continuu pentru funcționarea în regim dinamic

Soluția clasică de proiectare a electromagneților de curent continuu pentru funcționarea în regim dinamic constă în determinarea preliminară a dimensiunilor geometrice pe baza caracteristicilor statice, recalcularea caracteristicilor dinamice și variația dimensiunilor geometrice pînă se ajunge la proprietățile dinamice impuse.

În /79/ se prezintă o astfel de metodă de proiectare a electromagneților de curent continuu, utilizîndu-se un algoritm de proiectare, bazat pe posibilitatea folosirii unor dispozitive de memorizare corespunzătoare întocmite. Cele mai importante memorii utilizate conform acestei metode de proiectare sînt:

- Memorie pentru funcții și structuri, care trebuie să conțină principalele forme constructive, ca și proprietățile funcționale cele mai importante, astfel încît pe baza dependenței funcție-structură să fie posibilă o alegere a formei finale a electromagnetului;

- Memoria pentru schema electrică de alimentare și comandă, prin care să poată fi luată în considerație influența comenzilor electronice (supraexcitare, excitare rapidă, excitare prin impuls etc.) asupra proprietăților dinamice.

- Memoria pentru metoda de calcul și optimizare.

Algoritmul de proiectare, conform /79/ este prezentat în Organigrama 4.1.

De menționat că programul de calcul pentru recalcularea proprietăților dinamice are la bază ecuațiile (3.11), (3.12), (3.13) din dinamica electromagneților, care se rezolvă pe calculator, prin metode numerice (Runge-Kutta) realizîndu-se o aproximare a caracteristicilor $i(x, \omega)$ prin polinoame de forma:

Proiectarea A.I. realizată pe baza de proiectare a electromagnetului de a.c. prin diagramă de funcționare prin recalculara proprietăților dinamice.

Date: proprietățile funcționale (exemplu: cursa nominală, forța de smulgere maximă, temperatura maximă, timpul de conectare).

- I. Determinarea formei de bază a circuitului magnetic
- II. Alegerea comenzii corespunzătoare.
- III. Sinteza electromagnetului. Dimensionarea comenzii electronice.
- IV. Proiectarea constructivă cu considerarea factorilor tehnologici.
- V. Recalcularea proprietăților statice și dinamice.
Se obțin proprietățile impuse Da
- VI. Construcția și încercările experimentale.
Se obțin proprietățile impuse Da

← Memorie pentru funcții și structuri

← a

← b

← Memorie pentru considerarea influenței comenzii electronice asupra parametrilor statici și dinamici ai electromagnetului.

← Memorie pentru modelele de calcul și de optimizare

← Memorie pentru informații de natură tehnologică.

Nu → a

Nu → b

Electromagnetul căutat

$$\begin{aligned} i(x_1) = & (a_{01} + a_{11}x + a_{21}x^2 + \dots + a_{n1}x^n) + \\ & + (a_{02} + a_{12}x + a_{22}x^2 + \dots + a_{n2}x^n) + \\ & + \dots + \\ & + (a_{0n} + a_{1n}x + a_{2n}x^2 + \dots + a_{nn}x^n) \end{aligned} \quad (4.1)$$

Calculul coeficienților a_{jk} este însă laborios, rularea unui subprogram de calcul al coeficienților pentru polinoame de rangul $n = 8$, pentru o curbă $i = i(x, \psi)$ dată prin 50 de puncte ajungând la circa 90 de minute.

Conform /43/, /44/ se prezintă în Organigrama 4.2. un algoritm generalizat al procesului de proiectare a unui electromagnet de curent continuu pentru regim dinamic de funcționare, care, ținând cont de rezultatele tehnicii de construcție, realizează față de cazul anterior scurtarea timpului de sintetizare a electromagnetului, cât și posibilități de optimizare a construcțiilor viitoare.

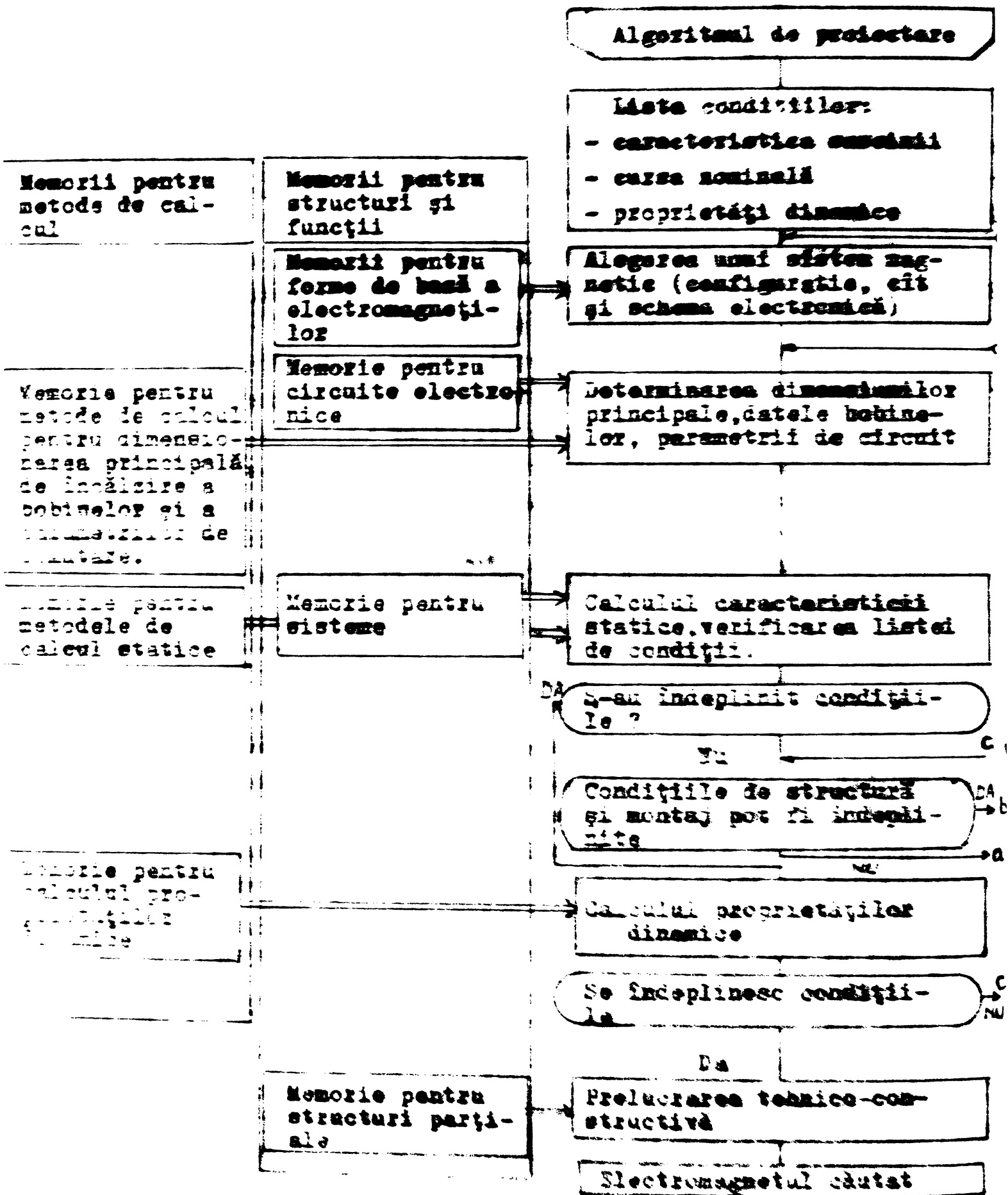
Pentru ca proiectarea electromagneților să poată fi realizată cu acest algoritm, este necesar ca memoriile indicate (memoria funcție-structură, memoria de calcul, memoria program) să acumuleze informațiile prin analiza multor variante de electromagneți și generalizarea rezultatelor.

În /48/ se indică o metodă de proiectare, simulare și optimizare a electromagneților de curent continuu de tip clapetă.

Pentru startul proiectării și simulării caracteristicilor de timp, toate materialele, curbele de magnetizare și demagnetizare și reluctanțele de dispersie trebuie stocate într-o formă corespunzătoare pentru programarea calculului. Dându-se dimensiunile impuse pentru proiectarea electromagnetului, rezistența bobinei, datele conductorului și ale înfășurării bobinei, algoritmul de proiectare determină o serie de proiecte de bobină; acestea reprezintă baza de la care se generează elementele componente ale electromagnetului cu clapetă, conform relațiilor stabilite teoretic și experimental. Dacă vreo componentă depășește dimensiunile impuse de proiectant, proiectarea se oprește și un alt set de date se utilizează. Algoritmul de simulare a caracteristicilor de tip este conform celor expuse la paragraful 3.5.9.

Metodele actuale de proiectare a electromagneților de curent continuu pentru regimul dinamic de funcționare sînt laborioase și reprezintă, în esența lor, transpunerea pe calculator a metodei clasice de proiectare, conform căreia, după proiectarea pe baza

Diagrama 4.2. Referitoare la algoritmul de proiectare a electromagnetilor de cat. superioara si a circuitelor de functionare.



caracteristicilor statice a unei variante de electromagnet, se anticipează prin calcul caracteristicile dinamice ale acestuia (cele mai importante fiind caracteristicile de timp) elaborându-se noi variante de electromagnet, pînă cînd aceste caracteristici corespund cerințelor funcționale impuse electromagnetului.

4.3. Metodă de proiectare a electromagneților de curent continuu pentru funcționarea în regim dinamic

Se propune, în cele ce urmează, o metodă de proiectare a electromagneților de curent continuu pentru funcționarea în regim dinamic, care ia în considerare încă în cursul procesului de proiectare caracteristicile dinamice cerute electromagnetului. Proiectarea se desfășoară în două etape: proiectarea preliminară a electromagnetului, cu luarea în considerare a caracteristicilor de timp, dar cu acceptarea unor ipoteze simplificatoare referitoare la evoluția regimului dinamic și în final definitivarea dimensiunilor constructive astfel încît electromagnetul să corespundă în mod real cerințelor impuse. Proiectarea se realizează pe calculator, conform unui algoritm de proiectare, avînd avantajul față de metodele actuale că scurtează sensibil procedura de proiectare.

În general proiectarea unui electromagnet de curent continuu pentru un regim dinamic de funcționare presupune elaborarea unui electromagnet capabil să realizeze o cursă de o anumită lungime, într-un anumit interval de timp, în condițiile în care asupra armăturii mobile se exercită o sumă de forțe exterioare (sarcina). Alături de acestea, proiectarea unui electromagnet de c.c. pentru un regim dinamic de funcționare poate fi condiționată de restricții de gabarit; de încălzire etc.

Pentru metoda de proiectare propusă, datele inițiale ale proiectării sînt cele obișnuite:

- Cursa electromagnetului (întrefierul maxim δ_{\max} și întrefierul δ_{\min});
- Sarcina la armătura mobilă a electromagnetului, funcție de cursă, $P_r = f(\delta)$;
- Timpul maxim de acționare, t_a ;
- Restricții de gabarit, încălzire etc.

De asemenea, proiectantului trebuie să i se precizeze (sau să i se ofere posibilitatea de a alege) următoarele:

- Curentul maxim admisibil în schema electrică în care va funcționa electromagnetul, I_a ;

- Tensiunea de alimentare U ;
- Materialul feromagnetic din care va fi confecționat electro-
magnetul (curba de magnetizare $B = f(H)$);
- Tipul constructiv de electromagnet (în formă de U, de H, în
manta, plonjor etc.).

Proiectarea se bazează pe soluționarea ecuațiilor (3.11), (3.12), (3.13) ale regimului dinamic al electromagneților de curent continuu, prezentate la paragraful 3.4.

Din acest sistem de ecuații rezultă că pentru a fi îndeplinită condiția ca timpul de deplasare a armăturii mobile de la întrefierul maxim la cel minim să fie egal cu un timp prestabilit t_d , există atâtea grade de libertate (variante) în proiectarea electromagnetului cîte mărimi constructive intervin distinct ca necunoscute în acest sistem. Analiza sistemului de ecuații evidențiază că principalele mărimi constructive necunoscute ce intervin distinct în ecuațiile regimului dinamic sînt m, r, k_R, N și S . Prin luarea în considerare a unor criterii de optim constructiv și funcțional, numărul real al gradelor de libertate în proiectare se poate reduce considerabil.

Astfel;

••

- constanta k_R a resortului antagonist se determină, de regulă din condiția ca acesta să asigure deplasarea armăturii mobile de la întrefierul minim la cel maxim într-un timp prestabilit t_d . Pentru deplasarea armăturii sub acțiunea resortului se pot scrie următoarele relații:

a/ pentru forțe:

$$F_R = k_R \cdot x = - m \frac{d^2 x}{dt^2} \quad (4.2)$$

unde m este masa armăturii mobile.

b/ pentru lucrul mecanic:

$$W_R = \frac{k_R}{2} x_{\max}^2 \quad (4.3)$$

Din (4.2) și (4.3) rezultă variația în timp, a întrefierului x_d , viteza v_d și accelerației a_d :

$$x_d = x_{\max} \cos\left(\sqrt{\frac{k_R}{m}} t\right) \quad (4.4)$$

$$v_d = -\sqrt{\frac{k_R}{m}} x_{\max} \sin\left(\sqrt{\frac{k_R}{m}} \cdot t\right) \quad (4.5)$$

$$a_d = -\frac{k_R}{m} x_{max} \cos\left(\sqrt{\frac{k_R}{m}} \cdot t\right) \quad (4.6)$$

Punind condiția ca deplasarea de la întrefierul minim la cel maxim să se efectueze în intervalul de timp t_d obținem:

$$\sqrt{\frac{k_R}{m}} \cdot t_d = \frac{\pi}{2} \quad (4.7)$$

și deci:

$$k_R = \frac{\pi^2}{4} \cdot \frac{m}{t_d^2} \quad (4.8)$$

Așadar, constanta resortului nu depinde de întrefier, ci doar de masa armăturii mobile și de timpul de declanșare, resortul fiind cu atât mai puternic cu cât masa armăturii mobile este mai mare, iar timpul de declanșare este mai mic.

- constanta r de amortizare de regulă se neglijează:

$$r = 0 \quad (4.9)$$

- principalele dimensiuni constructive ale miezului magnetic (l_{pe}, S , ș.a.) și în consecință și permeanțele miezului se pot determina din condițiile inițiale, prin care se asigură ca la întrefierul δ_{max} și curentul $i_1 \leq I_a$, electromagnetul să dezvolte forța $F_r(\delta_{max})$.

Prin condiția $i_1 \leq I_a$ se asigură ca în regimul dinamic să nu se depășească valoarea maximă admisibilă a curentului prin circuit.

Rămân, așa cum era de așteptat, drept variabile constructive principale pentru a asigura atragerea armăturii mobile a electromagnetului de la întrefierul maxim la cel minim în timpul prestabilit t_a masa m a sistemului mobil și numărul N de spire al înfășurării electromagnetului.

Desori, masa antrenată în mișcare în etapa a II-a a regimului dinamic este $m = m' + m''$, unde m' este masa propriu-zisă a armăturii mobile, iar m'' este masa elementelor acționării redusă la armătura mobilă, fiind numeroase cazurile în care $m'' \gg m'$, ceea ce revine la a considera $m = m''$ deci, masa antrenată este impusă, sau se consideră cunoscută,

În proiectare trebuie de asemenea să se aibă în vedere ca valoarea maximă a inducției să nu depășească inducția de saturație.

Proiectarea preliminară se realizează astfel:

Se consideră că pe parcursul procesului dinamic accelerația armăturii mobile are o variație liniară de forma:

$$a = \sqrt{t} \quad (4.10)$$

Deoarece se impune ca deplasarea armăturii mobile să aibe loc în timpul prestabilit t_a , rezultă că în încheierea regimului dinamic ($\delta = \delta_{\min}$) accelerația a_2 , viteza v_2 , și respectiv spațiul parcurs x_2 au valorile:

$$a_2 = \delta \cdot t_a \quad (4.11)$$

$$v_2 = \delta \frac{t_a^2}{2} \quad (4.12)$$

$$x_2 = \frac{\delta t_a^3}{6} \quad (4.13)$$

Deoarece:

$$x_2 = \delta_{\max} - \delta_{\min} \quad (4.14)$$

rezultă pentru δ valoarea:

$$\delta = \frac{6(\delta_{\max} - \delta_{\min})}{t_a^3} \quad (4.15)$$

și astfel mărimile a_2 , v_2 , x_2 se pot calcula prin înlocuirea lui (4.15) în (4.11), (4.12), (4.13).

Deoarece fluxul magnetic are valoarea maximă la încheierea regimului dinamic, se pune condiția ca la acel moment inducția magnetică să fie apropiată ca valoare de inducția de saturație B_s , cunoscută din curba de magnetizare a materialului din care se construiește electromagnetul:

$$B_2 \approx B_s \quad (4.16)$$

Cu acestea, pentru momentul încheierii deplasării armăturii mobile, ecuația (3.13) se poate scrie:

$$\frac{B_s^2 \cdot S}{\mu_0} = m \cdot a_2 + r \cdot v_2 + k_R \cdot x_2 + F_{r2} \quad (4.17)$$

În ecuația (4.17) necunoscutele constructive sînt S , m , r , k_R . Avînd în vedere considerentele constructive și funcționale exprimate prin ecuațiile (4.8) și (4.9), ecuația (4.17) devine:

$$\frac{B_s^2 \cdot S}{\mu_0} = m \cdot a_2 + \frac{\pi^2}{4t_a^2} \cdot m \cdot x_2 + F_{r2} \quad (4.18)$$

ecuația avînd necunoscutele S și m .

Dacă nu avem criterii pentru alegerea uneia sau alteia dintre aceste necunoscute, atunci proiectarea continuă prin căutarea unei expresii a masei m funcție de suprafața polară S .

Spre exemplu, pentru modelul electromagnetic "în manta" din fig.3.26 se pot scrie următoarele relații geometrice:

$$d_2 = \sqrt{\frac{4}{\mu} S + d_1^2} \quad (4.19)$$

$$d_3 = d_2 + 2 l \quad (4.20)$$

$$d_4 = \sqrt{\frac{4}{\mu} S + d_3^2} \quad (4.21)$$

$$d_5 = \frac{2 \Lambda_2}{\mu(d_3 + d_4)} + \frac{d_3 + d_4}{2} \quad (4.22)$$

Din condiția de egalitate a inducției magnetice în secțiunile minime din armătura mobilă și cea fixă rezultă:

$$\mu \cdot d_2 \cdot g = S \quad (4.22)$$

$$\mu \cdot d_2(h-h_0) = S$$

iar masa se poate exprima:

$$m = \rho_v \cdot \frac{\mu}{4} (d_5^2 - d_1^2) g \quad (4.24)$$

În aceste relații Λ_2 este conform ecuației (4.24), iar ρ_v este densitatea volumică a materialului feromagnetic din care este confecționată armătura mobilă.

Dacă mărimea l a ferestrei electromagnetului poate fi aleasă, atunci relațiile (4.19) ... (4.24) înlocuite în (4.18) conduc la o ecuație în S , de forma:

$$\frac{B^2 \cdot S}{\mu_0} = F_{r2} + \left[\frac{6(\delta_{\max} \delta_{\min})}{t_a^2} + \frac{\mu^2}{4} \cdot \frac{(\delta_{\max} - \delta_{\min})}{t_d^2} \right] \quad (4.25)$$

$$\left\{ \left[2S + \delta^2 + 2\delta \left(\sqrt{\frac{4}{\mu} S + d_1^2} + 2l + \sqrt{\frac{4}{\mu} S - \left(\sqrt{\frac{4}{\mu} S + d_1^2} + 2l \right)^2} \right) \right] + \frac{\mu^2 \left[\sqrt{\frac{4}{\mu} S - \left(\sqrt{\frac{4}{\mu} S + d_1^2} + 2l \right)^2} + \sqrt{\frac{4}{\mu} S + d_1^2} \right]^2}{\sqrt{\frac{4}{\mu} S + d_1^2}} \right. \right.$$

$$\left. \left. - \frac{d_1^2}{\sqrt{\frac{4}{\mu} S + d_1^2}} \right\}$$

Soluționând ecuația, găsim valoarea S a ariei unui pol și de aici, cu ajutorul relațiilor (4.19) ... (4.24) se pot determina principalele mărimi constructive ale miezului magnetic.

Pentru definitivarea dimensiunilor înfășurării, se are în vedere că fluxurile ϕ_1 și ϕ_2 , care reprezintă fluxurile principale la începutul și respectiv încheierea deplasării armăturii mobile, se calculează din relațiile:

$$\phi_1 = \frac{1}{2} \mu_0^2 \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right) - \frac{1}{2} \mu_0^2 \alpha_1 \quad (4.26)$$

$$\phi_2 = B_s \cdot S$$

unde A_1 este dat de relația (3.213).

Conform relației (3.235) se poate scrie:

$$\phi_1 = \lambda \sigma_{\max} \cdot N \cdot i_1 \quad (4.27)$$

relație din care, avînd în vedere (3.231), (3.237) și (4.26), (4.27) se obține numărul N de spire al înfășurării, dat de o relație de forma:

$$N = \frac{\phi_1}{\lambda \sigma_{\max} \cdot i_1} = \sqrt{\frac{2F r_1}{\lambda_s}} \cdot s_h (\sqrt{\alpha_1 \cdot \lambda_s} \cdot \sigma_{\max}) \cdot \frac{1}{i_{\max}} \quad (4.28)$$

Avînd în vedere că secțiunea q a spirei este dată de relația:

$$q = \frac{i_1}{j_a} \quad (4.29)$$

unde j_a este densitatea admisibilă de curent prin înfășurare, rezultă dimensiunea Q a secțiunii bobinajului:

$$Q = h_b \cdot l = N \cdot q \cdot l / k_u \quad (4.30)$$

unde k_u este factorul de umplere. ●●

Din (4.30) se calculează înălțimea h_b a ferestrei electromagnetului:

$$h_b = \frac{Q}{l} \quad (4.31)$$

Avînd în vedere că fluxul ϕ_2 se poate exprima sub forma:

$$\phi_2 = \lambda \sigma_{\min} \cdot N \cdot i_2 \quad (4.32)$$

din (4.26) și (4.32) rezultă valoarea i_2 a curentului la încheierea deplasării mobile:

$$i_2 = \frac{B_s \cdot S}{\lambda \sigma_{\min} \cdot N} \quad (4.33)$$

Dacă mărimea constructivă l nu se poate alege, atunci se alege un raport optim între l și h_b :

$$\frac{l}{h_b} = c \quad (4.34)$$

și se observă că din relațiile (4.18)...(4.24), (4.30) și (4.34) se obține un sistem de 11 ecuații cu 11 necunoscute: $S, m, l, h_b, h, N, d_2, d_3, d_4, d_5$ și g .

Soluționînd sistemul se determină mărimile constructive ale miezului și înfășurării electromagnetului.

În acest fel se încheie etapa de calcul preliminar a electromagnetului pentru funcționarea în regim dinamic care, după cum s-a arătat, ia în considerare valorile maxime admisibile pentru inducție și densitatea de curent, precum și, cu o anumită aproximație, timpul t_a necesar anclanșării armăturii.

Pentru definitivarea dimensiunilor constructive ale electromagnetului se simulează, pe calculator, cu ajutorul sistemului de ecuații (3.11), (3.12), (3.13), prin metoda numerică descrisă la capitolul 3.5. caracteristica de timp a electromagnetului. Dacă această caracteristică nu corespunde celei impuse, se corectează proiectarea preliminară, prin considerarea unei alte valori a_2 a accelerației la încheierea mișcării armăturii mobile. Corectarea se face funcție de abaterea caracteristicii de timp calculate față de cea cerută. Se observă că este suficient să realizăm doar corectarea valorii a_2 a accelerației, întrucât aceasta este singura mărime care se aproximează în calculul preliminar care pornește de la ecuația (4.18).

Exemplificarea amănunțită a metodei de proiectare prezentată se realizează la Capitolul VI, unde se proiectează variante de electromagneți "în manta" pentru acționarea DPP.

C a p i t o l u l . V

SCHEME ELECTRONICE PENTRU ALIMENTAREA ȘI COMANDA DISPOZITIVELOR ELECTROMAGNETICE PENTRU ACTIO- NARI LINIARE PAS CU PAS.

5.1. Introducere.

Performanțele unui DPP sînt strîns legate de tipul schemei de comandă și alimentare. Astfel performanțe ca: amortizarea, frecvența maximă a pașilor, forța maximă dezvoltată precum și randamentul și puterea disipată ale DPP depind în mare măsură de schema sa de alimentare și comandă.

Există numeroase posibilități de alimentare a electromagneților de acționare, funcție de tipul, gabaritul și destinația lor. Electromagneții de curent alternativ se pot alimenta direct de la rețea. Forța de atracție dezvoltată este pulsatorie, frecvența pulsațiilor fiind dublul frecvenței tensiunii de alimentare. În practică s-a constatat că frecvența obținută prin alimentarea direct de la rețea (100 Hz) este prea mare pentru astfel de acționări, datorită inerției sistemului mecanic, care nu poate urmări aceste pulsații. Un dezavantaj al electromagneților de curent alternativ îl constituie și necesitatea executării armăturilor din tole, pentru evitarea pierderilor prin histereză magnetică și curenți turbionari, fapt care determină complicarea lor constructivă. Din acest motiv pentru acționarea DPP se preferă electromagneți de curent continuu, la care oscilațiile armăturii mobile se obțin prin alimentarea înfășurărilor cu trenuri de impulsuri, de frecvență reglabilă, obținute prin intermediul unor scheme cu comutație mecanică sau statică.

În proiectarea alimentării și comenzii unui DPP se iau în considerare o serie de factori, o atenție deosebită trebuind să fie acordată componentelor celor mai solicitate ale schemelor electrice, adică elementelor de comutație și componentelor electronice asociate. De asemenea, trebuie să se țină seama de faptul că parametrii schemelor, precum și ai DPP pot varia datorită toleranțelor de fabricație și condițiilor de funcționare.

În mod normal sînt necesare circuite de curenți mari, fapt care dictează folosirea unor elemente de comutație capabile să suporte vîrfurile de putere ce apar în funcționare, precum și supra-tensiunile de comutație.

O altă problemă de bază în ceea ce privește alimentarea cu energie electrică și comanda DPP constă în asigurarea la conectarea și deconectarea circuitului electric (la fiecare pas al acționării) a unei variații suficient de rapide a curentului de sarcină, astfel încât acționarea să poată fi realizată conform caracteristicilor de timp cerute.

În practică, prin intermediul unor scheme electrice cu comutație mecanică, sau de preferință statică, cu reglaj în buclă închisă sau deschisă se asigură alimentarea circuitelor electrice de sarcină cu tensiune sub formă de impulsuri de o anumită amplitudine și durată, la care se asociază, după caz, scheme de forțare, respectiv supresare /50/.

5.2. Scheme electrice cu reglaj în buclă închisă pentru alimentarea D P P.

Schemele electrice cu reglaj în buclă închisă pentru alimentarea DPP pot fi cu comutație mecanică sau statică, comandate prin mișcarea armăturii mobile a DPP.

Cea mai simplă soluție pentru o astfel de alimentare este prezentată în figura 5.1, în care armătura mobilă 1, la sfârșitul cursei active acționează întreruptorul k , deschizând circuitul de alimentare a bobinei electromagnetului. Sub acțiunea resoartelor antagoniste 3 armătura execută mișcarea de revenire la poziția de repaus.

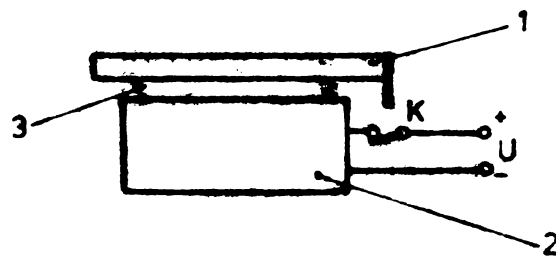


Fig.5.1. Alimentarea unui DPP printr-o schemă electrică cu comutație mecanică cu reglaj în buclă închisă.

1. Armătură mobilă; 2. Armătură fixă. Resoarte antagoniste; k - întreruptor normal închis; U - tensiunea de alimentare.

O astfel de alimentare impune însă dimensionarea electromagnetului numai pentru curenți capabili să fie întreruși de întreruptorul k .

Pentru valori mai ridicate ale curentului de sarcină, se poate folosi pentru comutație un contactor electromagnetic sau un tranzistor de putere, conform schemelor prezentate în fig.5.2.

Alimentarea DPP prin intermediul schemelor electrice cu re-

glaj în buclă închisă, realizat prin sigcarea armăturii mobile este deosebit de avantajosă, realizată de la sine alimentarea optimă, în conformitate cu cele expuse la paragraful 3.2.1. De asemenea, cu astfel de metode de alimentare, reglarea ritmului oscilațiilor cu DPP se realizează simplu, prin reglarea amplitudinii tensiunii de alimentare.

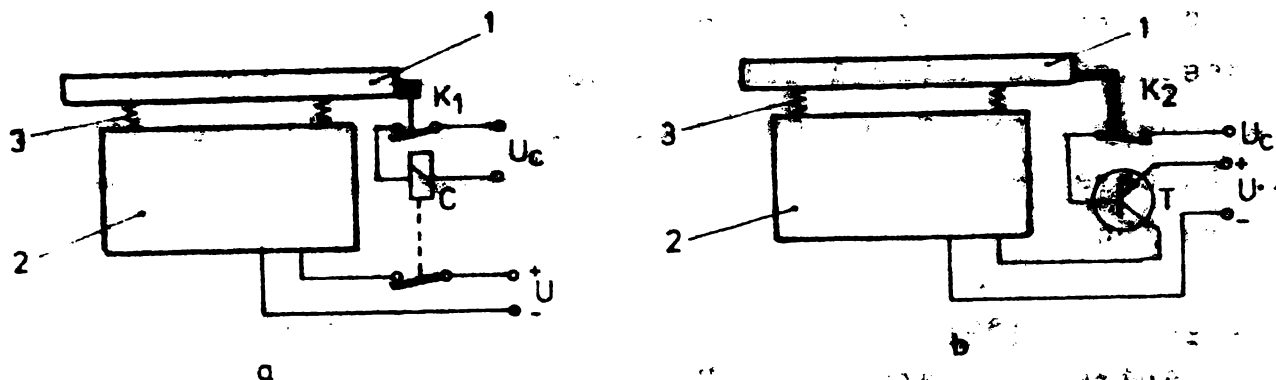


Fig.5.2. Alimentarea unui DPP prin scheme electrice cu comutație mecanică, respectiv statică, cu reglaj în buclă închisă.

a) Schemă electrică cu comutație mecanică;

b) Schemă electrică cu comutație statică.

1. Armătură mobilă; 2. Armătură fixă; 3. Repere antagoniste; k_1, k_2 - microîntreruptoare;

C. Contactor electromagnetic; T - tranzistor; U_c - tensiune de comandă; U - tensiune de alimentare.

Elementele de comutație mecanică (microîntreruptoarele), care realizează reglajul alimentării prin acționarea mecanică a acestora de către armătura în mișcare, pot fi înlocuite cu elemente de comandă sensibile la poziția armăturii (traductoare de poziție, traductoare inductive etc.) care realizează de asemenea comanda alimentării funcție de poziția armăturii.

5.3. Scheme electrice cu reglaj în buclă deschisă pentru alimentarea DPP.

Alimentarea DPP prin intermediul unor scheme electrice cu reglaj în buclă deschisă se realizează de asemenea prin utilizarea unor elemente de comutație mecanică sau statică, fiind avantajosă aplicarea lor la acționările în care sarcina se păstrează relativ constantă de la un pas la altul al acționării.

În figura 5.3 se prezintă schema de principiu pentru alimentarea unui DPP bidirecțional (cu două bobine de sarcină) în care impulsurile de comandă sînt furnizate de un comutator mecanic acționat cu un micromotor, durata impulsurilor de alimentare fiind

reglată prin modificarea turației micromotorului cu ajutorul unui reostat.

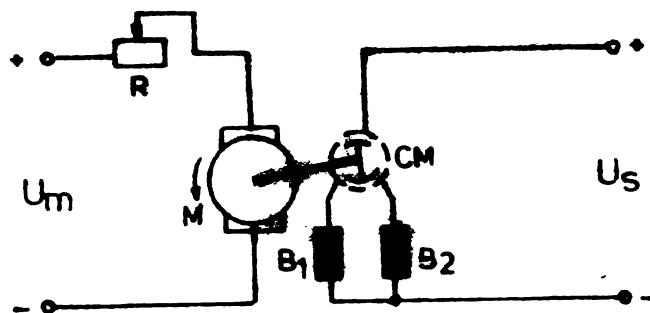


Fig.5.3. Schema electrică cu reglaj în buclă deschisă pentru alimentarea unui DPP bidirecțional, cu realizarea mecanică a comutației.

U_m - tensiunea de alimentare a micromotorului;
 U_s - tensiunea de alimentare a DPP; M - micromotor; CM - comutator mecanic cu perii ;
 B_1, B_2 - bobinele DPP bidirecțional ; R - reostat pentru reglarea turației micromotorului.

Schema electrică din fig.5.3 poate realiza frecvențe mari de comutație, prezentînd însă dezavantajul formării arcului electric între perii și contacte.

În figura 5.4 este prezentată o altă soluție pentru alimentarea unui DPP bidirecțional cu reglaj în buclă deschisă, în care comutația bobinelor de sarcină B_1, B_2 se realizează cu un contactor de c.c., comandat prin intermediul unui circuit electronic formator de impulsuri.

Dezavantajul unei astfel de scheme constă în fiabilitatea scăzută a contactorului la conectările și deconectările repetate de funcționare ale DPP.

Practica de pînă acum a arătat că în general soluțiile de alimentare prin intermediul comutației mecanice a unor dispozitive electromagnetice oscilante nu sînt fiabile /82/, putînd fi folosite cu succes în acest domeniu schemele electrice cu comutație statică.

Schițele de principiu ale unor scheme electrice pentru alimentare a unui DPP unidirecțional, utilizîndu-se elemente de comutație statică sînt prezentate în figurile 5.5 și 5.6.

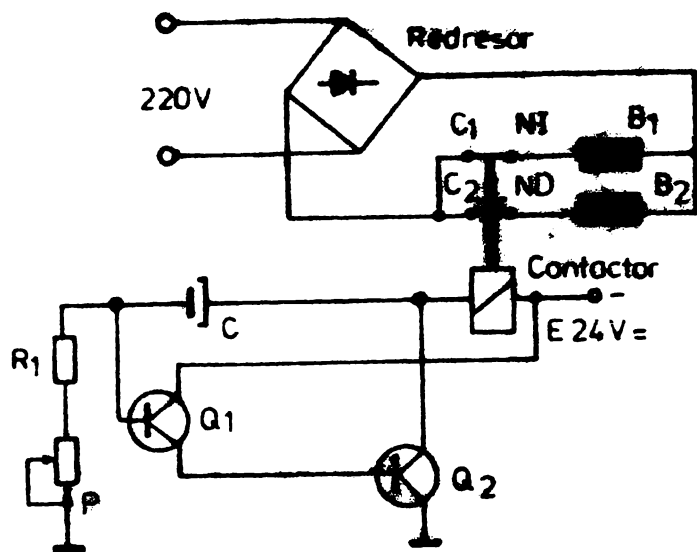


Fig.5.4. Schemă electrică cu reglaj în buclă deschisă pentru alimentarea unui DPP bidirecțional.

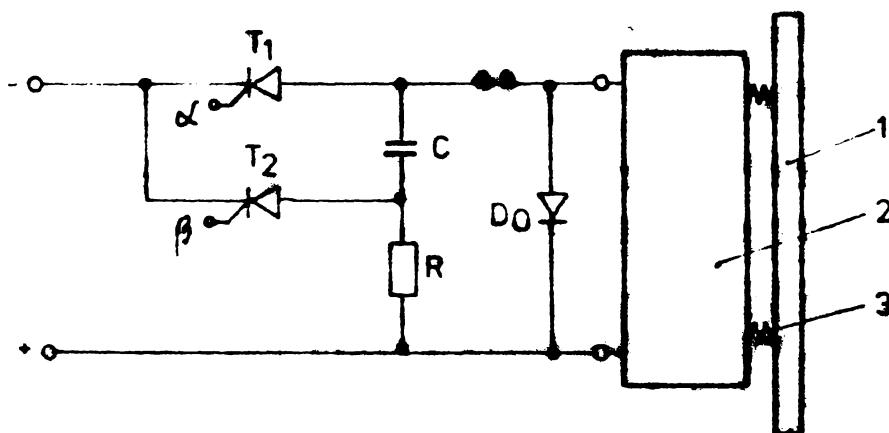


Fig.5.5. Schemă electrică de alimentare a unui DPP, cu reglaj în buclă deschisă, utilizând elemente de comutație statică (tiristoare):

1. Armătură mobilă; 2. Armătură fixă; 3. Resoarte antagoniste; D - Diodă de limitare a supra-tensiunilor de comutație; C - Condensator; R - rezistor; T_1, T_2 - tiristoare; α, β - racorduri electrice la circuitul de comandă a tiristoarelor.

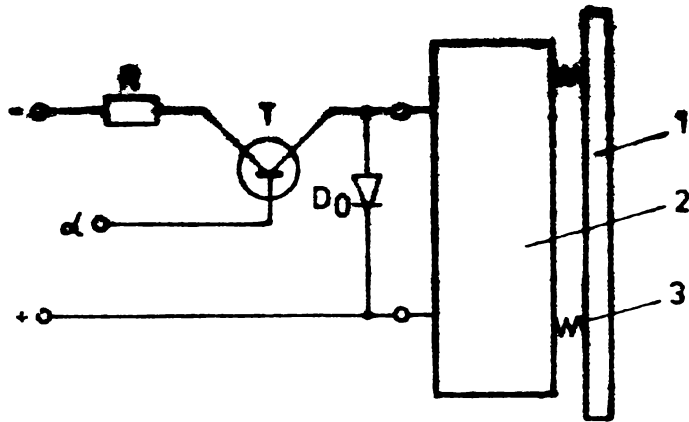


Fig.5.6. Schemă electrică de alimentare a unui DPP, cu reglaj în buclă deschisă, utilizând elemente de comutație statică (tranzistor).

1. Armătură mobilă; 2. Armătură fixă; 3. Resoarte antagoniste; D_0 - Diodă de limitare a supra-tensiunilor de comutație; T - Tranzistor; R - rezistor de limitare a curentului; α - racord electric la circuitul de comandă al tranzistorului.

In figura 5.5 tiristoarele T_1 , T_2 sînt comandate succesiv de la o schemă de comandă prin racordurile α și β . In intervalul de timp în care este comandat tiristorul T_1 dispozitivul electromagnetic este alimentat, armătura fiind atrasă. Totodată se încarcă condensatorul C. In succesiunea următoare, tiristorul T_2 este comandat, fapt care face ca tensiunea de pe condensator să se aplice în sens invers pe tiristorul T_1 , blocîndu-l și oprind alimentarea bobinei electromagnetului pentru un anumit interval de timp, în care armătura mobilă, sub acțiunea resoartelor antagoniste revine în poziția de repaus. Fenomenul se repetă cu o frecvență dată de circuitul de comandă a tiristoarelor. Schema se comportă ca un circuit bistabil, puterile comandate putînd fi însă mult mai mari decît cele corespunzătoare circuitelor basculante bistabile realizate cu elemente clasice (tuburi electronice, tranzistoare, ferite, etc.).

In figura 5.6 DPP este alimentat în intervalurile de timp în care tranzistorul T este comandat prin racordul α de la circuitul de comandă. Frecvența oscilațiilor armăturii mobile l depinde de frecvența impulsurilor de comandă pe care le primește tranzistorul T. Puterea comandată este limitată de tranzistorul T.

In figura 5.7 este prezentată o schemă electrică de principiu cuprinzînd elemente de comutație statică (tiristoare) pentru alimentarea unui DPP bidirecțional.

Pentru realizarea unei astfel de alimentări pot fi realizate și scheme electrice cu tranzistoare, una dintre acestea fiind reprezentată în fig.5.8.

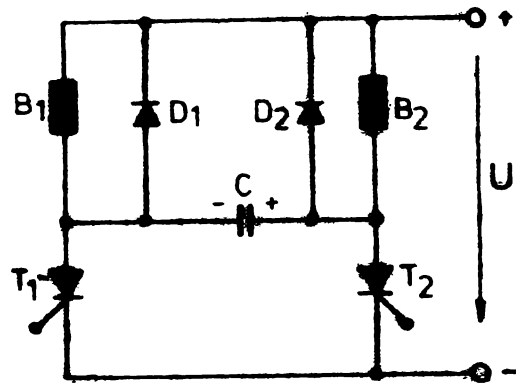


Fig.5.7. Schemă electrică cu comutație statică (circuit bistabil de putere) pentru alimentarea unui DPP bidirecțional:

B_1, B_2 - bobinele electromagnetelor DPP;
 D_1, D_2 - diode; T_1, T_2 - tranzistoare de putere;
C - condensator; U - tensiunea de alimentare a DPP.

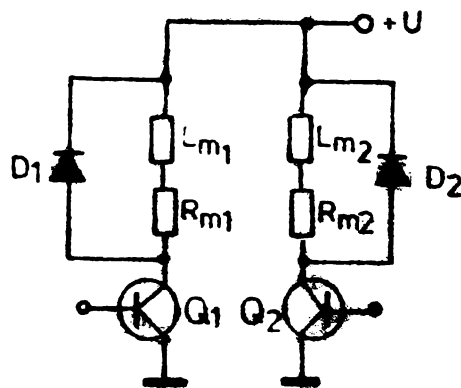


Fig.5.8. Schemă electrică cu tranzistoare pentru alimentarea unui DPP bidirecțional:

Q_1, Q_2 - tranzistoare; $L_{m1}, R_{m1}, L_{m2}, R_{m2}$ - parametri electrici ai bobinelor DPP; D_1, D_2 - diode; U - tensiunea de alimentare a DPP.

Comandând cele două tranzistoare cu semnale date de un circuit stabil, obținem un circuit basculant de putere. Tranzistoarele Q_1 și Q_2 funcționează în fapt ca amplificatoare de curent, alimentând consecutiv cele două bobine ale DPP, reprezentate prin inductivitățile L_m și rezistențele R_m ale înfășurărilor.

5.4. Scheme electronice de comandă a alimentării cu energie electrică a DPP.

Deoarece alimentarea DPP este avantajos să fie realizată cu ajutorul unor scheme electrice cu comutație statică, sînt necesare scheme electronice care să furnizeze semnale pentru comanda elementelor de comutație statică (tiristoare, tranzistoare).

În figura 5.9 este prezentată schema unui circuit de comandă cu impulsuri de tensiune de frecvență reglabilă a schemelor de comutație cu tiristoare și tranzistoare prezentate în figurile 5.4 5.8.

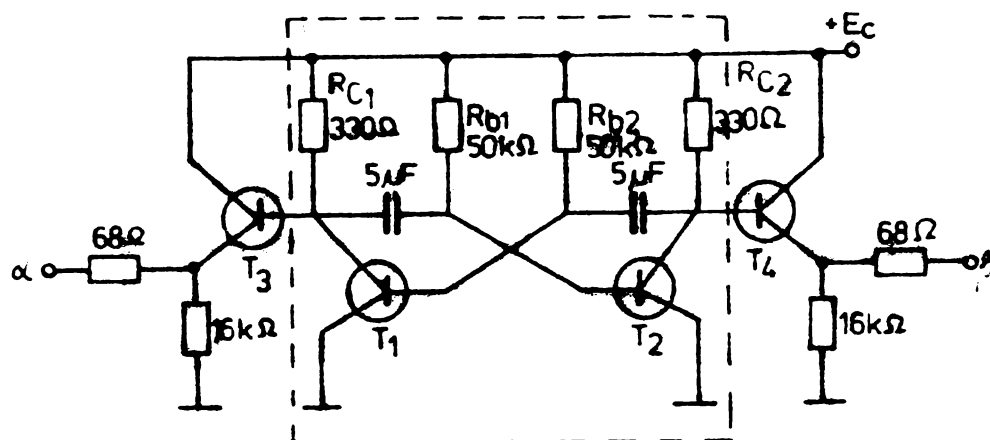


Fig.5.9. Schemă electrică de comandă formatoare de impulsuri de tensiune de frecvență reglabilă.

Schema de comandă își bazează funcționarea pe circuitul basculant stabil (CBA) delimitat în figură prin chenarul cu linie întreruptă. Elementele schemei sînt dimensionate pentru obținerea la ieșirile α și β a unor impulsuri succesive cu frecvențe de 3 - 15 Hz. Reglarea frecvenței impulsurilor se realizează prin reglarea rezistoarelor R_1 , R_2 . Tranzistoarele T_3 și T_4 constituie etaje de separare (repetor pe emitor) între CBA și elementele comandate. Această schemă face parte din categoria oscilatoarelor de relaxare, reprezentînd un circuit basculant cu două stări instabile, trecerea dintr-o stare la alta făcîndu-se automat și cu o frecvență determinată de valorile constructive ale elementelor.

Într-o asemenea schemă se impune ca cele două tranzistoare să fie identice, iar rezistențele și condensatoarele să se afle în

următoarele raporturi:

$$C_1 = C_2 \quad R_{b1} = R_{be} \quad R_{b2} = R_{be} \quad (5.1)$$

Circuitul funcționează în felul următor: La conectarea sursei de alimentare E_c , cele două condensatoare C_1 și C_2 vor începe simultan să se încarce prin R_{c1} , R_{c2} ; mai precis, condensatorul C_1 se va încărca de la $+E_c$ prin R_{c1} , rezistența bază - emitor a tranzistorului T_2 , la $-E_c$, iar C_2 de la $+E_c$ prin R_{c2} , rezistență bază-emitor a tranzistorului T_1 , la $-E_c$. Datorită însă nesimetriei elementelor constructive, curentul de colector al unuia dintre tranzistori va deveni mult mai mare decât al celuilalt, producîndu-se o intrare în saturație a unui tranzistor, în timp ce celălalt se blochează. Dacă considerăm pentru început că tranzistorul T_1 conduce (este la saturație), iar T_2 este blocat, avînd în vedere că tensiunea între colectorul și emitorul tranzistorului T_1 este aproximativ zero, rezultă din această situație că se va realiza o „comutare” a încărcării condensatorului C_1 , care va ajunge cu arătura din stînga la potențialul masei. Condensatorul C_1 începe să se descarce prin R_{b1} aplicînd în același timp la baza lui T_2 un potențial negativ, fapt ce va permite menținerea în stare de blocare a lui T_2 . În tot acest interval de timp C_2 se menține încărcat la potențialul lui E_c , încărcarea realizîndu-se prin $+E_c$, R_{c2} , C_2 , rezistență bază-emitor a tranzistorului T_1 , la $-E_c$. După descărcarea completă a lui C_1 , acesta începe să se încarce cu o polaritate diferită față de cea inițială. Pe parcursul încărcării, la un anumit moment valoarea tensiunii pe C_1 devine egală cu valoarea de deschidere a joncțiunii bază-emitor a tranzistorului T_2 . În această situație T_2 se deschide, iar variația de tensiune negativă de pe colectorul T_2 se transmite prin C_2 la baza lui T_1 care se blochează. La rîndul său C_2 se descarcă prin R_{b2} , aplicînd în același timp la baza lui T_1 un potențial negativ, menținîndu-l blocat. În continuare, după descărcarea completă, C_2 începe să se încarce la polaritatea inversă, procesul reluîndu-se ca mai înainte. Acest mecanism de blocare-deblocare a tranzistoarelor se face cu o frecvență determinată de valoarea elementelor C_1 , C_2 , R_{b1} , R_{b2} , precum și de valoarea tensiunii de alimentare.

Forma semnalului ce se poate culege între colectorul oricărui tranzistor și masă este dreptunghiulară, deoarece curentul variază brusc prin tranzistor.

Blocul de comandă al schemei de alimentare cu tiristoare poate fi realizat și cu componente integrate logice. Schema unui astfel de circuit de comandă a tiristoarelor este prezentată în fig.5.10.

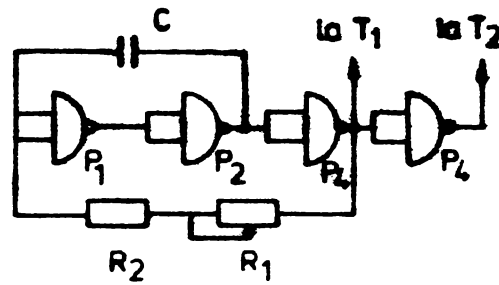


Fig.5.10. Generator de impulsuri dreptunghiulare (din porți SI-NU).

Impulsurile de tact ce determină frecvența comutărilor sînt date de porțile „SI-NU” P₁, P₂, P₃. Semnalul la ieșire va fi dreptunghiular, reprezentat în fig.5.11, perioada impulsurilor determinîndu-se cu relația:

$$T = \frac{1}{3RC} \quad (5.2)$$

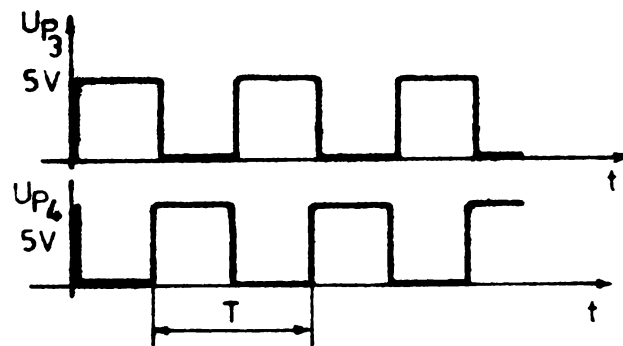


Fig.5.11. Semnale obținute la ieșirea circuitului de comandă format cu componente integrate logice.

Semnalul de pe poarta P₃ este folosit pentru comanda unui tiristor, iar prin negativarea lui pe poarta P₄ este folosit și pentru comanda celuilalt tiristor.

C a p i t o l u l 6.

REALIZARI SI INCERCARI EXPERIMENTALE.

6.1. Proiectarea, constructia si incercarea unui D P P unidirectional.

A fost proiectat și executat un model experimental de DPP unidirecțional pentru verificarea principiilor de funcționare expuse la capitolul 2 și a considerațiilor teoretice de analiză și de proiectare prezentate în capitolele 3 și 4.

6.1.1. Proiectarea și construcția electromagnetului de acționare a D P P.

Datele inițiale pentru proiectarea electromagnetului de acționare a DPP au fost următoarele:

- Cursa electromagnetului: $x = 2 \cdot 10^{-3}$ m;
- Sarcina la armătura mobilă : $F_r = 20$ N ;
- Timpul de anclanșare : $t_a = 17 \cdot 10^{-3}$ s;
- Curentul maxim admisibil : $I_a = 2,5$ A ;

S-a ales tipul constructiv de electromagnet "în manta", circuitul magnetic fiind confecționat din OL 37, avînd permeabilitatea magnetică relativă (nesaturat) $\mu_r = 1500$.

În tabela 6.1 se dă curba de magnetizare $B = f(H)$ a materialului folosit pentru construcția miezului electromagnetului.

Tabela 6.1.

H / A	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
B / G/cm	1	1,4	1,8	2,1	2,5	2,45	3,45	4,05	4,8

1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8
5,7	8,9	11,45	14,8	18,9	22,7	40	70,5	119

1,9	2	2,1	2,2	2,3	2,4
108	210	460	-	-	-

Calculul preliminar al electromagnetului se realizează conform metodei de proiectare prezentată la paragraful 4.3.

Astfel, prin considerarea unei variații liniare a accelerației pe parcursul regimului dinamic:

$$a = \gamma \cdot t \tag{6.1}$$

avînd în vedere datele de proiectare, conform ecuațiilor (4.12), (4.13), și (4.14) se obțin pentru accelerație, viteză și spațiu, la sfîrșitul cursei de anclanșare, valorile:

$$a_2 = 41,6 \text{ m/s}^2 ; \quad v_2 = 0,354 \text{ m/s} ; \quad x_2 = 2 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (6.2)$$

Din considerente legate de încercarea electromagnetului se alege pentru întrefierul minim valoarea $\int_{\min} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ m}$, astfel încît și la încheierea cursei de anclanșare să existe posibilitatea menținerii în întrefier a unei sonde Hall. Rezultă pentru întrefierul maxim valoarea:

$$\int_{\max} = \int_{\min} + x = 4 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (6.3)$$

Se alege valoarea inducției la suprafața polilor la încheierea cursei de anclanșare:

$$B_0 \int_{\min} = 0,26 \text{ T} \quad (6.4)$$

S-a ales o valoare relativ mică pentru inducție din consideren-
tul ca miezul electromagnetului să rămînă nesaturat și la valori ale
întrefierului sub $2 \cdot 10^{-3} \text{ m}$.

Alegînd pentru fereastra electromagnetului dimensiunea $l = 50 \cdot 10^{-3} \text{ m}$, l fiind conform figurii 3.26, din ecuația (4.25) se obține aria unui pol al electromagnetului:

$$S = 18,1 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 \quad (6.5)$$

Din cerințe constructive, privind amplasarea dispozitivului de însumare a oscilațiilor armăturii mobile, se alege:

$$d_1 = 30 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (6.6)$$

Din ecuațiile (4.19)...(4.22) se obține:

$$\begin{aligned} d_2 &= \sqrt{\frac{4}{\pi} S + d_1^2} = 57 \cdot 10^{-3} \text{ m} \\ d_3 &= d_2 + 2 \cdot \ell = 157 \cdot 10^{-3} \text{ m} \end{aligned} \quad (6.7)$$

$$d_4 = \sqrt{\frac{4}{\pi} S + d_3^2} = 164 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

Conform ecuației (3.212) se calculează "umflarea" fluxului principal în întrefier:

- a) pentru întrefierul minim ($\int_{\min} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ m}$);
- pentru polul interior:

$$A \cdot \int_{\min} = S + 2 \cdot \int_{\min} \cdot \frac{d_1 + d_2}{2} + \int_{\min}^2 = 19,02 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 \quad (6.8)$$

- pentru polul exterior:

$$A_2 \int_{\min} = S+2 \cdot \int_{\min} \cdot \frac{d_3+d_4}{2} + \frac{\int_{\min}^2}{2} = 24,58 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 \quad (6.9)$$

b) pentru întrefierul maxim ($\int_{\max} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ m}$):

- pentru polul interior:

$$A_1 \int_{\max} = S+2 \cdot \int_{\max} \cdot \frac{d_1+d_2}{2} + \frac{\int_{\max}^2}{2} = 21,74 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 \quad (6.10)$$

- pentru polul exterior:

$$A_2 \int_{\max} = S+2 \cdot \int_{\max} \cdot \frac{d_3+d_4}{2} + \frac{\int_{\max}^2}{2} = 31,1 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 \quad (6.11)$$

Rezultă conform ecuației (4.22) diametrul d_5 al armăturii mobile:

$$d_5 = \frac{2 A_2 \int_{\max}}{\pi (d_3+d_4)} + \frac{d_3+d_4}{2} = 167 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (6.12)$$

Se alege, acoperitor:

$$d_5 = 180 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (6.13)$$

Conform relației (4.23) se calculează grosimea g a armăturii mobile:

$$g = \frac{S}{\sqrt{d_2}} = 1 \cdot 10^{-2} \text{ m} \quad (6.14)$$

Considerând densitatea materialului armăturii mobile:

$$\rho_V = 7,8 \cdot 10^3 \text{ kg/m}^3 \quad (6.15)$$

rezultă conform relației (4.24) masa armăturii mobile:

$$m = \rho_V \cdot \frac{\pi}{4} (d_5^2 - d_1^2) \cdot g = 1,94 \text{ kg} \quad (6.16)$$

Se calculează cu ajutorul relației (4.26) valoarea ϕ_{1p} a fluxului principal din întrefier în momentul începerii deplasării armăturii mobile (pentru întrefierul $\int_{\max} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ m}$):

$$\phi_{1p} = \sqrt{\frac{2 \mu_0 F r_0}{\frac{1}{A_1 \int_{\max}} + \frac{1}{A_2 \int_{\max}}}} = 2,54 \cdot 10^{-4} \text{ Wb} \quad (6.17)$$

Pentru calculul numărului de spire ale înfășurării electromagnetului se determină în prealabil:

a) permeanța de dispersie între poli electromagnetului, λ_s .

care conform ecuației (3.215) este:

$$\lambda_s = 2\pi \frac{\mu_0}{\ln \frac{d_2 + 2\ell}{d_2}} = 7,8 \cdot 10^{-6} \text{ H/m} \quad (6.18)$$

b) mărimile: $\alpha_{\mathcal{J}_{\max}}$ și $\alpha_{\mathcal{J}_{\min}}$ care conform ecuației (3.213) sînt:

$$\alpha_{\mathcal{J}_{\max}} = \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{1}{A_{1\mathcal{J}_{\max}}} + \frac{1}{A_{2\mathcal{J}_{\max}}} \right) = 6,22 \cdot 10^6 \text{ /H.m}^{-1} \quad (6.19)$$

$$\alpha_{\mathcal{J}_{\min}} = \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{1}{A_{1\mathcal{J}_{\min}}} + \frac{1}{A_{2\mathcal{J}_{\min}}} \right) = 7,26 \cdot 10^8 \text{ /H.m}^{-1}$$

și $p_{\mathcal{J}_{\max}}$, respectiv $p_{\mathcal{J}_{\min}}$, care conform ecuației (3.221) sînt:

$$p_{\mathcal{J}_{\max}} = \sqrt{\alpha_{\mathcal{J}_{\max}} \cdot \lambda_s} = 69,6 \text{ /H.m}^{-1} \quad (6.20)$$

$$p_{\mathcal{J}_{\min}} = \sqrt{\alpha_{\mathcal{J}_{\min}} \cdot \lambda_s} = 75,2 \text{ /H.m}^{-1}$$

c) permeanța $\lambda_{\mathcal{J}_{\max}}$ a întrefierului la începutul cursei ($\mathcal{J} = \mathcal{J}_{\max}$) care conform ecuației (3.237) este:

$$\lambda_{\mathcal{J}_{\max}} = \frac{\lambda_s}{p_{\mathcal{J}_{\max}}} \cdot \frac{1}{\text{sh}(p_{\mathcal{J}_{\max}} \cdot \mathcal{J}_{\max})} = 0,402 \cdot 10^{-6} \text{ H} \quad (6.21)$$

Se calculează cu ajutorul relației (4.28) numărul N_c de spire ale înfășurării electromagnetului:

$$N_c = \frac{\phi_{lp}}{\lambda_{\mathcal{J}_{\max}} \cdot i_1} = 287 \text{ spire} \quad (6.22)$$

unde s-a ales $i_1 = 2,2 \text{ A} < I_c = 2,5 \text{ A}$ (6.23)

Datorită faptului că pe parcursul deplasării anodului mobil al electromagnetului curentul are tendința să scadă, se poate considera că i_1 este valoarea maximă a curentului în circuit, astfel încît dimensionarea circuitului electric să se facă funcție de această valoare.

Alegînd cuprul pentru confecționarea bobinajului electromagnetului și densitatea admisibilă de curent :

$$j_a = 2,00 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2 \quad (6.24)$$

rezultă secțiunea s_{sp} a spirei:

$$\frac{i_1}{j_a} = 0,11 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

Așadar înfășurarea se confecționează din sîrmă de cupru de diametrul:

$$d_{sp} = 1 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (6.26)$$

Considerînd pentru bobinaj un factor de umplere:

$$k_u = 0,455$$

rezultă conform relației (4.30) secțiunea bobinajului:

$$Q_{bob} = N \cdot q_{sp} \frac{1}{k_u} = 500 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 \quad (6.27)$$

Avînd în vedere relația:

$$Q_{bob} = h_b \cdot \ell \text{ /m}^2, \quad (6.28)$$

precum și valoarea aleasă pentru ℓ , se obține înălțimea ferestrei electromagnetului:

$$h_b = \frac{Q_{bob}}{\ell} = 1 \cdot 10^{-2} \text{ m} \quad (6.29)$$

Bobinajul se confecționează cu $n = 42$ spire pe un strat și cu $m = 7$ straturi, rezultînd așadar numărul real de spire:

$$N = 294 \text{ spire} \quad (6.30)$$

Rezistența electrică a bobinajului electromagnetului R_{bob} este:

$$R_{bob} = \rho_{Cu} \frac{N \cdot \pi \cdot d_{mbob}}{q_{sp}} \quad (6.31)$$

unde:

$$\rho_{Cu} = 1,78 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{m} \quad (6.32)$$

este resistivitatea conductorului de cupru, în stare rece.

$$d_{mbob} = \frac{d_2 + d_3}{2} = 107 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (6.33)$$

este diametrul mediu al bobinajului, rezultînd:

$$R_{bob} = 2,22 \Omega \quad (6.34)$$

Schița reprezentînd principalele dimensiuni constructive ale electromagnetului proiectat, este prezentată în figura 6.1.

Electromagnetul de acționare a DPP unidirecțional, construit conform schiței, este prezentat în figura 6.2.

Se calculează, conform metodicii prezentate la paragraful 3.5.1, principalele valori ale fluxului electromagnetului, la întrefierul $\int_{\dots} \dots \cdot 10^{-3}$, în momentul începerii cursei de anclanșare:

b) Fluxul la ieșirea din polul electromagnetului:

$$\Phi_{\text{max}} = \lambda_{\text{max}} \cdot N \cdot i_1 = 2,73 \cdot 10^{-4} \text{ Wb} \quad (6.38)$$

unde permeanța de calcul λ_{max} este:

$$\lambda_{\text{max}} = \frac{P_{\text{max}}}{\alpha_{\text{max}}} \cdot \text{cth}(p_{\text{max}} \cdot \int_{\text{max}}) = 4,25 \cdot 10^{-7} \text{ H} \quad (6.39)$$

c) Fluxul cîmpului care intră din jug în polul central:

$$\Phi_1 \int_{\text{max}} = \lambda_y \int_{\text{max}} \cdot N \cdot i_1 = 3 \cdot 10^{-4} \text{ Wb} \quad (6.40)$$

unde permeanța de calcul $\lambda_y \int_{\text{max}}$, conform ecuației (3.244) este:

$$\lambda_y \int_{\text{max}} = \lambda_{\text{max}} \cdot \frac{\lambda_s}{2} h_b = 4,64 \cdot 10^{-7} \text{ H} \quad (6.41)$$

Se pot calcula valorile inducției electromagnetice în diferite puncte ale circuitului magnetic:

a) la intrarea în armătura mobilă:

- în dreptul polului interior:

$$B_1 \int_{\text{max}} = \frac{\Phi \int_{\text{max}}}{A_1 \int_{\text{max}}} = 0,118 \text{ T} \quad (6.42)$$

- în dreptul polului exterior:

$$B_2 \int_{\text{max}} = \frac{\Phi \int_{\text{max}}}{A_2 \int_{\text{max}}} = 0,0826 \text{ T} \quad (6.43)$$

b) la ieșirea din polii electromagnetului:

$$B_0 \int_{\text{max}} = \frac{\Phi_0 \int_{\text{max}}}{S} = 0,151 \text{ T} \quad (6.44)$$

c) la trecerea din jug în polul central:

$$B_y \int_{\text{max}} = \frac{\Phi_1 \int_{\text{max}}}{S} = 0,166 \text{ T} \quad (6.45)$$

Se estimează, prin calcul, valoarea i_2 a curentului la încheierea cursei de anclanșare, utilizîndu-se în acest scop relația (4.33):

$$i_2 = \frac{B_0 \int_{\text{min}} \cdot S}{\lambda_{\text{min}} \cdot N} = 2,20 \text{ A} \quad (6.46)$$

unde permeanța de calcul λ_{min} rezultă din relația (3.231):

$$\lambda_0 \int_{\min} = \frac{P \int_{\min}}{\alpha \int_{\min}} \operatorname{cth}(P \int_{\min} \cdot \int_{\min}) = 7,50 \cdot 10^{-7} \text{ H} \quad (6.47)$$

Impunem, din considerente funcționale, ca timpul t_1 în care curentul crește de la valoarea zero la valoarea de acționare $i_1 = 2,2 \text{ A}$ să fie:

$$t_1 = 8 \cdot 10^{-3} \text{ s.} \quad (6.48)$$

Constanta de timp se calculează cu relația:

$$T = \frac{L}{R} \quad (6.49)$$

Rezistența R este alcătuită din rezistența înfășurării R_{bob} la care se adaugă rezistența de măsură R_m , înseriată cu bobina, a cărei valoare o alegem:

$$R_m = 2,50 \text{ } \Omega . \quad (6.50)$$

Obținem:

$$R = R_{\text{bob}} + R_m = 4,72 \text{ } \Omega . \quad (6.51)$$

Avînd în vedere tipul constructiv și dimensiunile electromagnetului, inductivitatea se calculează cu relația (3.288), în care $\int = 4 \cdot 10^{-3} \text{ m}$, obținînd:

$$L = \left(\frac{P}{\alpha} \operatorname{cthp} \int + \frac{\lambda_h \cdot \pi \cdot d_2}{12} + \frac{\lambda_s \cdot h_b}{3} \right) N^2 = 4,65 \cdot 10^{-2} \text{ H} \quad (6.52)$$

unde λ_h , conform (3.279) este:

$$\lambda_h = \frac{\mu_0 \cdot \ell}{h_b + \int} = 44,8 \cdot 10^{-7} \text{ H} \cdot \text{m}^{-1} \quad (6.53)$$

Rezultă:

$$T = 9,85 \cdot 10^{-3} \text{ s.} \quad (6.54)$$

Se calculează tensiunea U necesară alimentării electromagnetului, astfel încît valoarea $i_1 = 2,2 \text{ A}$ a curentului să se obțină după $8 \cdot 10^{-3} \text{ s}$.

Din ecuația curentului pentru etapa I a regimului dinamic:

$$i = \frac{U}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) \quad (6.55)$$

obținem:

$$U = \frac{R i}{1 - e^{-\frac{t}{T}}} = 19,4 \text{ V} \quad (6.56)$$

Valoarea de regim permanent a curentului la alimentarea cu tensiunea $U = 19,4 \text{ V}$ este:

$$i_p = \frac{U}{R} = 4,1 \text{ A} \quad (6.57)$$

Cu aceasta, toate elementele necesare construcției și funcționării electromagnetului în regim dinamic au fost determinate.

6.1.2. Calculul parametrilor regimului dinamic de funcționare a electromagnetului.

Pentru a verifica valabilitatea metodei numerice de determinare a caracteristicilor regimului dinamic al unui electromagnet, prezentată la paragraful 3.5.9 se realizează o estimare prin calcul a comportării electromagnetului într-un anumit regim, care apoi se va verifica experimental. Se aleg două regimuri dinamice caracterizate prin următoarele date:

- întrefierul maxim: $7 \cdot 10^{-3} \text{ m}$
- întrefierul minim: 0
- forța rezistentă : 0
- constanta resortului: 8000 N/m
- tensiunea de alimentare: $U_1 = 30 \text{ V}$ și $U_2 = 40 \text{ V}$
- rezistența de măsură: 3,75 Ω
- rezistența totală : $R = 5,97 \Omega$
- masa armăturii mobile : 1,94 kg

care corespund unei funcționări în gol, în prezența unei forțe antagoniste creată de un resort, cele două regimuri diferind prin valoarea tensiunii de alimentare.

Se soluționează sistemul de ecuații 3.201, alegându-se pentru cele două regimuri dinamice considerate 5 respectiv 6 intervale de timp caracteristice.

Rezultatele calculului sînt prezentate în tabelele 6.2 și 6.3.

Tabela 6.2. Caracteristicile regimului dinamic pentru tensiunea de alimentare $U_1 = 30 \text{ V}$.

t /10 ⁻³ .s/	i /A/	ψ /Wb/	L /10 ⁻² H/	F /N/	g /m/s ² /	v /m/s/	x /10 ⁻³ .m/
5	3	0,105	3,5	56	29	0,072	0,18
10	4,2	0,148	3,53	112	52	0,274	1,04
15	4,22	0,172	4	151	65	0,566	3,14
20	2,68	0,218	8,13	243	95	0,966	6,88
20,2	1,40	0,233	16	255	98	1,005	7,073

Tabela 6.3. Caracteristicile regimului dinamic pentru tensiunea de alimentare $U_2 = 40 \text{ V}$.

t / 10^{-3} s /	i / A /	ψ / Wb /	L / 10^{-2} H /	P / W /	Q / m/s^2 /	v / m/s /	x / 10^{-3} m /
3	2,9	0,094	3,25	47,7	24	0,036	0,052
6	4,15	0,151	3,63	116	60	0,159	0,345
9	4,95	0,190	3,84	184	92	0,384	1,159
11	4,95	0,211	4,26	227	110	0,586	2,30
13	4	0,237	5,94	285	135	0,831	3,71
16	1,91	0,306	16	477	215	1,356	7

6.1.3. Inercarea electromagnetului de acționare a D P P unidirecțional.

Pentru încercarea electromagnetului de acționare a D P P unidirecțional s-au folosit numeroase instalații, aparate și instrumente, prezentate în Anexa 3.

Inercările au fost efectuate de fiecare dată pentru un singur pas al acționării (atrageră a armăturii mobile).

6.1.3.1. Inercări la mers în gol.

S-au efectuat încercări la mersul în gol al electromagnetului de acționare a D P P unidirecțional, măsurându-se caracteristicile regimului dinamic al electromagnetului, în condițiile specificate la paragraful 6.1.2. Pentru tensiunea de alimentare $U_1 = 30 \text{ V}$ curbele s-au notat cu "1", iar pentru tensiunea $U_2 = 40 \text{ V}$ curbele s-au notat cu "2".

a) Caracteristica $i = f(t)$.

Pentru înregistrarea caracteristicii $i = f(t)$ s-a realizat montajul prezentat în fig.6.3:

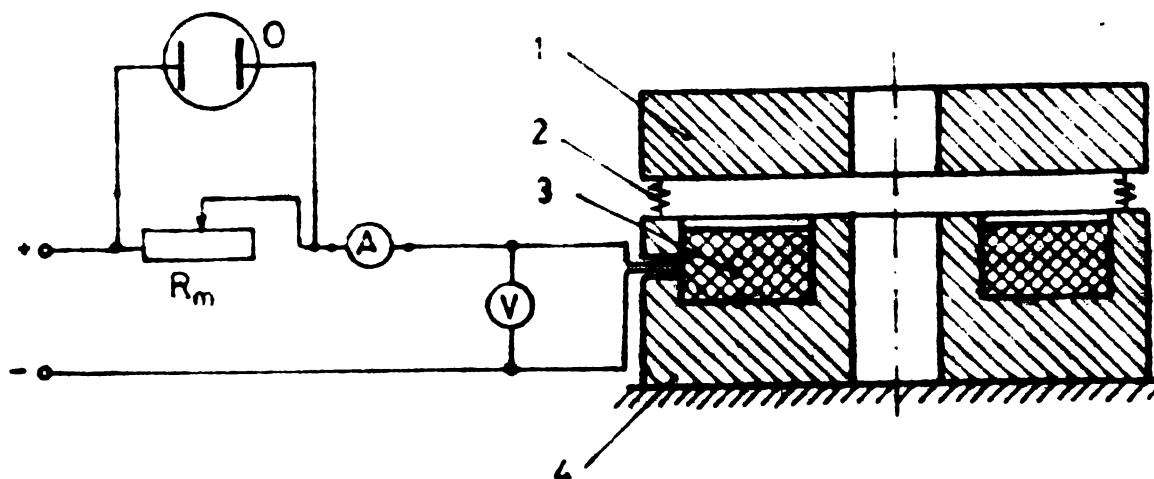
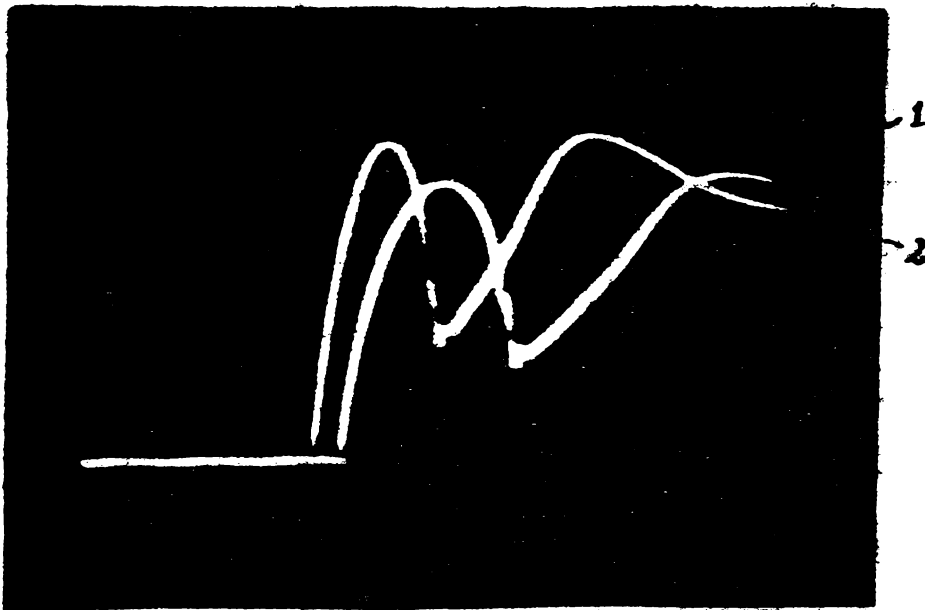


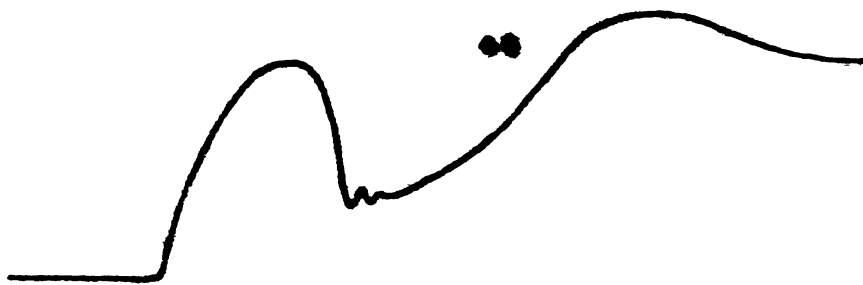
Fig.6.3. Montajul pentru înregistrarea caracteristicii $i=f(t)$:

1. Armătura mobilă; 2. Resoarte; 3. Bobină; 4. Armătura fixă;
 - = izolație; A-ampmetru; V-osciloscop sau oscilograf.

Inregistrări la osciloscop și oscilograf sînt prezentate în fig.6.4:



a.



b.

Fig.6.4. Oscilograme $i = f(t)$.

a) Fotografia înregistrării pe osciloscop;

1. $i=f(t)$ pentru $U_1=30$ V; 2. $i=f(t)$ pentru $U_2=40$ V;

b) Înregistrare la oscilograf pentru $U_1 = 30$ V.

Se constată că înregistrările $i=f(t)$ sînt conforme cu curbele teoretice prezentate în figura 3.2.

Etalonarea curbelor s-a realizat avîndu-se în vedere scările de înregistrare pe ecranul osciloscopului: pentru curenți $C_I = 5$ V/cm și pentru timp $C_T = 10$ ms/cm. Valoarea maximă a curențului a fost măsurată cu ajutorul ampermetrului A din figura 6.3.

În figura 6.5 sînt date comparativ curbele etalonate, precum și punctat, curbele care reprezintă variația curențului în regim dinamic, prezentate în paragraful 6.1.2.

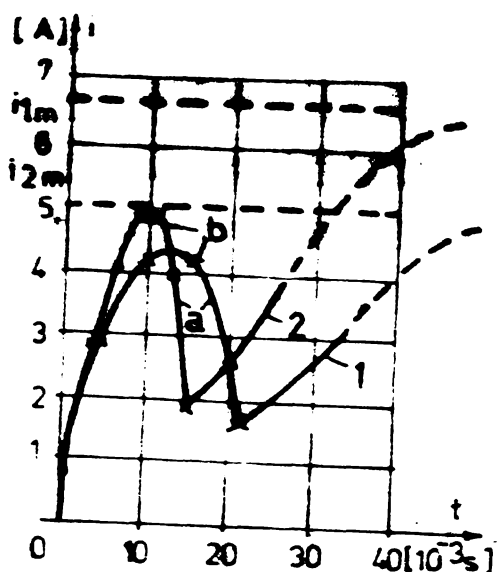


Fig.6.5. Curbele $i = f(t)$.

a) oscilografiate; b) puncte ale curbei anticipate prin calcul.

Se constată o bună corespondență a valorilor curentului anticipate prin calcul cu cele înregistrate.

Cunoscându-se experimental variația în timp a curentului, conform metodicii grafoanalitice expuse la paragraful 3.5.8.7 se poate calcula variația în timp a celorlalte mărimi ce caracterizează regimul dinamic. Rezultatele calculului pentru unii parametri sînt prezentate în tabelele 6.4. și 6.5.

Tabela 6.4. Parametri ai regimului dinamic pentru tensiunea de alimentare $U_1 = 30$ V.

t / 10^{-3} .s /	i /A/	$R_t \cdot i$ /V/	$\frac{d\psi}{dt}$ /V/	ψ /Wb/
5	3	17,8	12,2	0,105
10	4,2	25	5	0,148
15	4,28	25,4	4,6	0,172
20	2,68	15,9	14,1	0,218
20,2	14	8,55	21,45	0,223

Tabela 6.5. Parametri ai regimului dinamic pentru tensiunea de alimentare $U_2 = 40$ V.

t / 10^{-3} .s/	i /A/	$R_t \cdot i$ /V/	$\frac{d\psi}{dt}$ /V/	ψ /Wb/
3	2,8	17,25	22,75	0,094
6	4,15	24,7	15,3	0,151
9	4,95	29,4	10,6	0,190
11	4,95	29,4	10,6	0,211
13	4	23,8	16,2	0,237
16	1,8	10,7	20,3	0,25

Conform tabelelor 6.4 și 6.5 se constată că metoda experimentală grafoanalitică conduce la valori ale parametrilor regimului dinamic identice cu cele anticipate prin calcul numeric.

b) Caracteristicile $\frac{d\psi}{dt} = f(t)$.

Pentru înregistrarea caracteristicilor $\frac{d\psi}{dt} = f(t)$ s-a folosit schema prezentată în figura 6.6:

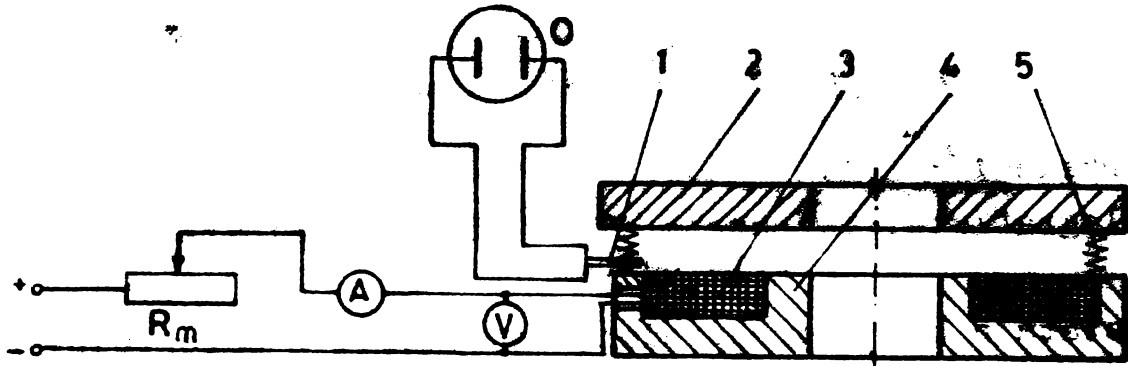


Fig.6.6. Schema pentru înregistrarea caracteristicilor $\frac{d\psi}{dt} = f(t)$.

1 - Bobină sondă; 2 - Armătura mobilă; 3 - Bobinaj;
4 - Armătura fixă; 5 - Resort; 0 - osciloscop cu memorie;
 R_m - rezistență adițională; A - ampermetru;
V - voltmetru.

Fotografia înregistrării la osciloscop a caracteristicilor $\frac{d\psi}{dt}$ este prezentată în figura 6.7:

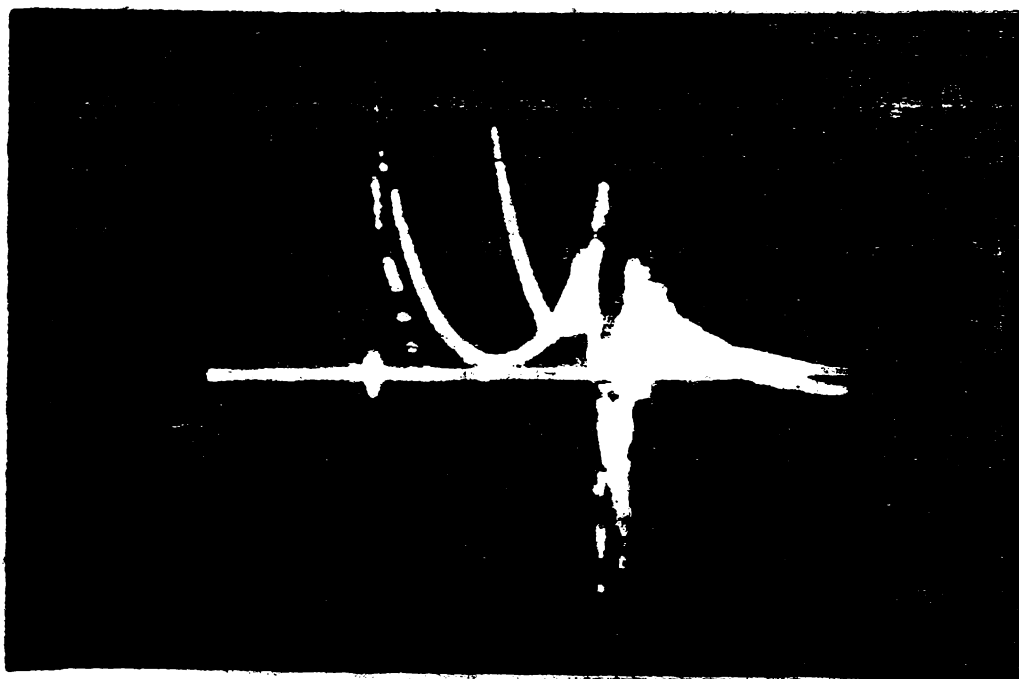


Fig. 6.7. oscilogrammele $\frac{d\psi}{dt} = f(t)$ pentru $U_1 = 30$ V și $U_2 = 40$ V.

In figura 6.7 este reprezentată etalonarea curbelor înregistrate; totodată este prezentată prin puncte și curba $\frac{d\psi}{dt} = f(t)$ rezultată din calculul efectuat pe baza cunoașterii variației în timp a curentului, conform metodei de la paragraful 3.5.8.7.

Etalonarea s-a făcut considerându-se că în momentul conectării ($t=0$), tensiunea indusă $\frac{d\psi}{dt}$ este egală cu tensiunea la borne.

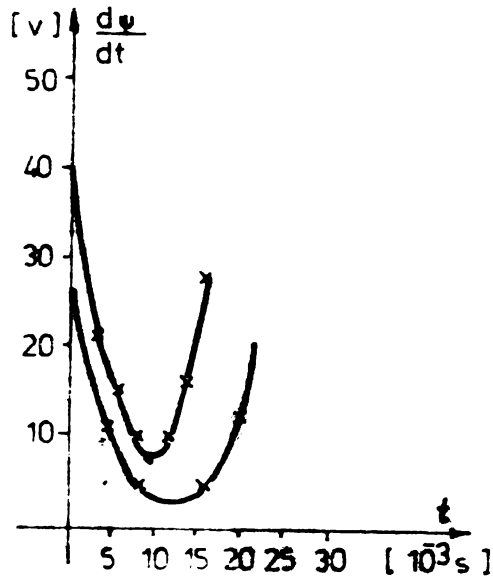


Fig.6.7' Etalonarea oscilogramelor.

Se constată o concordanță bună a curbelor înregistrate cu cele calculate, rezultând așadar că pe baza cunoașterii variației în timp a curentului se poate determina și curba $\frac{d\psi}{dt} = f(t)$, fără să mai fie strict necesară determinarea ei experimentală. Se verifică astfel utilitatea metodei de determinare a caracteristicilor regimului dinamic de funcționare a unui electromagnet prezentată în paragraful 3.5.8.7.

c) Caracteristicile $B_f = f(t)$ și $\psi = f(t)$.

Pentru înregistrarea caracteristicii $B_f = f(t)$ s-a realizat schema prezentată în figura.6.8.

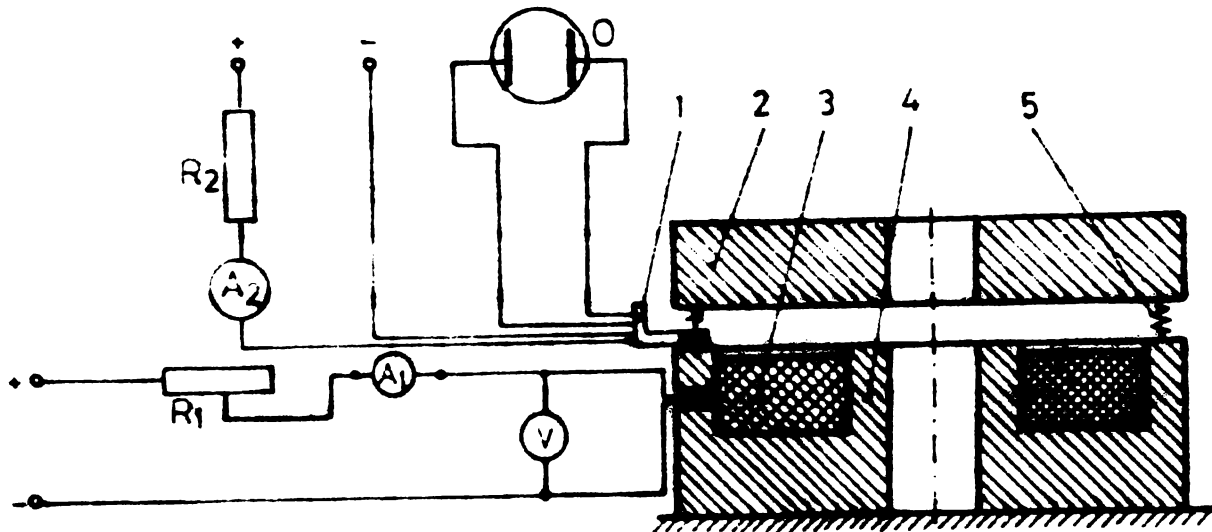


Fig.6.8. Schema pentru înregistrarea caracteristicii $B_f = f(t)$:

1 - bobină; 2 - resort; 3 - miez; 4 - miez; 5 - aparat înregistrant; R₁, R₂ - rezistoare; A₁, A₂ - Ampermetre; V - voltmetru.

Conform schemei, inducția măsurată B_j este inducția din întrefier. La altă scară, dependentă de dimensiunile circuitului magnetic, curba determinată reprezintă variația în timp a fluxului electromagnetului, $\Psi(t)$.

În figura 6.9.a, se prezintă fotografia înregistrării la osciloscop, iar în fig.6.9.b sînt figurate pentru comparare curbele $\Psi = f(t)$ rezultate din calculul efectuat în paragraful 6.1.2.

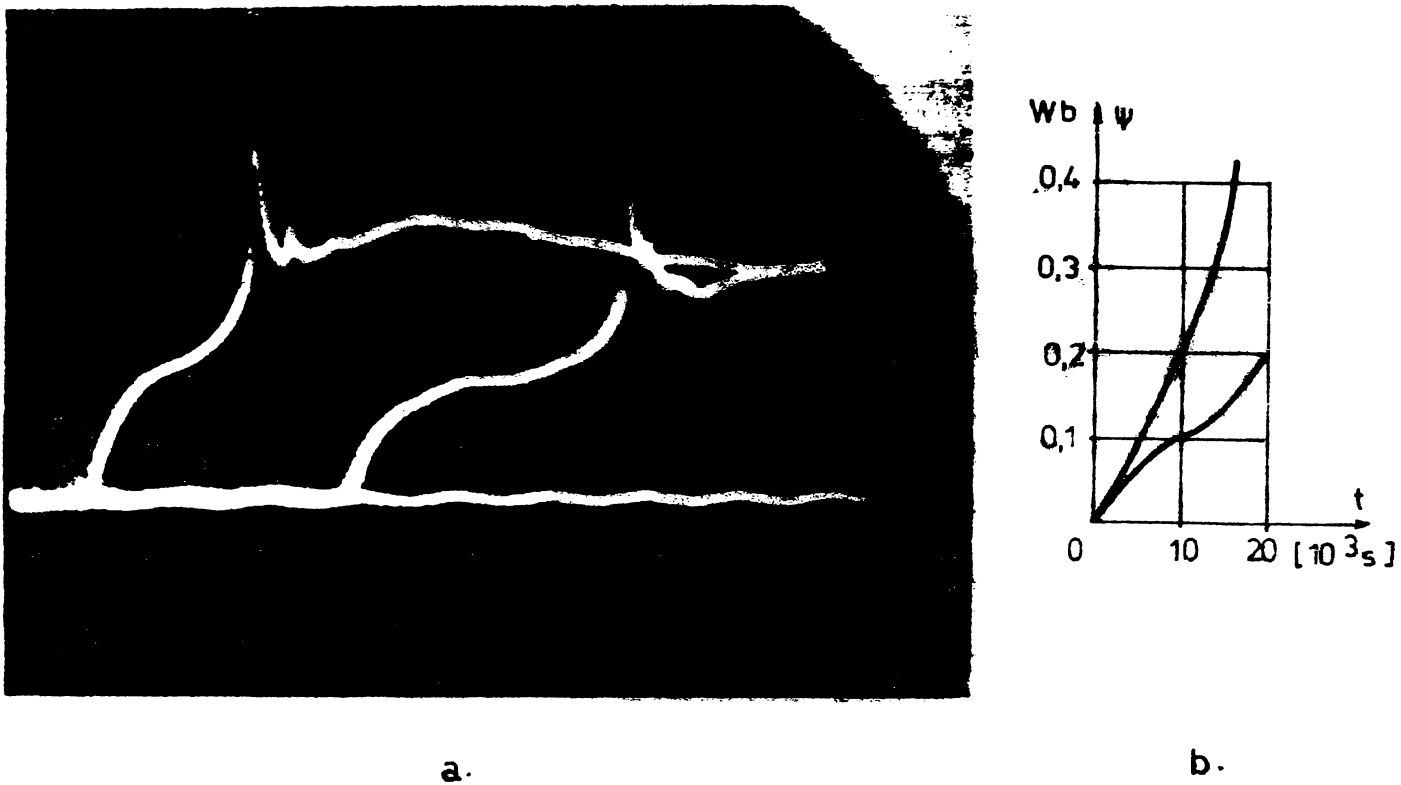


Fig.6.9. Oscilogrammele $B_j = f(t)$ (a);
Curbele $\Psi = f(t)$ calculate (b).

Se constată o similitudine a formelor de variație în timp a inducției din întrefier și fluxului.

d) Caracteristicile $a=f(t)$, $v=f(t)$, $x=f(t)$ și $F = f(t)$, $F = f(\quad)$.

Pentru măsurarea variației în timp a accelerației armăturii mobile a electromagnetului s-a folosit schema prezentată în figura 6.10.

Fotografia înregistrării pe osciloscop respectiv înregistrarea pe oscilograf sînt prezentate în figura 6.11.

În cazul considerat ecuația mișcării armăturii se scrie sub forma:

$$F(t) = m \cdot a(t) + k_R x(t) \quad (6.58)$$

și deoarece se cunoaște $a(t)$, prin integrări succesive se pot determina viteza $v(t)$ și spațiul $x(t)$ și respectiv $F(t)$.

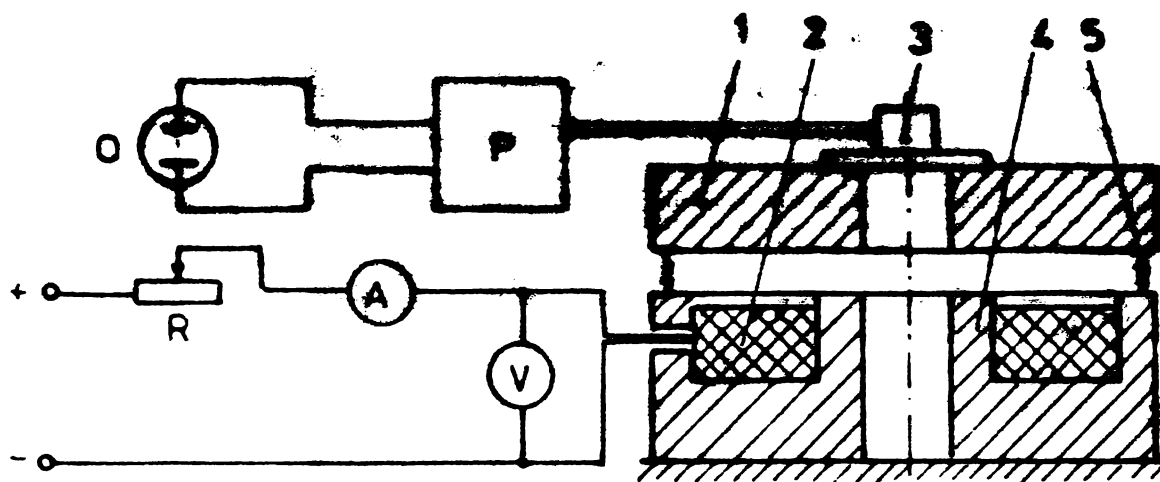


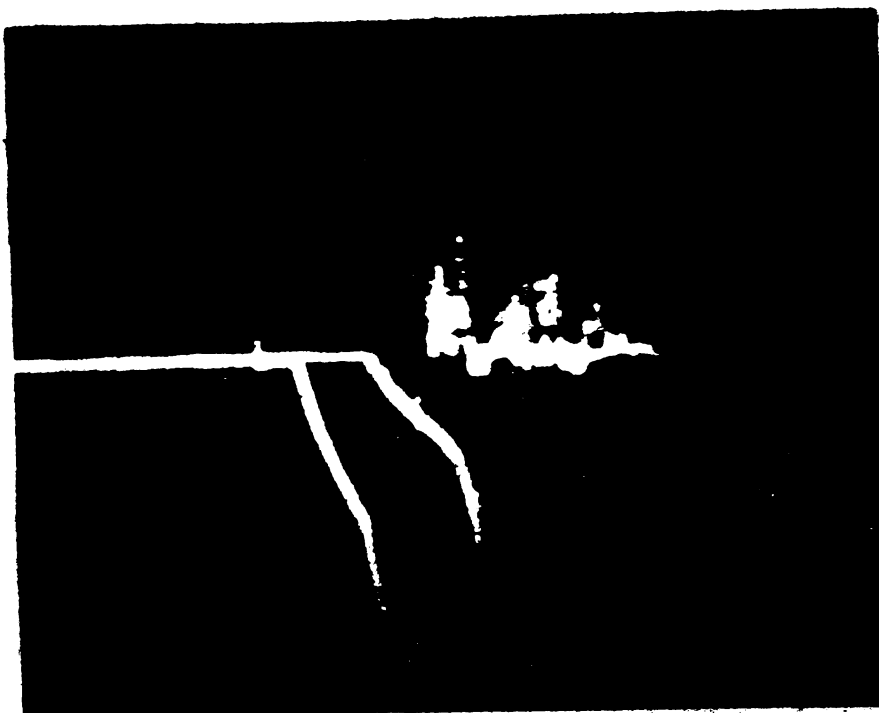
Fig.6.10. Schema pentru înregistrarea caracteristicii $a = f(t)$:

1 - Armătura mobilă; 2 - Bobinaj; 3 - Traductor de accelerație; 4 - Armătură fixă; 5 - Resort; p - punte amplificatoare; O - osciloscop; R - Rezistor reglabil.

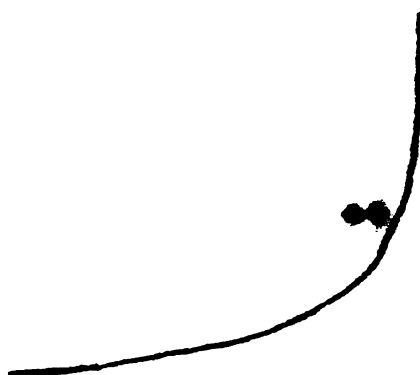
În figura 6.12 este prezentată etalonarea curbelor $a = f(t)$ măsurate experimental, iar în figura 6.13 sînt reprezentate caracteristicile $v = f(t)$ și $x = f(t)$ obținute prin integrarea în raport cu timpul a curbei experimentale $a(t)$. În figura 6.14 este reprezentată variația forței în raport cu timpul $F = f(t)$, precum și caracteristica $F = F(\delta)$.

Pe aceleași grafice sînt figurate prin puncte și caracteristicile $a=f(t)$; $v=f(t)$; $x=f(t)$, respectiv $F=f(t)$ și $F=f(\delta)$ rezultate din calculul estimativ efectuat la paragraful 6.1.2. Se constată o concordanță bună între rezultatele experimentale și cele de calcul, fapt care confirmă corectitudinea și utilitatea metodelor de determinare a caracteristicilor regimului dinamic oarecare al unui electromagnet de curent continuu, prezentată în paragrafele 3.5.8.7 și 3.5.9.

Pe graficul din figura 6.14 sînt figurate și caracteristicile statice $F = f(\delta)$, pentru cele două valori ale tensiunii de alimentare în regim permanent, măsurate experimental cu ajutorul dinamometrului. Se pot aprecia astfel diferențele substanțiale dintre valorile forțelor din regimul static și regimul dinamic de funcționare la aceleași valori ale tensiunii de alimentare.



a)



b)

Fig.6.11. Oscilogrammele $a = f(t)$:

a) Pe osciloscop;

b) Pe oscilograf, pentru $U = 30 \text{ V}$, $\int_{\text{max}} = 25 \cdot 10^{-7} \text{ m}$,

$k_R = 0$

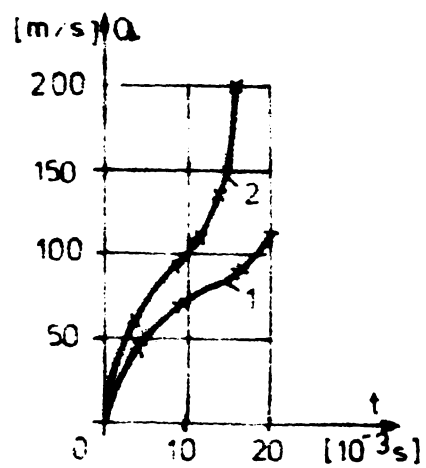


Fig.6.12. Caracteristicile $a = f(t)$

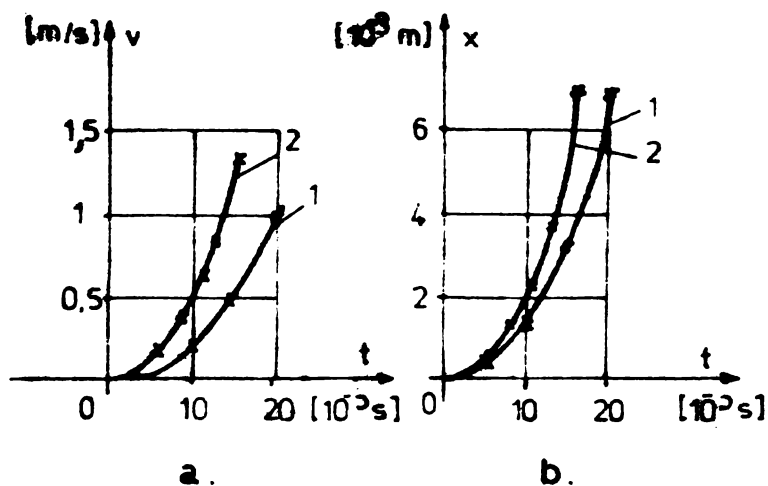


Fig.6.13. Caracteristicile: a) $v=f(t)$;
 b) $x=f(t)$.

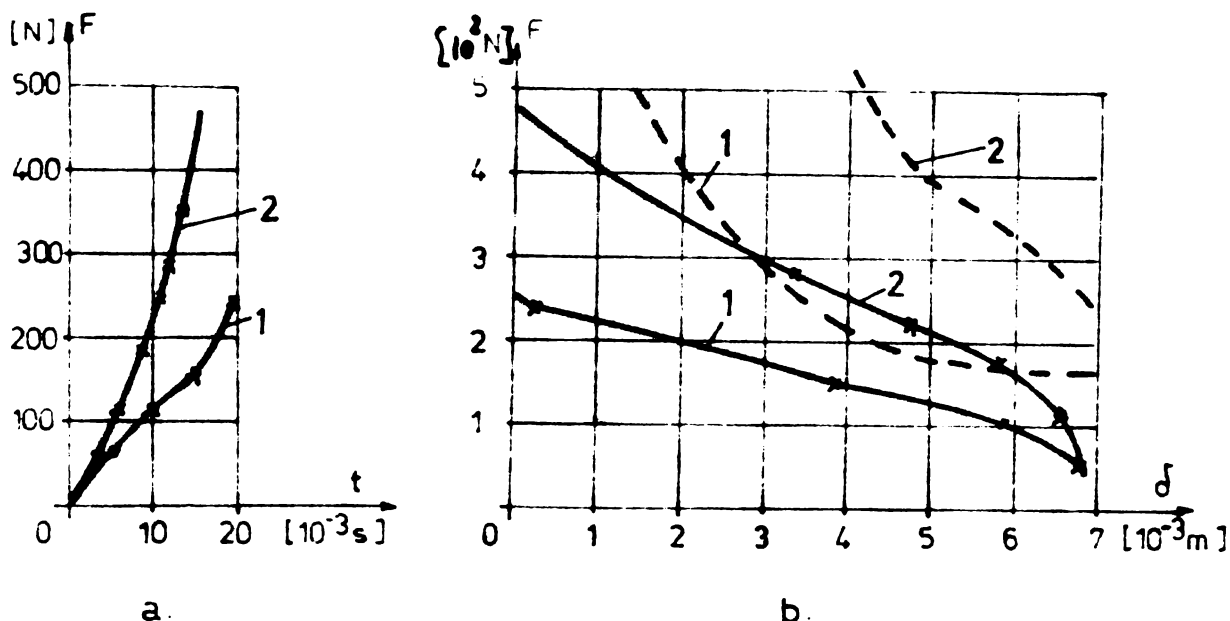


Fig.6.14. Caracteristicile: a) $F=f(t)$;
 b) $F=f(\delta)$.

6.1.3.2. Incercări la mers în sarcină.

Pentru încercarea la mersul în sarcină s-a utilizat standul de încercări prezentat în figura 6.15, cu ajutorul căruia s-au realizat măsurători în care sarcina electromagnetului a fost reprezentată de greutatea armăturii mobile ($F_p=20$ N), resoartele fiind suprimate.

Cu un montaj asemănător celui din figura 6.3 s-a înregistrat caracteristica $i=f(t)$ pentru regiul dinamic prevăzut în calculul de proiectare, caracterizat prin parametrii:

$$\begin{aligned}
 F_p &= 20 \text{ N} & U &= 19,4 \text{ V} \\
 \int_{\text{max}} &= 4 \cdot 10^{-3} \text{ m} & R_m &= 2,5 \ \Omega
 \end{aligned}
 \tag{6.59}$$

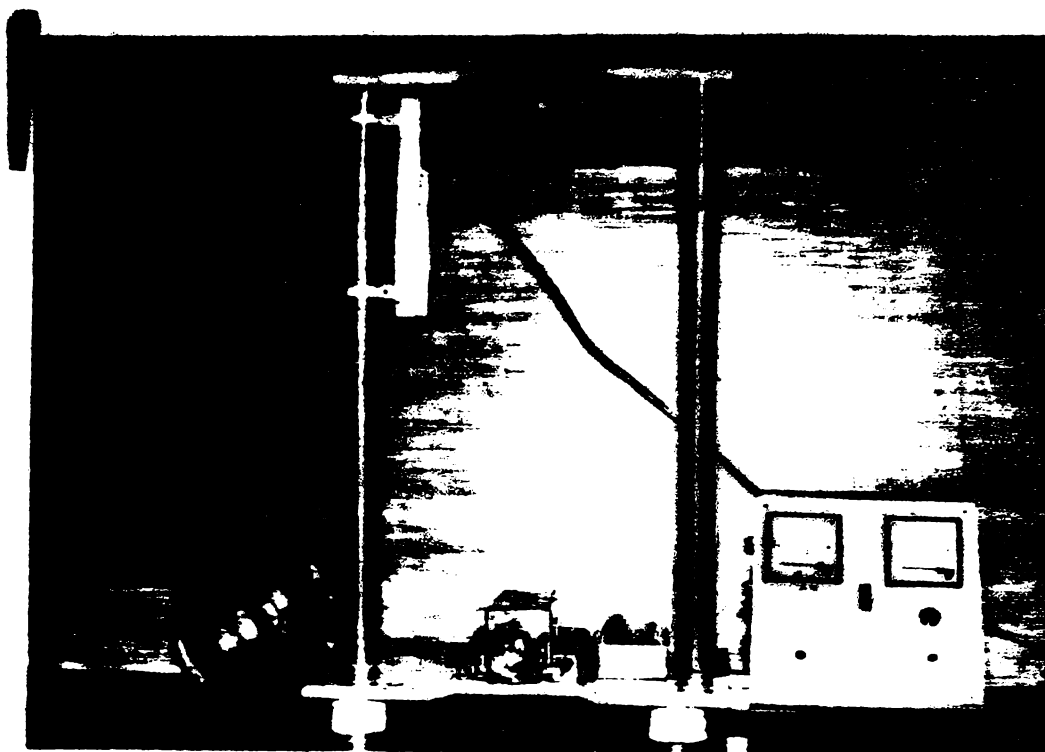


Fig.6.15. Stand pentru încercarea la mers în sarcină a electro-
magnetului de acționare a D P P unidirecțional.

Etalonarea curbei s-a realizat prin măsurarea valorii maxime
a curentului cu ajutorul ampermetrului din schemă.

Curba $i=f(t)$ etalonată este prezentată în figura 6.16.

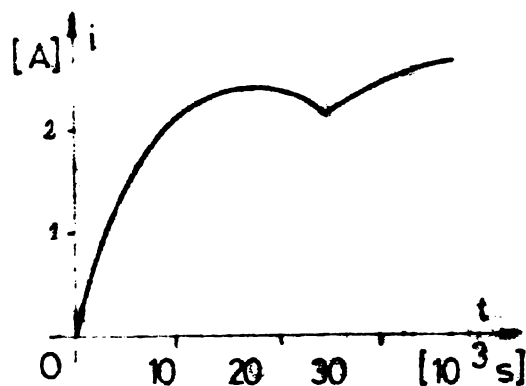


Fig. 6.16. Caracteristica $i=f(t)$, pentru regimul dinamic
de la $\delta_{\max} = 4 \cdot 10^{-3}$ m la $\delta_{\min} = 2 \cdot 10^{-3}$ m.

Analiza acestei caracteristici evidențiază următoarele:

a) intervalul de timp t_1 , în care armătura rămâne imobilă la
întrefierul $\delta_{\max} = 4 \cdot 10^{-3}$ m și în care curentul crește de la valoarea
zero la valoarea de acționare este $t_1 = 8$ sec. fiind egal cu cel
stabilit prin calculul de proiectare;

b) valoarea curentului pentru care începe deplasarea armătu-
rului (curentul de acționare) este $i_1 = 2,2$ A, fiind de asemenea identică cu cea
obținută prin calculul de proiectare;

c) Intervalul de timp în care are loc anclanșarea este $t_2 - t_1 = t_a = 57 \cdot 10^{-3}$ fiind egal cu cel impus prin calculul de proiectare;

d) Valoarea minimă la care scade curentul pe parcursul regimului dinamic, datorită creșterii inductivității ca urmare a deplasării armăturii mobile și scăderii întrefierului este: $i_2 = 2,27$ A, fiind cu 3,75% mai mare decât valoarea estimată prin calculul de proiectare.

Rezultă că electromagnetul îndeplinește în bune condiții cerințele impuse prin calculul de proiectare, ceea ce confirmă posibilitatea utilizării în astfel de calcule a metodei propusă în paragraful 4.3.

6.1.3.3. Incercări statice. Metode de determinare a forței dezvoltate de electromagneți în regim static de funcționare.

Cu ajutorul instalației experimentale prezentată în fig.6.17, prevăzută cu dinamometru și șurub de tracțiune, au fost efectuate măsurători privind forța dezvoltată de diferite tipuri de electromagneți în regim static de funcționare.

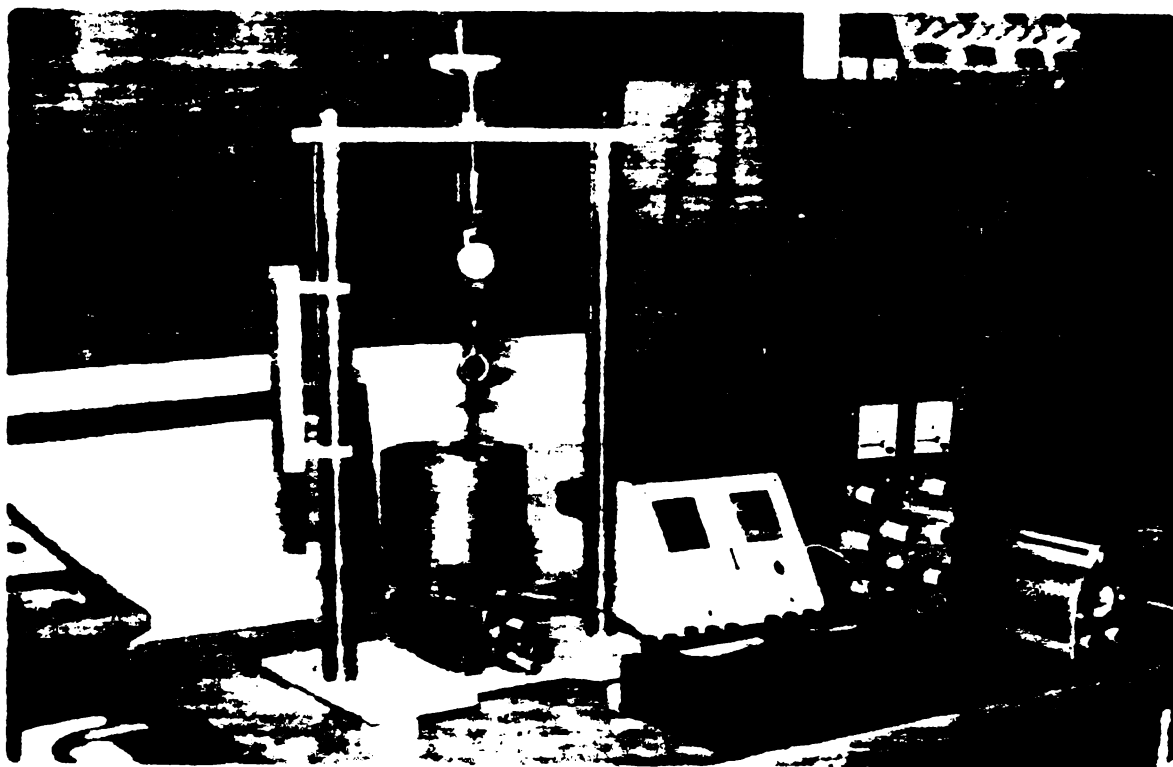


Fig.6.17. Instalație experimentală pentru determinarea forței dezvoltate de electromagneți în regim static de funcționare.

Pentru electromagnetul de acționare a D P P unidirecțional, măsurătorile de forță statică sînt prezentate în fig.6.14.

Deoarece la electromagneții de curent continuu de putere, la valori mici ale întrefierului, forțele de atracție au în mod obișnuit valori mari, determinarea lor prin metode directe este dificilă, necesitînd instalații speciale de tracțiune [101]. Dificultățile de

măsurare directă a forțelor de tracțiune se datoresc și gabaritului mare al electromagneților, greutateii lor ridicate, manipulării greoaie a acestora. Rezultă necesitatea punerii a unor metode experimentale indirecte de determinare operativă a forțelor de tracțiune, care să înlăture dificultățile amintite.

Se prezintă fundamentarea teoretică și verificarea experimentală efectuată în laborator pentru două astfel de metode indirecte /5/:

a) Metoda forțelor zonale:

Metoda se poate utiliza la determinarea forței de atracție F dezvoltată de un electromagnet de curent continuu în regim static de funcționare. Pornind de la relația:

$$F = \frac{B^2 \cdot S}{2 \mu_0} \quad (6.60)$$

în care:

B = valoarea medie pătratică a inducției magnetice în întrefier;

S = aria suprafeței polului;

μ_0 = permeabilitatea magnetică a întrefierului, se poate scrie următoarea relație:

$$F = \frac{F(\Delta S)}{\Delta S} \cdot S \quad (6.61)$$

unde:

ΔS = aria unei zone a suprafeței polului electromagnetului, aleasă astfel încât valoarea medie pătratică a inducției magnetice din zonă, $B(\Delta S)$, să fie egală cu inducția B definită anterior; fig.6.18 este explicativă pentru modul în care se alege o astfel de zonă pentru un electromagnet în manta; $F(\Delta S)$ = forța de atracție zonală.

În fig.6.19 se prezintă, conform relației (6.61), dreapta de variație a forțelor zonale funcție de aria acestor zone, dreaptă pe care se situează și punctul de coordonate (F, S) .

Rezultă că determinarea forței de atracție F se poate face prin măsurarea experimentală a unei forțe zonale $F(\Delta S)$, aleasă astfel încât să se înscrie optim în domeniul dispozitivului de măsurare a forței de care dispunem, sau prin ridicarea dreptei $F(\Delta S)$ și extrapolarea ei pînă la punctul de coordonate (F, S) . Suprafața plăcilor feromagnetice de închiderea cîmpului magnetic utilizate pentru măsurarea forțelor zonale are forma și dimensiunile zonei respective.

Plăcile se ecranează față de influența cîmpului magnetic al zonelor învecinate.

Măsurătorile de forțe zonale au fost efectuate pentru mai multe tipuri de electromagneți în manta, utilizîndu-se pentru închiderea cîmpului magnetic epruvete feromagnetice de diferite forme, arii

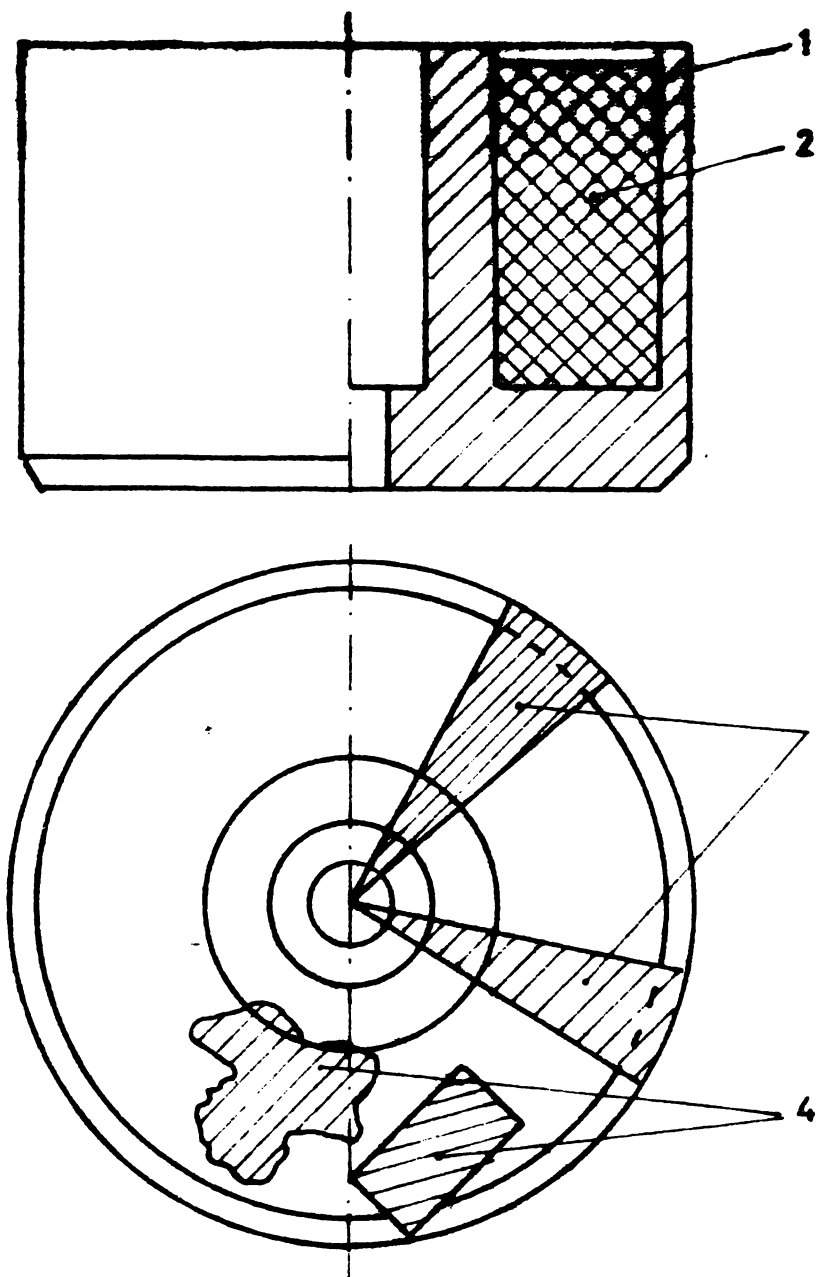


Fig. 6.18. Alegerea zonelor electromagnetului :

- 1) Nucleu magnetic; 2) Bobinaj; 3) Zonă pentru care $B(\Delta S) = B$; 4) Zonă pentru care $B(\Delta S) \neq B$.

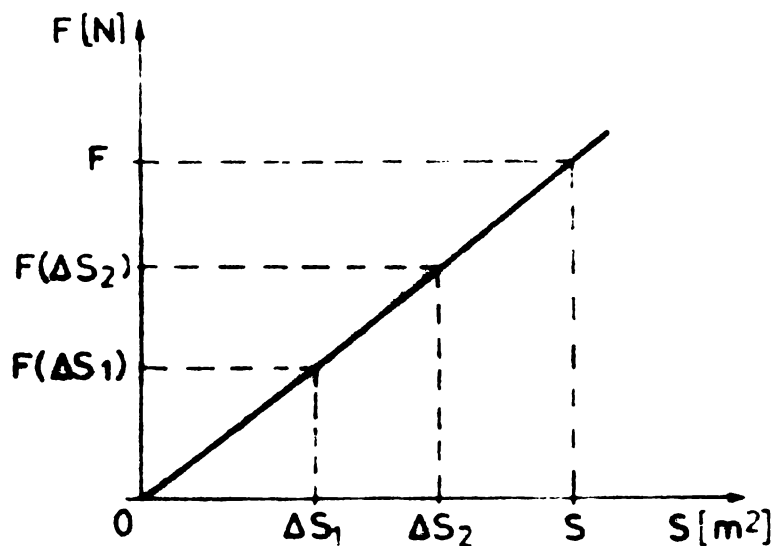


Fig. 6.19. Dependenta forțelor zonale de aria zonelor.

și grosimi.

Rezultatele măsurătorilor pentru un tip de electromagnet în menta sînt prezentate în fig.6.20.

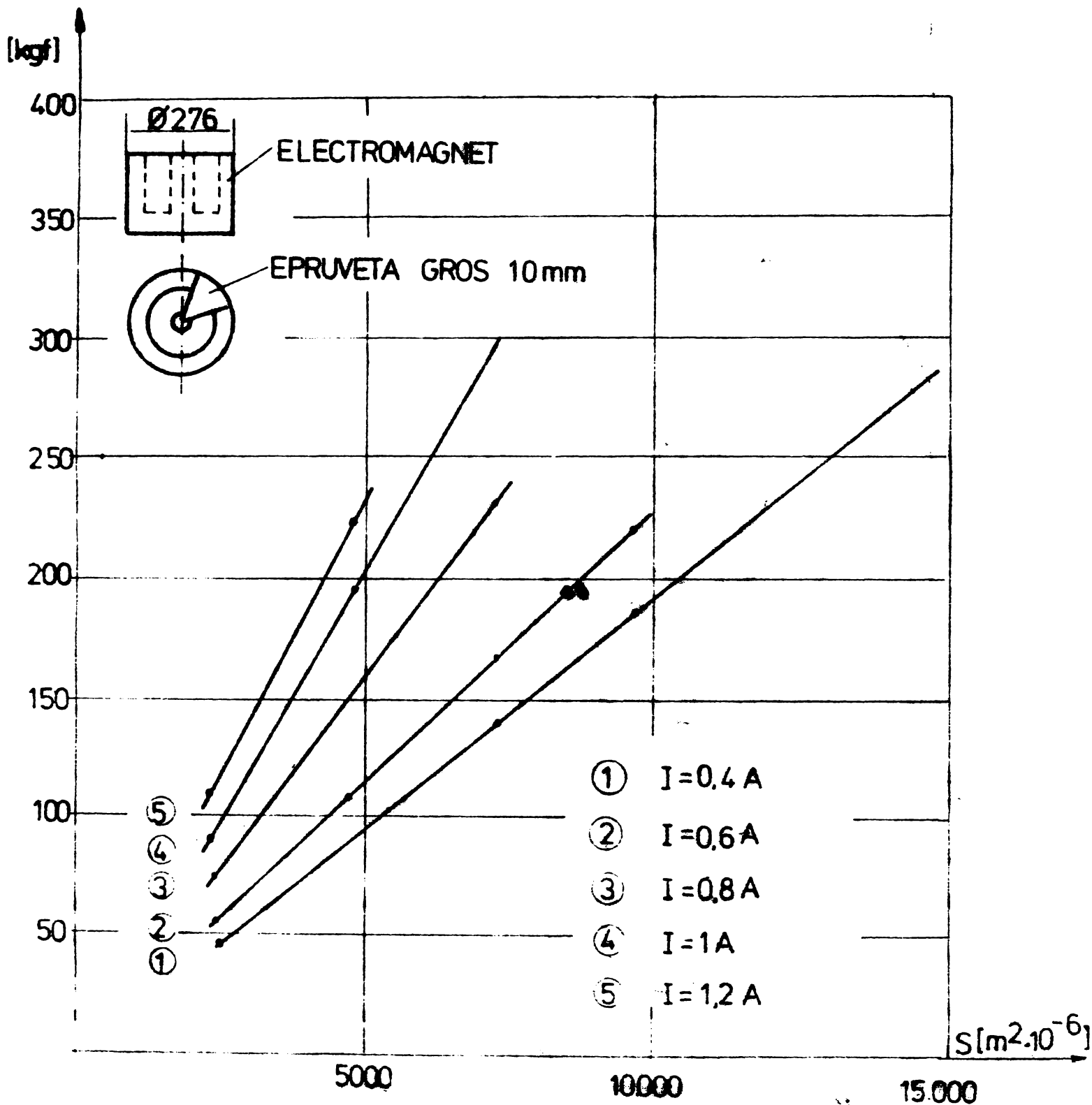


Fig.6.20. Dependența forțelor zonale de aria epruvetelor.

Măsurătorile efectuate confirmă experimental dependența liniară a forțelor zonale de aria acestor zone. Date fiind valorile relativ mici ale forțelor zonale, metoda permite utilizarea unor instalații de tracțiune mai simple constructiv și mai ușor de manevrat.

b) Metoda suprafețelor elementare:

1) Determinarea prin calcul a forțelor de

atracție F dezvoltate de electromagneții de curent continuu în regim static de funcționare, prin măsurarea valorilor normale locale ale inducției B_{ni} . Scriind pentru fiecare statică relația:

$$F = \int_A \frac{B_n^2}{2 \mu_0} dA \quad (6.62)$$

în care:

A = suprafața armăturii de închidere a cîmpului magnetic;
 B_n = componenta normală a inducției, măsurată pe suprafața armăturii de închidere.

Pentru un electromagnet în manta (fig.6.21), se poate scrie:

$$F = \frac{\pi \cdot A}{\mu_0} \sum_{i=1}^n r_i B_{ni}^2 \quad (6.63)$$

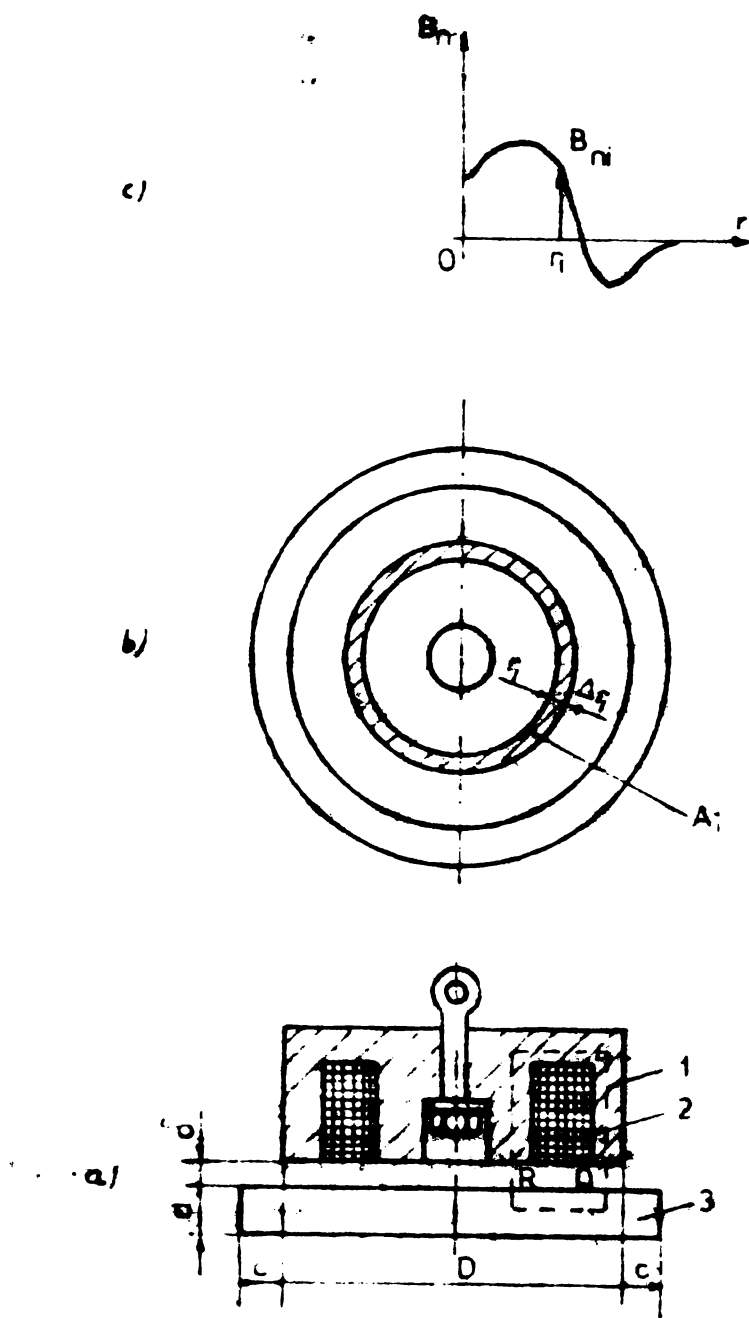


Fig. 6.21. Ilustrații pentru modul de considerare a suprafețelor elementare: a) electromagnet în manta; 1 - miez magnetic; 2 - bobinaj; 3 - ilac de închidere a cîmpului magnetic; b) modul de calcul al suprafețelor elementare; Δr - aria suprafeței elementare;

tare; c) distribuția componentei normale a inducției magnetice B_n după raza r a plăcii de închidere.

în care:

n - numărul suprafețelor elementare A_i cu diametrul interior r_i și lățimea constantă Δr_i în care s-a descompus suprafața electromagnetului.

Dimensiunea Δr_i se ia suficient de îngustă ca inducția B_{ni} să poată fi considerată constantă.

Se introduc în memoria calculatului perechiile de valori (B_{ni} , r_i) măsurate experimental. Schema logică aplicabilă pentru programare este indicată în fig.6.22.

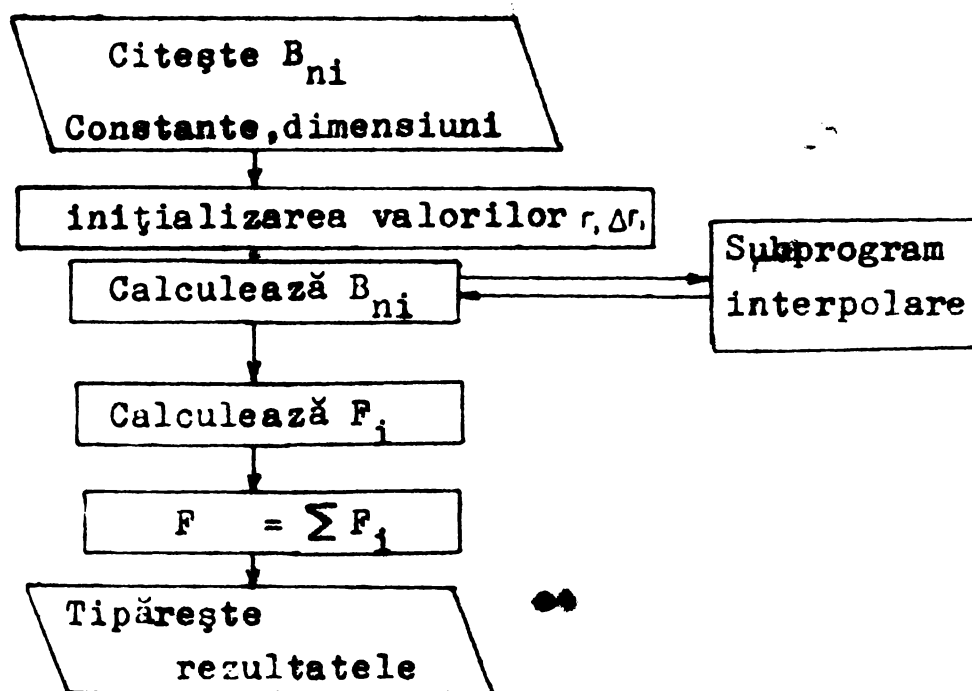


Fig.6.22. Schema logică pentru programul de calcul al forței de atracție.

Pentru măsurători de lot privind forța de atracție dezvoltată de un tip de electromagnet se poate utiliza o metodă calitativă care constă în compararea curbei $B_n(r)$ ridicată experimental pentru electromagneții din lotul respectiv cu o curbă etalon stabilită pentru acest tip de electromagnet (fig.6.23).

Electromagneții încercați corespund din punctul de vedere al forței de atracție dezvoltate dacă porțiunea de curbă măsurată se găsește deasupra curbei etalon. Determinările de forță de atracție prin metoda "suprafețelor elementare" au confirmat precizia ridicată a acestei metode, precum și utilitatea metodei calitative de apreciere a forțelor de atracție dezvoltate de electromagneții de curent continuu.

6.1.3.4. Măsurarea inductivității.

S-au efectuat măsurări ale valorii inductivității "statice" a electromagnetului de acționare a DPP unidirecțional, folosindu-se me-

todele voltampermetrică și a celor trei voltmetre /13/,/67/, pentru diferite valori ale întrefierului. Pentru aceleași valori ale întrefierului s-au calculat valorile inductivității conform relației (3.288).

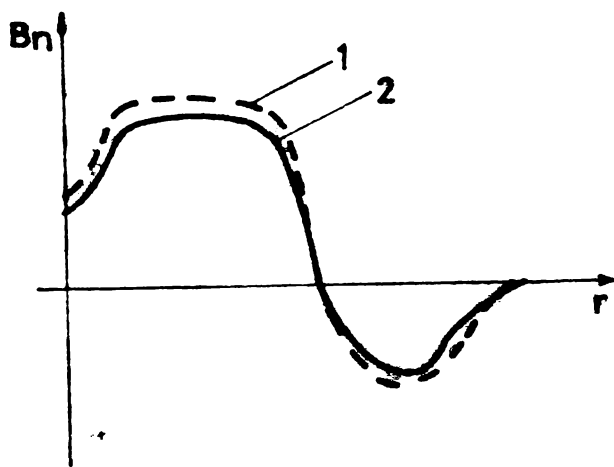


Fig.6.23. Explicativă pentru metoda calitativă de apreciere a forței de atracție:

1 - curbă determinată printr-o măsurătoare de lot; 2 - curbă etalon.

Rezultatele măsurătorilor și calculelor sînt trecute în tabela 6.6, notîndu-se cu L_c valorile calculate și cu L_a valorile măsurate.

Tabela 6.6

δ / 10^{-3} .m/	2	4	6
L_c / 10^{-2} H/	6,66	4,52	3,43
L_a / 10^{-2} H/	6,3	4,8	3,8

Se constată o bună concordanță a valorilor măsurate cu cele calculate.

S-au efectuat de asemenea determinări ale inductivității

"statice" a electromagnetului prin metoda experimentală prezentată în paragraful 3.5.6.8. Rezultatele sînt trecute în tabela 6.7, notîndu-se cu L_a valorile determinate experimental și cu L_c cele calculate cu relația (3.288).

Tabela 6.7

δ / 10^{-3} .m/	0	4	7
L_c / 10^{-2} .H/	-	4,52	3,10
L_a / 10^{-2} .H/	16	4,65	3,25

Se constată că valorile calculate sînt apropiate de cele determinate experimental și sînt în concordanță cu valorile determinate

prin măsurătorile clasice (tabela 6.6), ceea ce confirmă precizia și utilitatea metodei expusă la paragraful 3.5.6.8.

6.1.4. Construcția, performanțele și aplicații ale unui D P P unidirecțional.

Pe baza metodicii prezentate în paragraful 4.3 a fost proiectat și executat un model experimental de D P P unidirecțional funcțional, conform modelului din fig.2.3, având următoarele caracteristici:

- tensiunea de alimentare: $U = 40 \text{ V}$;
- curentul maxim în regim dinamic: $i_{\text{max}} = 2 \text{ A}$;
- curentul de regim permanent : $i_p = 3,8 \text{ A}$;
- pasul acționării (întrefierul) : $\delta = 0 - 15 \text{ mm}$;
- forța : $F_r = 300 \text{ N}$, la întrefierul de $5 \cdot 10^{-3} \text{ m}$;
- frecvența pașilor: $0 \div 10 \text{ Hz}$;
- masa armăturii mobile: $1,8 \text{ kg}$.

Dispozitivul a fost echipat cu un sumator de oscilații pentru sarcini cu caracter antagonist, executat conform modelului din fig. 2.7.

Cursa de revenire a armăturii mobile se realizează printr-un sistem mecanic cu resoarte, a cărui constantă elastică este $k_R = 8000 \text{ N/m}$.

Conform relației (4.8) timpul necesar cursei de revenire este:

$$t_d = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{m}{k_R}} = 24,2 \cdot 10^{-3} \text{ s} \quad (6.64)$$

Părțile componente ale D P P (electromagnetul de acționare, axul, carcasa, sumatorul de oscilații, resoartele antagoniste, șuruburile pentru reglarea întrefierului) sînt prezentate în fig.6.24.

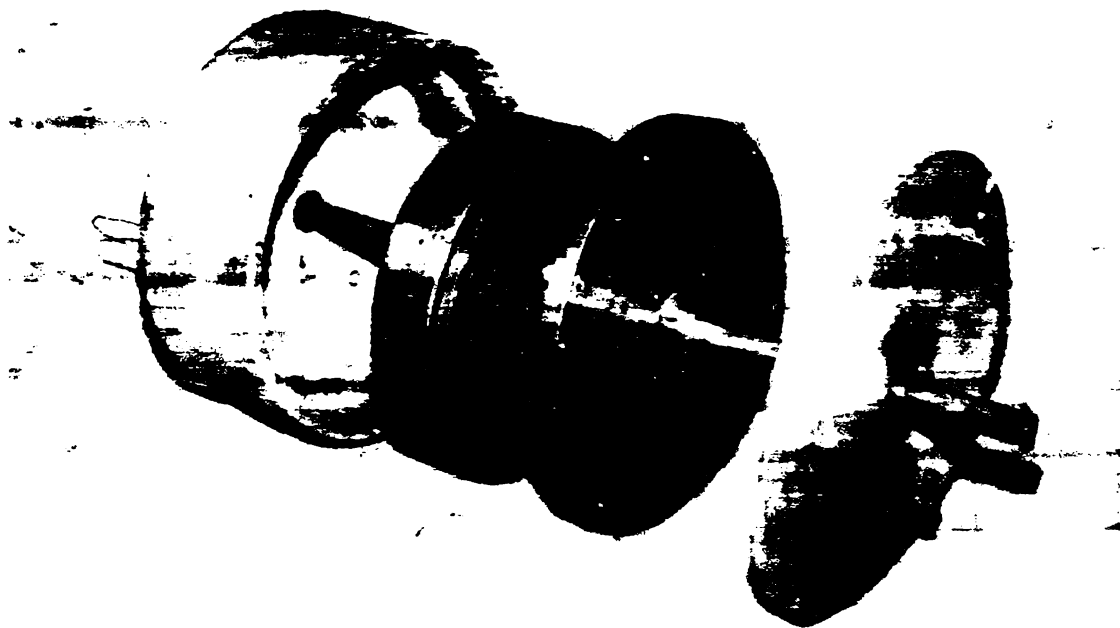


Fig.6.24. Elementele componente ale D P P unidirecțional: 1 - electromagnet de acționare; 2 - axul acționării; 3 - carcasă; 4 - șuruburi pentru reglarea întrefierului.

D P P unidirecțional asamblat este prezentat în fig.6.25.

Dispozitivul a fost încercat la mers în gol și sarcină.

La mersul în gol (deplasarea liberă a axului acționării) dispozitivul a funcționat corect, fără pierderi de pași, dezvoltând o viteză medie de $8,4 \cdot 10^{-2}$ m/s, pentru o frecvență a impulsurilor tensiunii de alimentare egală cu 10 Hz și o mărime a pasului egală cu 10^{-2} m. Curentul maxim în regim dinamic de funcționare a fost $i_{\max} = 1,4$ A. Se observă că la fiecare pas se pierde $0,16 \cdot 10^{-2}$ m din cursa armăturii mobile a electromagnetului de acționare, fapt datorat impreciziei execuției sumatorului de oscilație.

Măsurătorile s-au efectuat pentru o durată a acționării de 5 s, cursa efectuată măsurându-se direct pe axul acționării.

Inercarea în sarcină s-a realizat prin atașarea la axul acționării a unor greutateți ridicate pe verticală. Pentru pasul acționării reglat la $5 \cdot 10^{-3}$ m ($\delta_{\max} = 5 \cdot 10^{-3}$ m; $\delta_{\min} = 0$) s-a reușit acționarea unei sarcini de 287 N cu o viteză maximă de $3,2 \cdot 10^{-2}$ m/s, la o frecvență a impulsurilor tensiunii de alimentare de 10 Hz. Curentul maxim în acest regim dinamic este $i_{\max} = 2$ A.

Rezultă că, în sarcină, tipul de sumator de oscilații utilizat la acest D P P are "scăpări" de pînă la $1,8 \cdot 10^{-3}$ m din cursa armăturii mobile.

Au fost efectuate peste 300 acționări cu modelul de D P P unidirecțional, acesta corespunzînd condițiilor funcționale cerute prin calculul de proiectare.

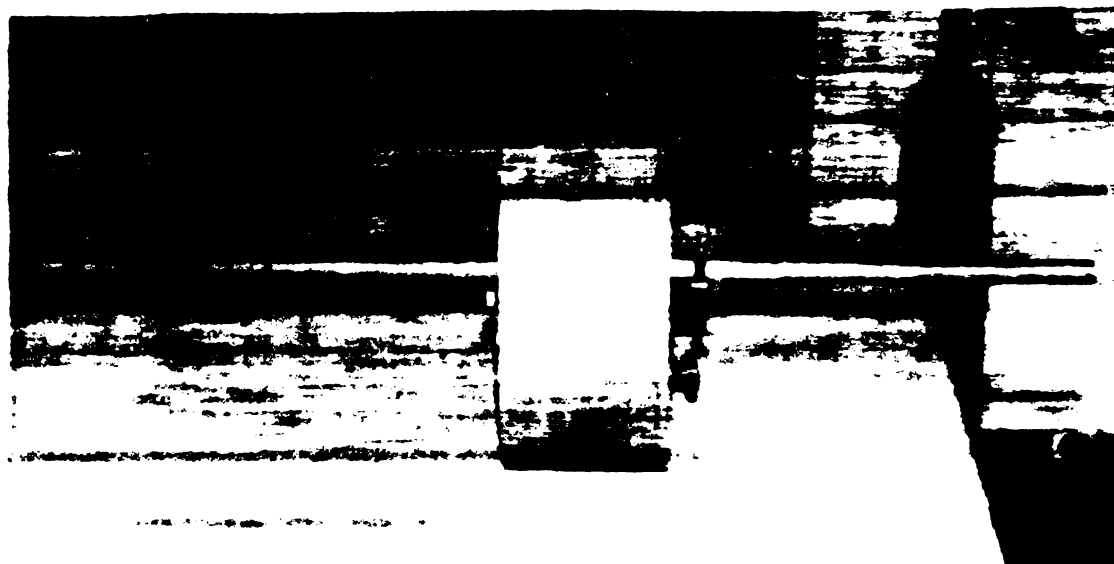


Fig.6.25. D P P unidirecțional.

Experimentul s-a realizat cu acest model de D P P unidirecțional atât la închidere, respectiv la deschidere a unui separator electric de 110 kV, reușindu-se efectuarea unei curse de închidere,

respectiv de deschidere a unui pol al separatorului în 6 s, pentru un pas reglat al acționării de $5 \cdot 10^{-3}$ m și o frecvență a pașilor de 10 Hz.

D P P unidirecționale pot fi utilizate într-o serie de acționări industriale. Un exemplu constituie posibilitatea de aplicare a acestor dispozitive la acționarea conveerelor electrice și a transportoarelor cu bandă. Soluția clasică în care se realizează acționarea unui conveier cu lanț /81/ este prezentată în fig.6.26.

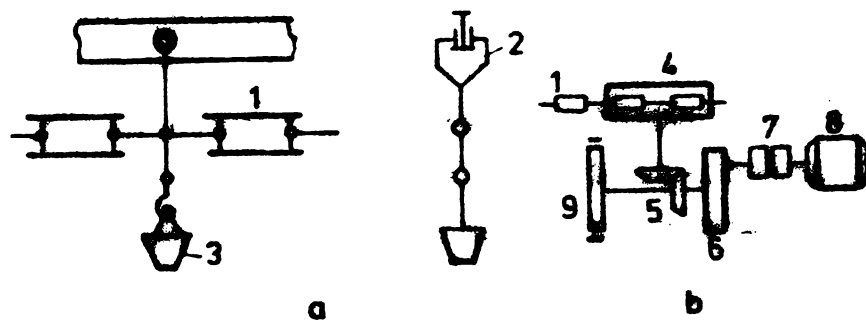


Fig.6.26. Acționarea clasică a unui conveier cu lanț:

- a) conveierul cu lanț; b) lanțul cinematic al acționării; 1 - lanțul fără sfârșit; 2 - cărucioare; 3 - material de transportat; 4 - tobă de antrenare; 5 - cuplaj conic; 6 - reductor; 7 - cuplă; 8 - motor electric de antrenare; 9 - frână.

Un dispozitiv electromagnetic cu mișcare liniară (pas cu pas) proiectat și construit corespunzător poate acționa direct asupra lanțului fără sfârșit 1, simplificând substanțial lanțul cinematic de acționare a conveierului.

În mod asemănător se pot utiliza D P P la acționarea benzilor transportoare, îndeosebi a acelorora la care este necesară o viteză mică de deplasare (benzile de montaj), viteze care se obțin relativ complicat cu sistemele clasice de acționare.

6.2. Proiectarea, construcția și încercarea unui D P P bidirecțional.

6.2.1. Proiectarea și construcția electromagneților de acționare a D P P bidirecțional.

Datele inițiale pentru proiectarea electromagneților de acționare a D P P bidirecțional (2 electromagneți identici) sînt:

- cursa armăturii mobile: $3,5 \cdot 10^{-3}$ m;
- întrefierul maxim : $\int_{\max} = 5,5 \cdot 10^{-3}$ m ;
- întrefierul minim : $\int_{\min} = 2 \cdot 10^{-3}$ m ;
- sarcina la armătura mobilă : $F_r = 40$ N ;
- timpul total de acționare (din momentul conectării): $t_2 = 0,03$ s;

- timpul de acționare (din momentul începerii deplasării armăturii mobile): $t_a = 0,02$ s;
- curentul maxim admisibil : $I_a = 3$ A.

S-a ales tipul constructiv de electromagnet "în mantă", circuitul magnetic fiind confecționat din OL 37, avînd permeabilitatea magnetică relativă (nesaturat) $\mu_r = 1500$.

Printr-un calcul asemănător celui efectuat pentru proiectarea electromagnetului de acționare a D P P unidirecțional (vezi paragraful 6.1.1) se determină principalele dimensiuni constructive (miez magnetic și înfășurare) ale electromagneților de acționare a D P P bidirecțional, care sînt conform schiței din fig.6.27:

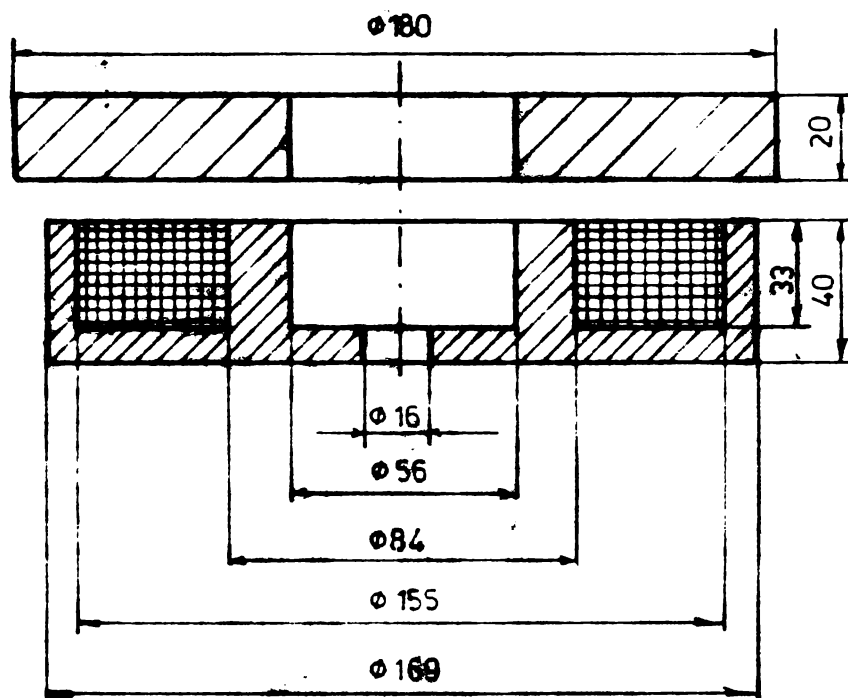


Fig.6.27. Principalele dimensiuni constructive ale electromagneților de acționare a D P P bidirecțional.

Armatura mobilă are grosimea $g = 20 \cdot 10^{-3}$ m, majorată față de grosimea de calcul $g_c = 12 \cdot 10^{-3}$ m, datorită necesităților de amplasare a sumatorului de oscilații.

Caracteristicile înfășurării, executate din cupru electrotehnic, sînt:

- numărul de spire : $N = 320$ spire;
- diametrul spirei : $d_{sp} = 1,2 \cdot 10^{-3}$ m;
- secțiunea spirei : $q_{sp} = 1,13 \cdot 10^{-6}$ m²;
- rezistența înfășurării: $R_{bob} = 1,91 \Omega$;
- tensiunea de alimentare : $U = 30$ V ;
- rezistența adițională (de măsură): $R_m = 4,75 \Omega$;
- curentul în regim permanent: $I_p = 4,5$ A.

Efectuarea calculelor în conformitate cu metoda de proiectare utilizată și la proiectarea electromagnetului de acționare a D P P unidirecțional conduce la următoarele valori ale mărimilor utilizate în calculul de proiectare:

$$A_1 \int_{\max} = 38,63 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 ; A_1 \int_{\min} = 33,83 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 ;$$

$$A_2 \int_{\max} = 48,83 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 ; A_2 \int_{\min} = 40,32 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 ;$$

$$\alpha \int_{\max} = 3,7 \cdot 10^8 / \text{H.m}^{-1} ; \alpha \int_{\min} = 4,34 \cdot 10^8 / \text{H.m}^{-1} ;$$

$$p \int_{\max} = 66,9 / \text{m}^{-1} ; p \int_{\min} = 72,2 / \text{m}^{-1} ; \lambda \int_{\max} = 0,493 \cdot$$

$$10^{-3} \text{ H} ; \lambda \int_{\min} = 1,16 \cdot 10^{-6} \text{ H} ; \phi_{lp} = 4,66 \cdot 10^{-4} \text{ Wb} ; N = 316 \text{ spire}$$

$$B_0 \int_{\min} = 0,304 \text{ T} ; i_2 = 2,78 \text{ A} ; \lambda_s = 12,1 \cdot 10^{-6} \text{ H.m}^{-1}.$$

Electromagneții de acționare executați conform calculului de proiectare sînt prezentați în fig.6.28:

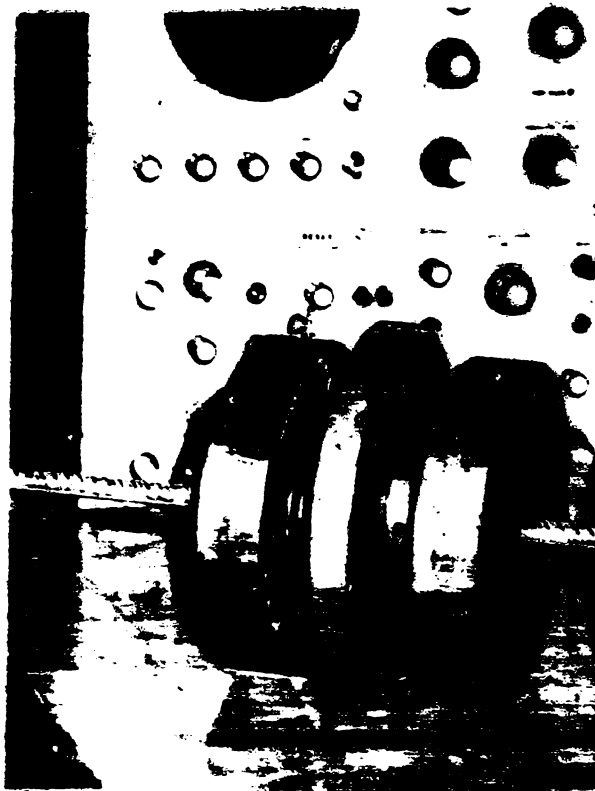


Fig.6.28. Electromagneții de acționare a D P P bidirecțional.

6.2.2. Încercarea electromagnetului de acționare a D P P bidirecțional.

Pentru încercarea electromagnetului de acționare a D P P bidirecțional s-au folosit aceleași scheme electrice, instrumente și instalații experimentale ca și la încercarea electromagnetului de acționare a D P P unidirecțional.

Caracteristicile obținute confirmă funcționarea electromagneților conform cerințelor impuse prin calculul de proiectare.

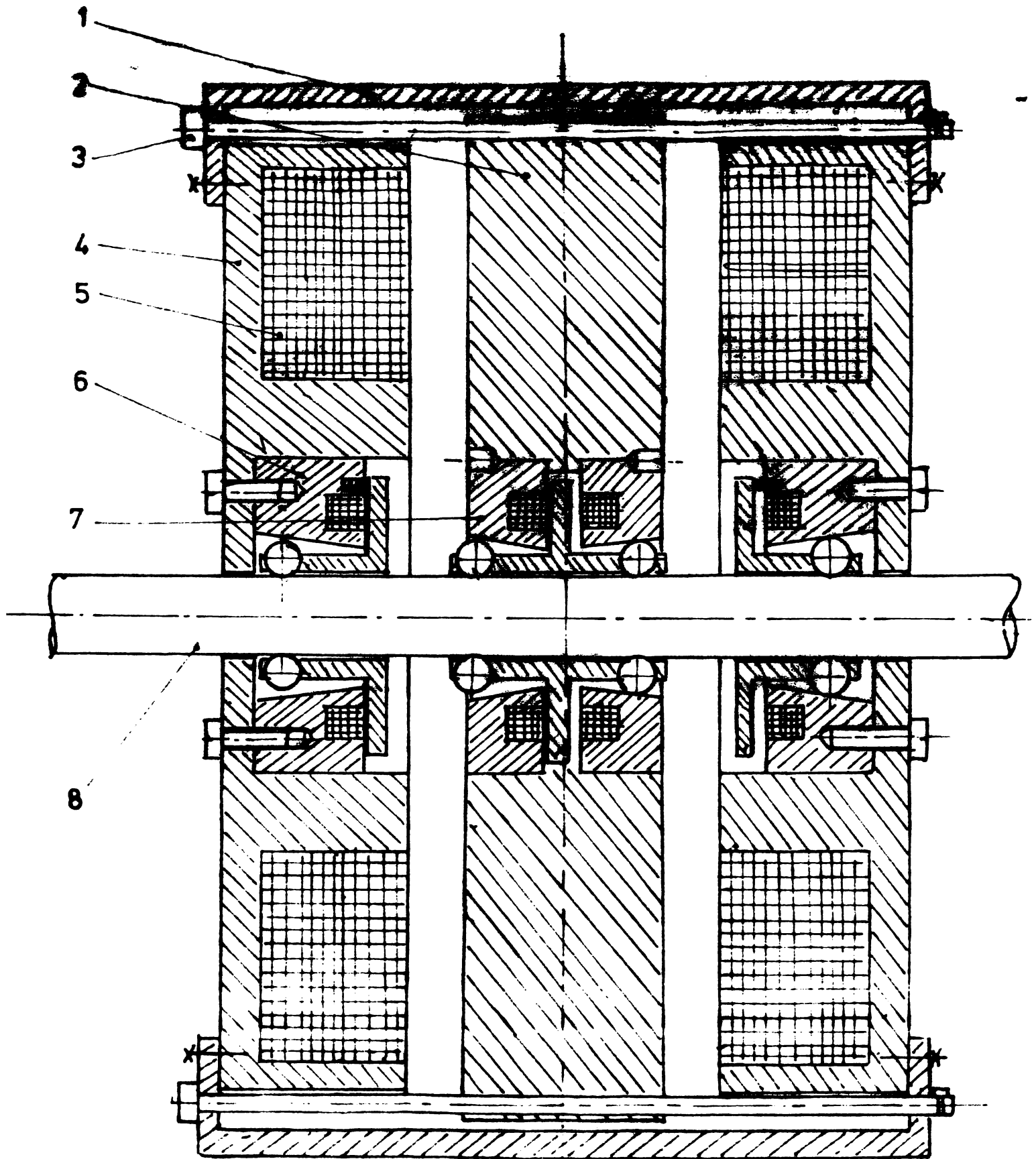


Fig.6.29. Schița de ansamblu a D P P bidirecțional:

- 1 - carcasa;
- 2 - armătura mobilă;
- 3 - ghidajul;
- 4 - armătura fixă;
- 5 - bobinaj;
- 6 - sistem de blocare a deplasării axului;
- 7 - sumatorul de oscilații;
- 8 - axul acționării.

6.2.3. Construcția și performanțele unor D P P bidirecționale.

A fost executat un model experimental de D P P bidirecțional, având drept elemente motrice electromagnetice proiectate și construite conform celor expuse în paragraful 6.2.1.

D P P bidirecțional a fost echipat cu un sumator de oscilații tip "torpedo" conform schiței din fig.2.8. Schița de ansamblu a D P P bidirecțional executat este prezentată în fig.6.29, iar modelul de D P P, în fig.6.30.

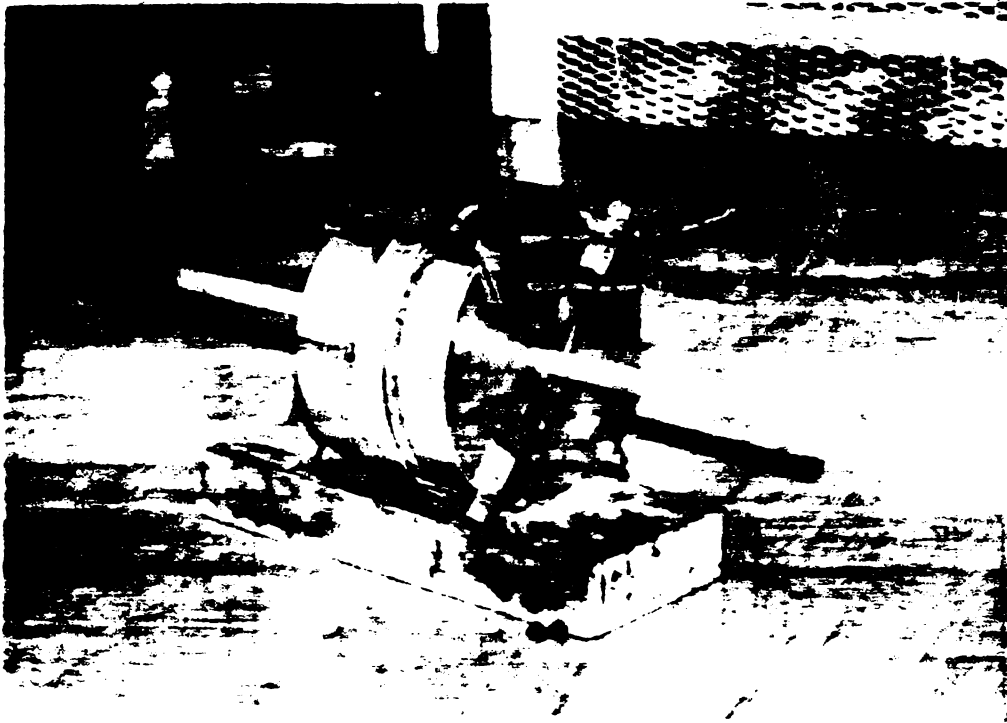


Fig.6.30. D P P bidirecțional.

Referitor la construcția D P P se dau următoarele indicații tehnologice: tija de acționare s-a realizat din oțel 41MOC, tratată prin călire și rectificată. La realizarea pieselor care compun sumatorul de oscilații s-a impus o precizie ridicată de execuție, precum și prelucrări suplimentare față de celelalte subansamble. Suprafețele conicităților au fost supuse unui tratament de cementare cu ferrocianură de potasiu la 350°C, înaintea operației de rectificare.

Modelul executat a fost încercat atât la mers în gol cât și în sarcină.

La mersul în gol (deplasare liberă a axului acționării) dispozitivul a funcționat corect, în ambele sensuri ale acționării, fără pierderi de pași. Sumatorul de oscilații tip "torpedo" a realizat acționări ferme într-un sens sau celălalt, concomitent cu blocarea acționării în sensul opus. Viteza medie dezvoltată, pentru o valoare a pasului acționării de $5 \cdot 10^{-3}$ m ($\delta_{\max} = 5 \cdot 10^{-3}$ m și $\delta_{\min} = 0$) și o frecvență a impulsurilor tensiunii de alimentare de

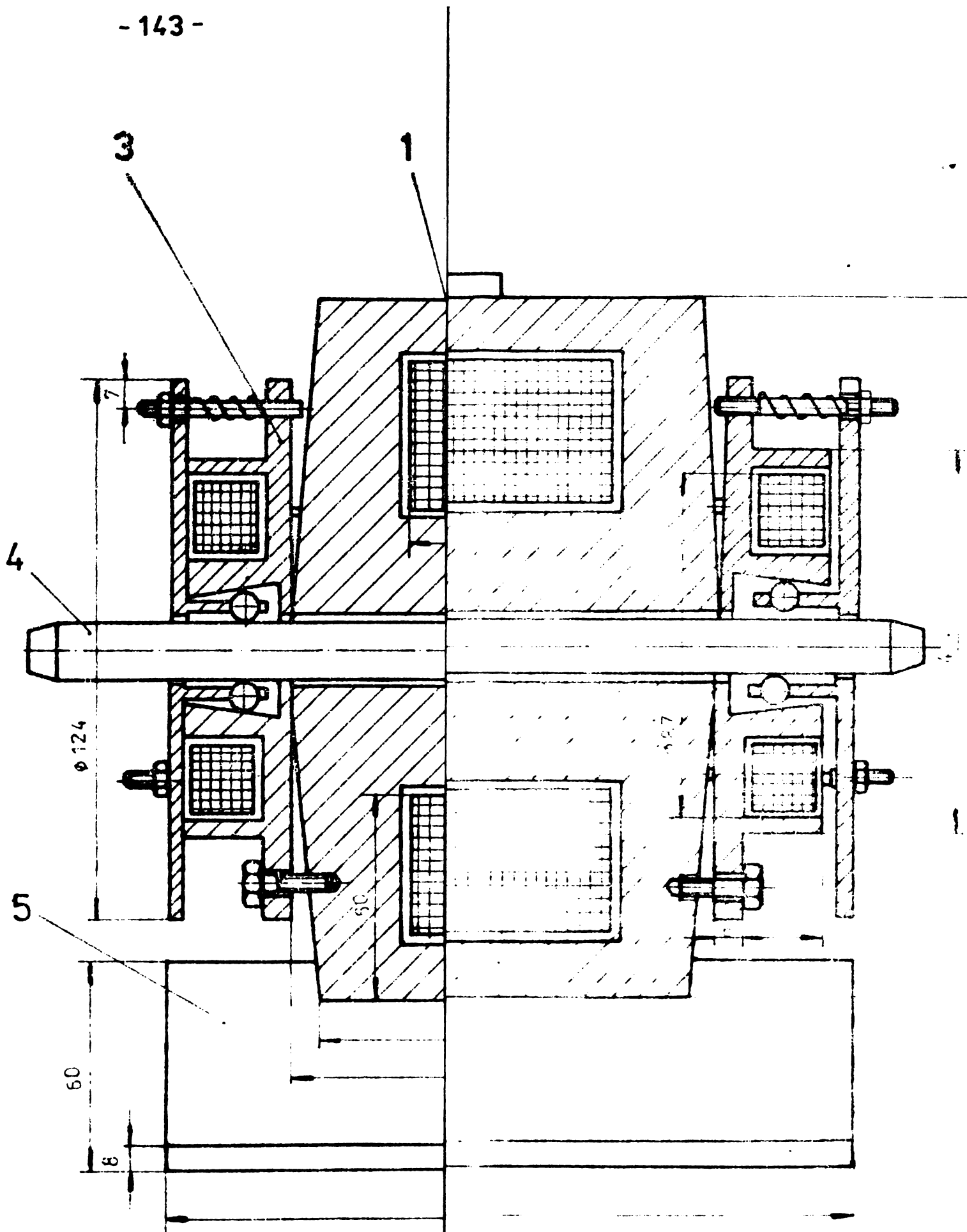


Fig.6.31 Vedere de ansa
1-Electromagneti d
3-Dispozitiv de t
acionării, 5-

5 Hz și amplitudine de 20 V a fost de $2,5 \cdot 10^{-2}$ m/s, ceea ce eviden-

~~țiază faptul că intrarea curentului în sarcină este foarte în-~~

de 5 - 10 s, cursele efectuate măsurându-se direct pe axul acționării.

Măsurătorile în sarcină s-au efectuat prin atașarea la axul acționării a unor greutateți ridicate pe verticală. Pentru pasul acționării reglat la valoarea $5 \cdot 10^{-3}$ m ($\int_{\max} = 5 \cdot 10^{-3}$ m, $\int_{\min} \approx 0$) s-a realizat acționarea succesivă în ambele sensuri a unei sarcini de 50 N, cu o viteză medie a acționării de $2,2 \cdot 10^{-2}$ m/s, impulsurile tensiunii de alimentare având amplitudinea de 20 V și frecvența 5 Hz.

Au fost efectuate cca. 1000 acționări în gol și sarcină cu modelul experimental de D P P bidirecțional, care a corespuns condițiilor funcționale stabilite prin calculul de proiectare.

În mod asemănător a fost proiectat și executat un al doilea model de D P P bidirecțional, utilizabil la acționări de putere, având următoarele caracteristici:

- sarcina: $F_p = 5000$ N ;
- pasul acționării: $x = 5 \cdot 10^{-3}$ m ;
- întrefierul maxim: $\int_{\max} = 5 \cdot 10^{-3}$ m ;
- întrefierul minim: $\int_{\min} \approx 0$;
- tensiunea de alimentare: impulsuri de tensiune, de amplitudine 220 V și frecvența $1 \div 10$ Hz.;
- curentul maxim în regim dinamic: $i_{\max} = 5$ A;
- curentul de regim permanent: $i_p = 9$ A.

Schița acestui model de D P P bidirecțional este prezentată în fig.6.31, iar modelul executat conform schiței este prezentat în fig.6.32.



Fig.6.32. D P P bidirecțional II.

D P P bidirecțional II are unele îmbunătățiri constructive

~~ca și de prima variantă, realizată a fost în scopul de a se evita
un comportament, necesarul și realizarea de oscilații, regimul
fierului ș.a.~~

Pentru acționări de mică putere a fost proiectată și executată varianta III de D P P bidirecțional, având următoarele caracteristici:

- Sarcina: $F = 25 \text{ N}$.
- Pasul acționării: $x = 15 \cdot 10^{-3} \text{ m}$.
- Intrefierul maxim: $\int_{\text{max}} = 15 \cdot 10^{-3} \text{ m}$.
- Intrefierul minim: $\int_{\text{min}} \approx 0$.
- Tensiunea de alimentare: impulsuri de tensiune, de amplitudine 20 V și frecvența $1 \div 10 \text{ Hz}$.
- Curentul maxim în regim dinamic: $i_{\text{max}} = 1,2 \text{ A}$.
- Curentul de regim permanent: $i_p = 2,1 \text{ A}$.

Modelul realizat este prezentat în fig.6.33:

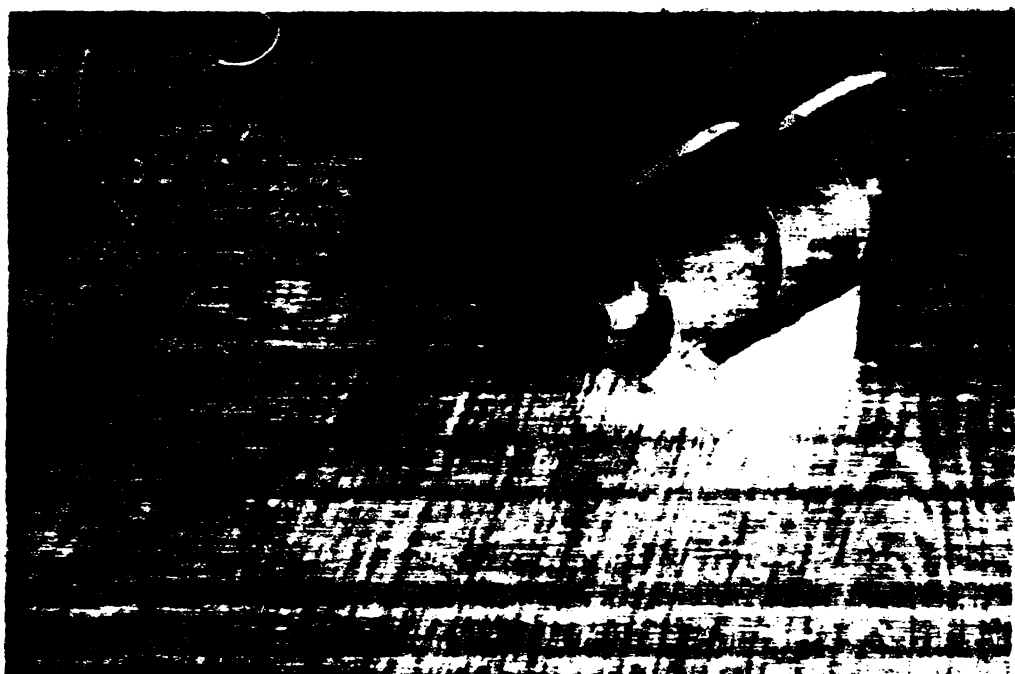


Fig.6.33. D P P bidirecțional III.

Având în vedere valoarea mare a pasului acționării, la această variantă s-au utilizat ca organ motor electromagneți tip "plonjor", care realizează forțe de valoare aproximativ constantă pentru variații largi ale întrefierului.

Atât D P P bidirecțional II cât și varianta III au funcționat corect la încercările la mers în gol și sarcină, realizate similar încercărilor D P P bidirecțional I.

În construcția modelelor de D P P s-au folosit mai multe tipuri de sumatoare de oscilații, executate conform schițelor de principiu din figurile 2.4.. 2.7. și prezentate în figura 6.34.

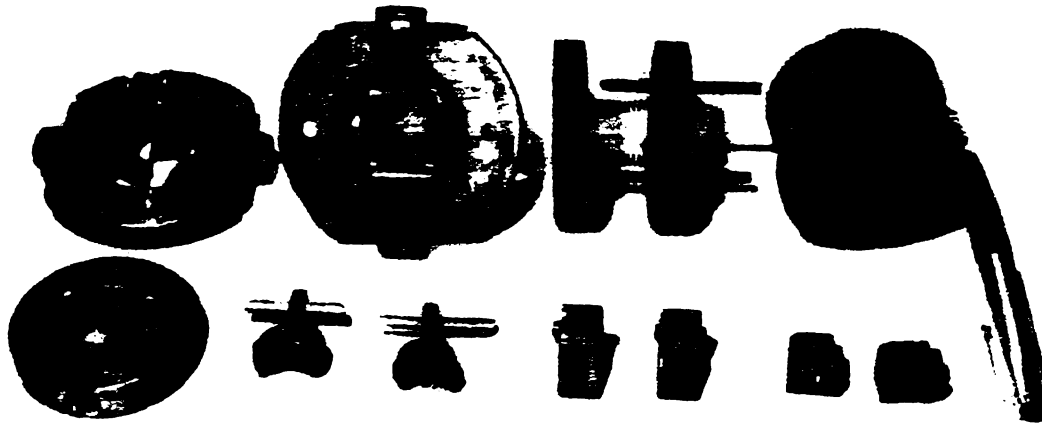


Fig. 6.34. Sumatoare de oscilații.

Încercările experimentale au evidențiat că dispozitivul tip "torpedo" corespunde cel mai bine scopului propus.

6.3. Dispozitive mecanice și electronice pentru alimentarea și comanda D P P.

6.3.1. Dispozitive mecanice și electronice pentru alimentarea și comanda D P P unidirecțional.

S-a realizat, succesiv, alimentarea și comanda D P P unidirecțional prin următoarele scheme electrice:

a) printr-o schemă electrică cu comutație mecanică, cu reglaj în buclă închisă, conform schiței din fig.5.1. S-au utilizat microîntreruptoare de 2 A și 4 A., fabricate de Electroaparataj, care, la curent nominal nu au rezistat la acționări cu durata mai mare de 20 s, datorită acțiunii distructive a arcului electric. Frecvența pașilor obținută prin această alimentare a fost de 2 - 6 Hz, fiind limitată superior, atât de inerția armăturii mobile, cât și de timpul relativ mare necesar stingerii arcului electric de comutație.

b) printr-o schemă electrică cu comutație mecanică, cu reglaj în buclă închisă, conform schiței din fig.5.2.a. S-au utilizat microîntreruptoare de 2 A și contactoare de curent alternativ de 25 A. Au fost realizate în bune condiții 100 acționări cu durata 30 sec., obținându-se frecvențe ale pașilor acționării de 12 Hz, limitate superior de inerția armăturii mobile. O astfel de alimentare este însă neadecvată, datorită succesivelor anclanșări-declanșări ale contactoarelor de comanda și alimentării.

c) printr-o schemă electrică cu comutație mecanică, cu reglaj în buclă deschisă, conform schiței din Fig. 6.34, utilizându-se în acest scop dispozitivul cu perii prezentat în Fig. 6.35..



Fig. 6.35. Dispozitiv de comutație mecanică cu perii.

Au fost realizate în condiții bune 100 acționări cu durata 30 sec.; obținându-se frecvențe ale pașilor acționării de pînă la 12 Hz.

d) printr-o schemă electronică, cu reglaj în buclă deschisă, fiind construit în acest scop dispozitivul prezentat în Fig. 6.36.

Dispozitivul electronic este, în fapt un contactor static, avînd schema electrică de principiu conform schiței din Fig. 5.5, comanda schemei realizîndu-se de la un circuit basculant astabil (CBA), a cărui schemă electronică este prezentată în figura 5.9.

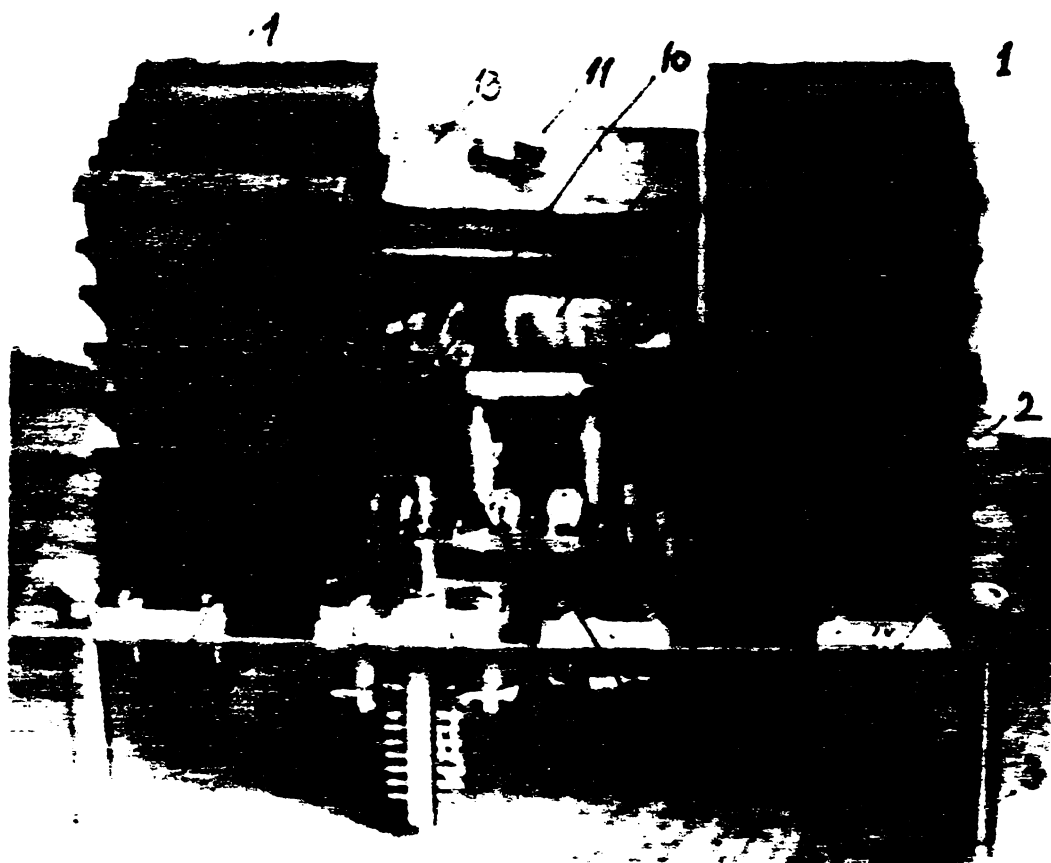


Fig. 6.36.

Dispozitiv electronic pentru alimentarea și comanda unui DFP unidirecțional:

- 1-radiator tip A65 pentru tiristoare;
- 2-placă suport;
- 3-picioare susținere;
- 4-borne alimentare;
- 5-dispozitiv electronic de comandă a tiristoarelor;
- 6-rezistență semi-reglabilă pentru reglarea frecvenței de lucru a instalației;

7-borne alimentare dispozitiv electromagnetic; 8-comutator regim de lucru; 9-bornele circuitului de forță; 10-tranzistori cuplați în montaj Darlington cu transistorul de putere; 11-transistorul de putere; 12-rezistența în emiter; 13-radiatorul transistorului de putere.

6.3.2. Dispozitive electronice pentru alimentarea și comanda D P P bidirecționale.

Pentru alimentarea și comanda D P P bidirecționale au fost construite, conform schemelor electrice prezentate în fig.5.7 și 5.9 două dispozitive electronice capabile să furnizeze impulsuri de tensiune de amplitudine pînă la 220 V și frecvență pînă la 10 Hz.

În fig.6.37 este prezentată schema electrică a unui astfel de dispozitiv, în fig.6.38 modul de dispunere a componentelor electronice, iar în fig.6.39 este prezentată o vedere de ansamblu a acestui dispozitiv.

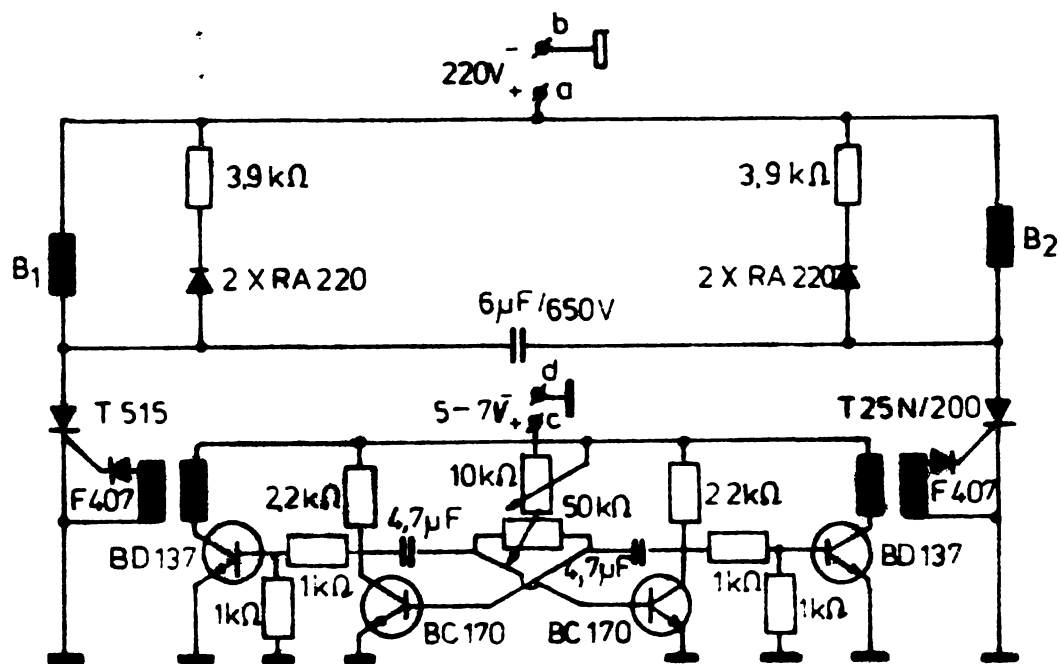


Fig.6.37. Schema electrică a dispozitivului de tip formator de impulsuri.

În figura 6.40 este prezentată forma impulsurilor de tensiune obținute, fotografiate de pe ecranul osciloscopului.

Pentru buna funcționare a D P P bidirecționale este necesar ca simultan cu alimentarea electromagneților de acționare a D P P să fie alimentați și electromagneții auxiliari ai dispozitivului tip "torpedo" care asigură însumarea oscilațiilor și deblocarea unui sens al acționării.

În acest scop a fost construit dispozitivul electronic II, a cărui schemă electrică este prezentată în fig.6.41.

Blocul de comandă CBA a tiristoarelor, alimentat de la bornele c și d, precum și circuitele de alimentare a bobinelor electromagneților de acționare, racordate la bornele a și b sînt similare celor...

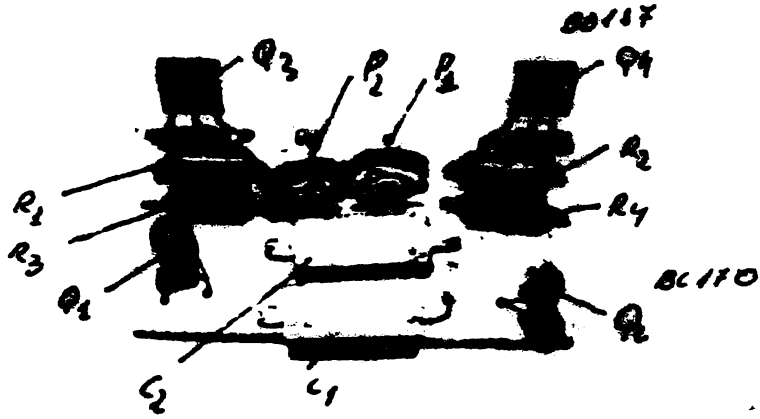


Fig.6.38 .Dispunerea componentelor electronice.

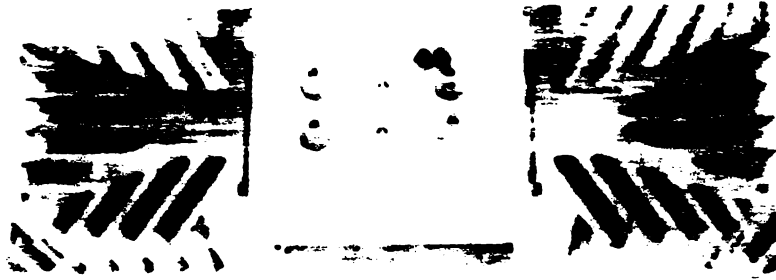


Fig.6.39 . Dispozitiv electronic I pentru alimentarea și comanda DPM bidirecționale.

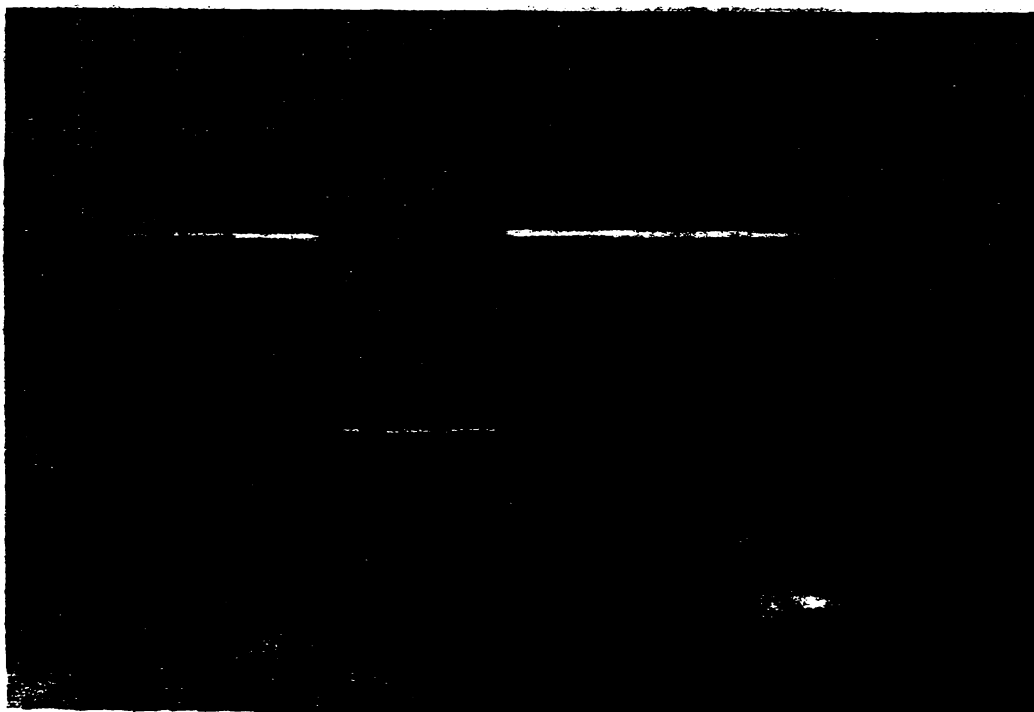


Fig. 6.40
Forma impulsurilor de tensiune utilizate la alimentarea DPM bidirecționale.

zentate în figura 6.37.

Funcționarea dispozitivului e comandă prin intermediul unei chei de comandă, care poate realiza comenzile "oprit", "acționare stânga" și "acționare dreapta".

Explicația funcționării schemei dispozitivului electronic II este prezentată în Anexa 4.

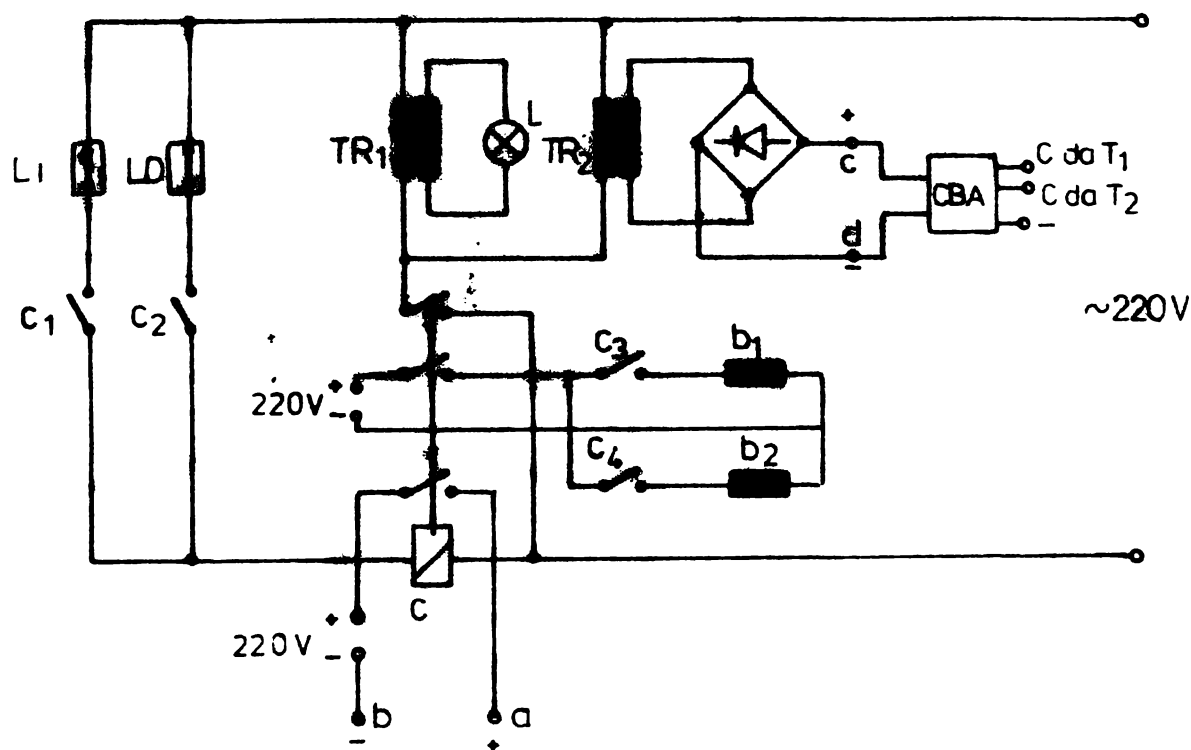


Fig.6.41 . Schema electrică a dispozitivului electronic II.

b_1, b_2 - bobinele electromagnetice auxiliare ai dispozitivului tip "torpedo": TR1-transformator de semnalizare, CBA (220 V/24 V); L - lampă de semnalizare; CBA - circuit basculant astabil; TR2 - transformator pentru alimentarea CBA (220 V/12 V); C - contactor de curent alternativ; LI, LD - limitatoare de cursă; C1, C2, C3, C4 - contactele cheii de comandă.

Elementele schemelor de comandă și de alimentare au fost poziționate într-o cutie de comandă, a cărei vedere de ansamblu este prezentată în figura 6.42 .

La lateral dreapta, cutia de comandă este prevăzută cu două prize P_1 și P_2 (fig.6.43), a căror utilitate este de asemenea prezentată în Anexa 6.4.

Se precizează că tiristoarele și diodele utilizate în schema de comandă au fost prevăzute cu radiatoare corespunzător calculate, pentru a împiedica distrugerea lor prin efecte termice. Cutia de comandă a fost realizată din material izolator (plexiglas), pentru a proteja personalul care execută manevrele împotriva electrocutării.

Posiția elementelor schemei de comandă și alimentare în interiorul

~~cutiei de comandă este prezentată în figura 6.41.~~

Dispozitivul electronic funcționând corect, forus impulsion-
lor tensiunii de alimentare a bobinelor electromagnetice D P P fiind
cea prezentată în figura 6.40.

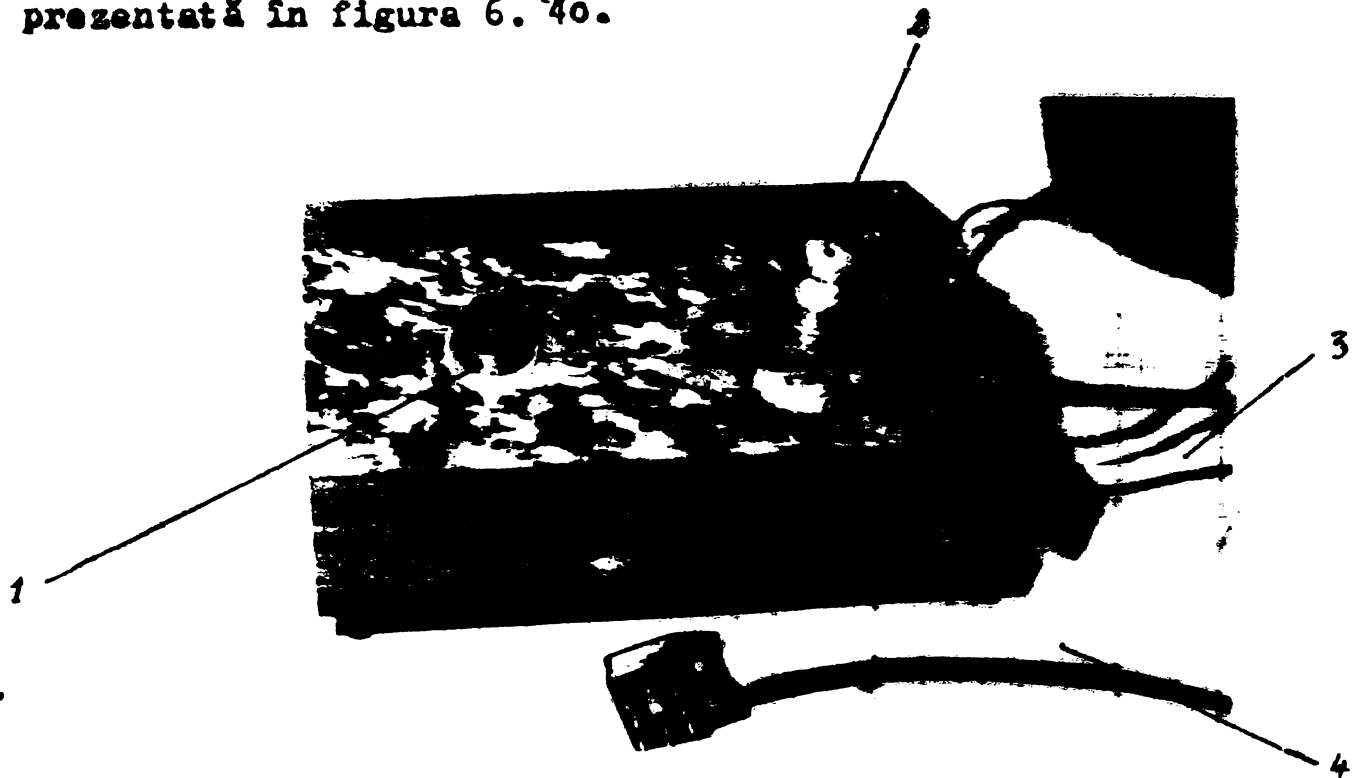


Fig.6. 42. Vedere de ansamblu a cutiei de comandă.

1 - lampă de semnalizare a acționării; 2 -
cheie de comandă; 3 - cablul cu priza P_1 ; 4 -
cablul cu priza P_2 .

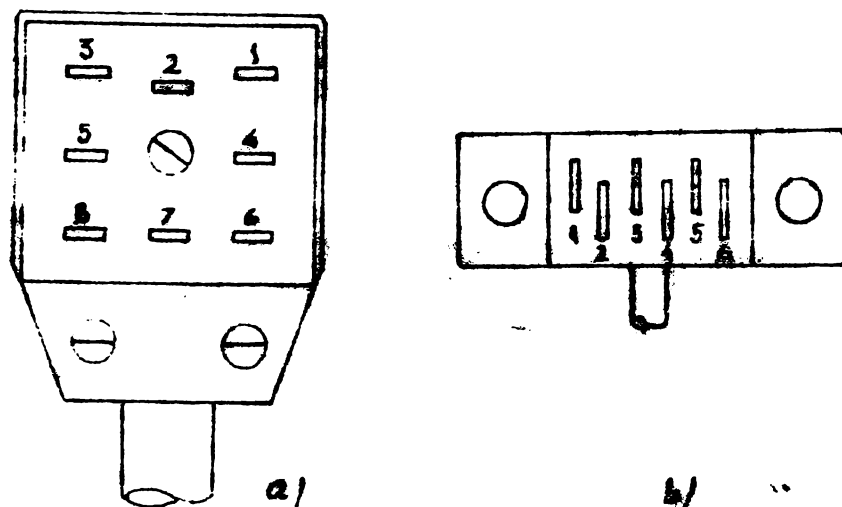


Fig.6. 43. . Dispunerea contactelor pe prizele

P_1 și P_2 :

a) Priza P_1 ; b) Priza P_2 .

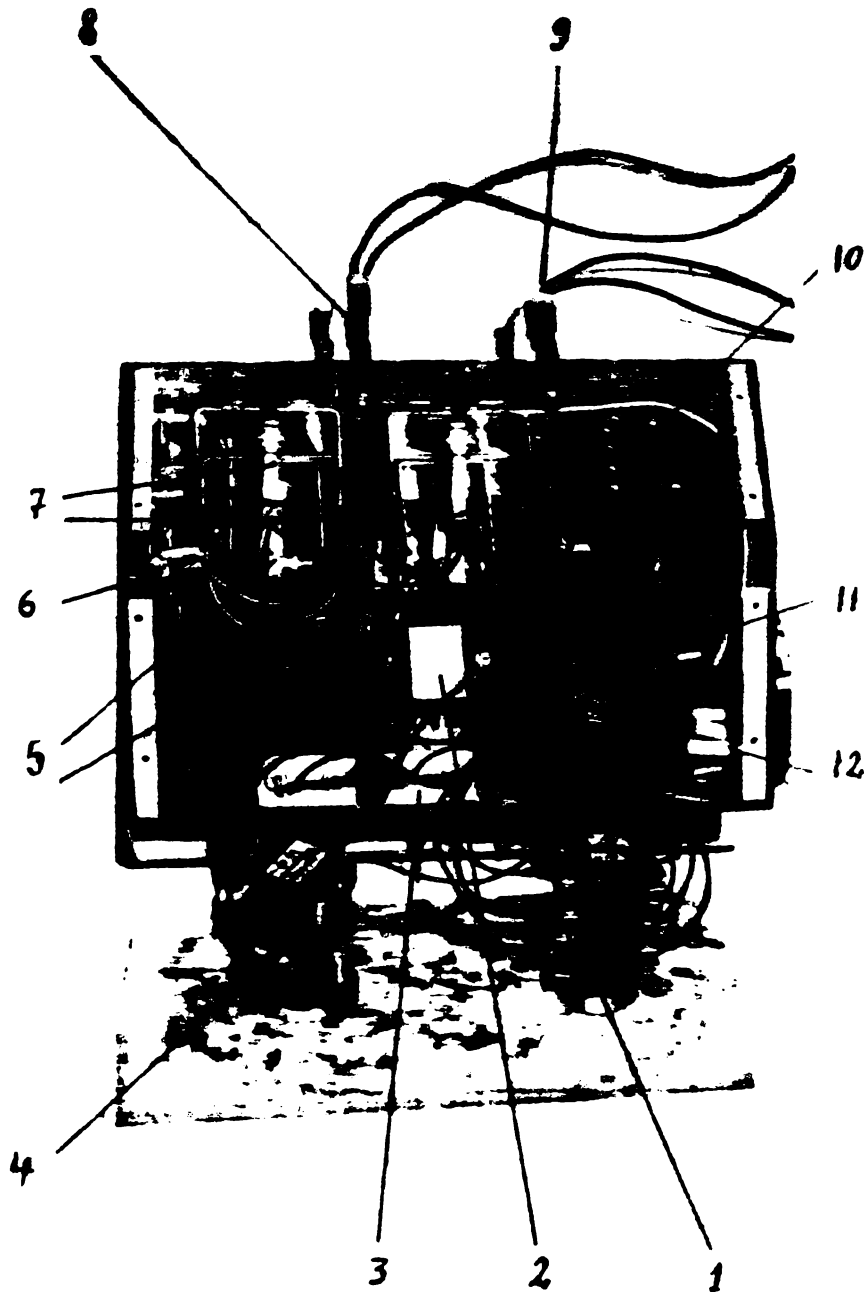


Fig.6. 44. Vedere de ansamblu a interiorului
cutiei de comandă:

1 - cheie de comandă; 2 - transformatorul TR2
pentru alimentarea CBA; 3 - condensatoare de
stingere; 4 - transformatorul TR1 pentru semna-
lizare; 5 - tiristoare montate pe radiatoare;
6 - circuitul basculant astabil (CBA); 7 - dio-
de montate pe radiatoare; 8,9 - borne de alimen-
tare; 10 - contactorul C de curent alternativ ;
11,12 - contactele prizelor P_1 și respectiv P_2 .

6.4. ACȚIONAREA CU D P P BIDIRECȚIONAL A SEPARATORULUI ELECTRIC DE 110 kV

6.4.1. Soluțiile actuale de acționare a separatorilor electrice de înaltă tensiune

În cadrul instalațiilor de înaltă și foarte înaltă tensiune un rol important au separatoarele electrice, care sînt destinate pentru a închide sau deschide circuite electrice de interior și exterior, fără sarcină, la tensiunea nominală și la frecvența nominală și pentru a suporta timp nelimitat curenții de sarcină, sau un anumit timp și curenții de scurtcircuit.

Acționarea operativă a separatoarelor electrice construite la noi în țară, se realizează cu următoarele tipuri de dispozitive de acționare: manual, folosind un dispozitiv de tip A.M.E. pentru acționarea cuțitelor principale și un dispozitiv de același tip pentru acționarea cuțitelor de legare la pământ; pneumatic, folosind un mecanism de tip A.P. pentru cuțitele principale și altul același tip pentru cele de legare la pământ; electric, folosind dispozitive cu motor electric de tip A.S.E./33//84//93/.

6.4.2 Acționarea separatoarelor electrice de IT cu motoare electrice liniare.

Separatoarele electrice de medie și înaltă tensiune pot fi acționate prin utilizarea motoarelor electrice liniare. Soluția de principiu a unei asemenea acționări este prezentată în fig.

S-a realizat acționarea unui separator electric de 110 kV cu un motor electric liniar tubular de inducție proiectat și executat în cadrul catedrei de Utilizările energiei electrice și mașini electrice al Institutului politehnic "Traian Vuia". În fig. 6.45 și 6.46 sînt prezentate motorul electric liniar și modul de acționare a separatorului. La o tensiune de alimentare de 110 V c.a. și un curent absorbit de 40 A s-au obținut acționări ferme (închis-deschis) ale separatorului într-un timp de 4-6'.

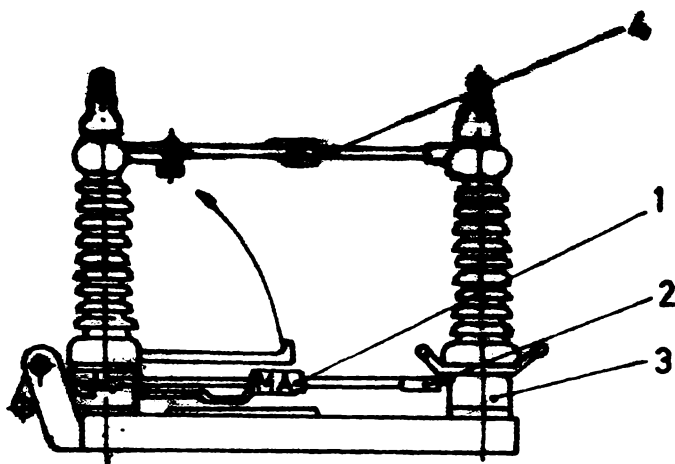


Fig. 6.45. Acționarea unui separator electric utilizând un motor electric liniar.

1. Motor electric liniar; 2. Pîrghie; 3. Coloană izolantă rotativă; 4. Contactele electrice.

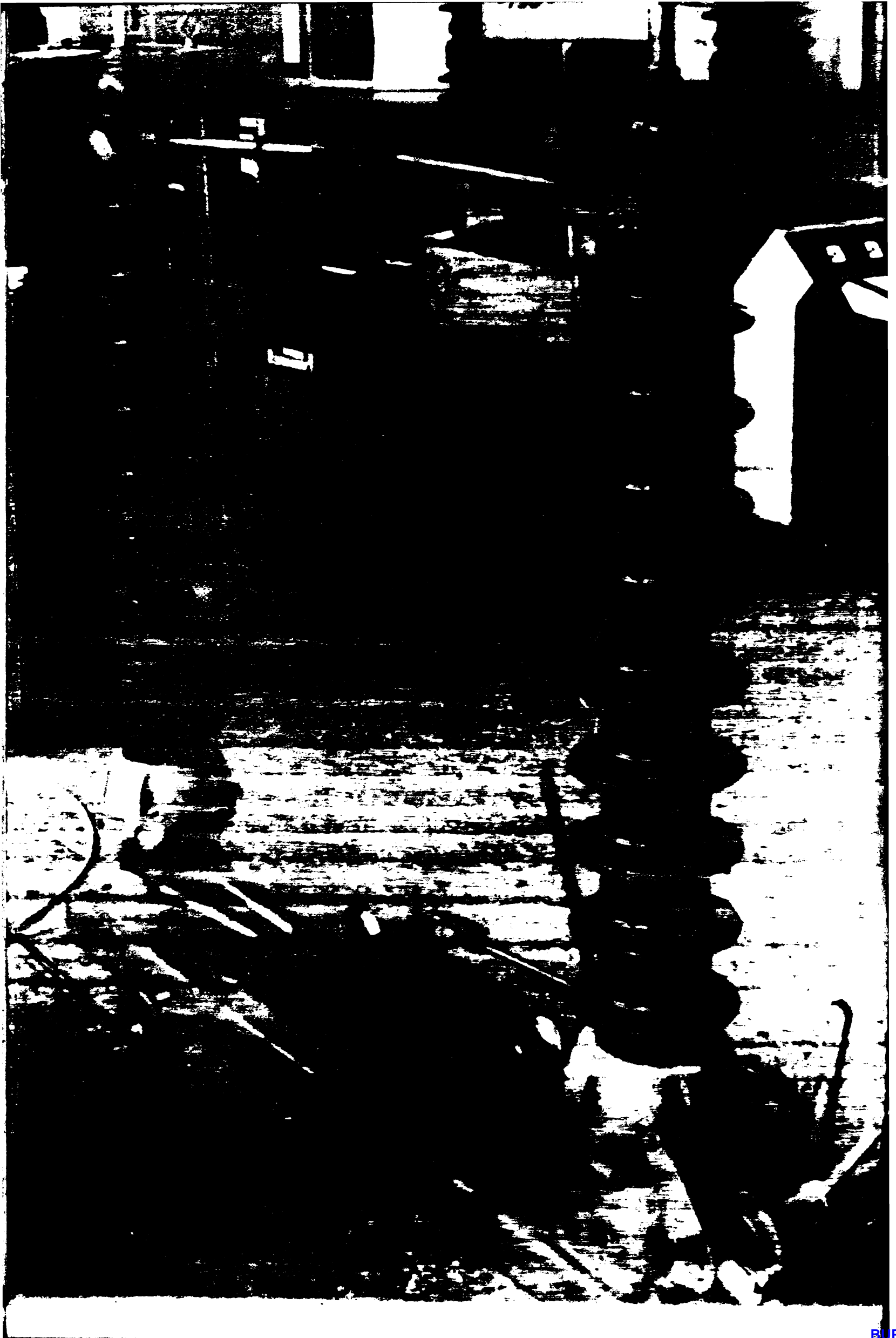
Acționarea separatoarelor electrice cu motoare electrice liniare prezintă avantaje în ceea ce privește simplitatea alimentării cu energie și întreținerea.

Acest tip de acționare, în stadiul actual de dezvoltare a motoarelor electrice liniare în țara noastră, prezintă următoarele dezavantaje:

a/ Gabarit, greutate și preț de cost comparabile cu cele ale soluțiilor clasice de acționare, sau chiar mai mari la aceleași performanțe funcționale. Spre exemplu, un mecanism de acționare cu aer comprimat (A.P.) dezvoltată la piston o forță de acționare de circa 2000 N. Un motor de inducție liniar tubular proiectat pentru a realiza o asemenea forță de tracțiune la pornire are dimensiunile: diametrul = 150 mm; lungimea = 1100 mm, superioare dimensiunilor de gabarit ale mecanismului pneumatic. Asemenea dimensiuni mari de gabarit impun poziționarea motorului liniar sub șasiul separatorului electric, pentru păstrarea distanțelor de izolație, fapt care complică acționarea cu motor electric liniar.

b/ Randament energetic scăzut al motoarelor electrice liniare, avînd în vedere și viteza mică de acționare necesară (aproximativ 0,05 m/s).

c/ La acționarea separatoarelor electrice cu motoare electrice liniare de inducție nu este posibilă realizarea acționării în situația căderii tensiunii alternative de alimentare și trecerea alimentării sistemelor de comandă, semnalizare etc.



din stațiile electrice pe curent continuu, furnizat de bateriile de acumulare.

Tute aceste dezavantaje fac ca la era actuală motoarele electrice liniare să nu constituie o soluție tehnico-economică avantajoasă în acționarea separatoarelor electrice.

6.4.3. Acționarea separatoarelor electrice cu DPP bidirecționale

Deși în general, dispozitivele actuale de acționare a separatoarelor electrice corespund funcțional, ele prezintă totuși o serie de dezavantaje legate de întreținerea, exploatarea și siguranța lor în funcționare. Astfel, dispozitivele cu aer comprimat sînt relativ complicate constructiv și necesită o întreținere pretențioasă, în deosebi în condiții climatice grele (frig, umiditate etc.). Semnalizările pozițiilor "închis" și "deschis" la acționările prin dispozitivele cu aer comprimat nu sînt sigure, necesitînd de regulă acționări la fața locului și nu de la distanță. La dispozitivele de acționare cu servomotor, transmiterea mișcării de acționare necesită un mecanism de reducere a vitezei, ceea ce complică instalația și îi micșorează randamentul. În general, mecanismele de acționare sînt mai dificil de întreținut și exploatat decît separatoarele electrice pe care le acționează.

În aceste condiții, este justificată încercarea de găsire a unor noi soluții de acționare care să corespundă din punct de vedere funcțional, fără a prezenta dezavantajul actualelor soluții.

Dispozitivele electrice cu mișcare liniară "pas cu pas" bidirecționale îndeplinesc în bune condiții principalele cerințe ale acționării separatoarelor electrice:

- forță mare de acționare;
- viteză mică de acționare;
- funcționare atît în curent continuu cît și în curent alternativ;
- realizarea blocajului la capăt de cursă;
- semnalizarea acționării.

Dispozitivele electromagnetice acoperă cu ușurință virfurile de sarcină necesare deblocării acționării separatorului la începutul cursei și blocării acestuia la sfîrșitul cursei. Fiind în construcție deschisă, permit adaptarea unor sisteme simple de semnalizare a acționării. Acționarea actualelor tipuri de

separatoare electrice cu dispozitive electromagnetice cu siguranță liniară "pas cu pas" bidirecționale poate fi realizată prin simpla înlocuire a dispozitivelor clasice de acționare, fără modificări constructive de esență.

Acționarea cu DPP bidirecțional al separatorului electric de 110 kV de exterior, tip "STE" s-a realizat printr-un sistem de pârghii potrivit dimensionat. O vedere de ansamblu a acționării este prezentată în fig. 6.47.

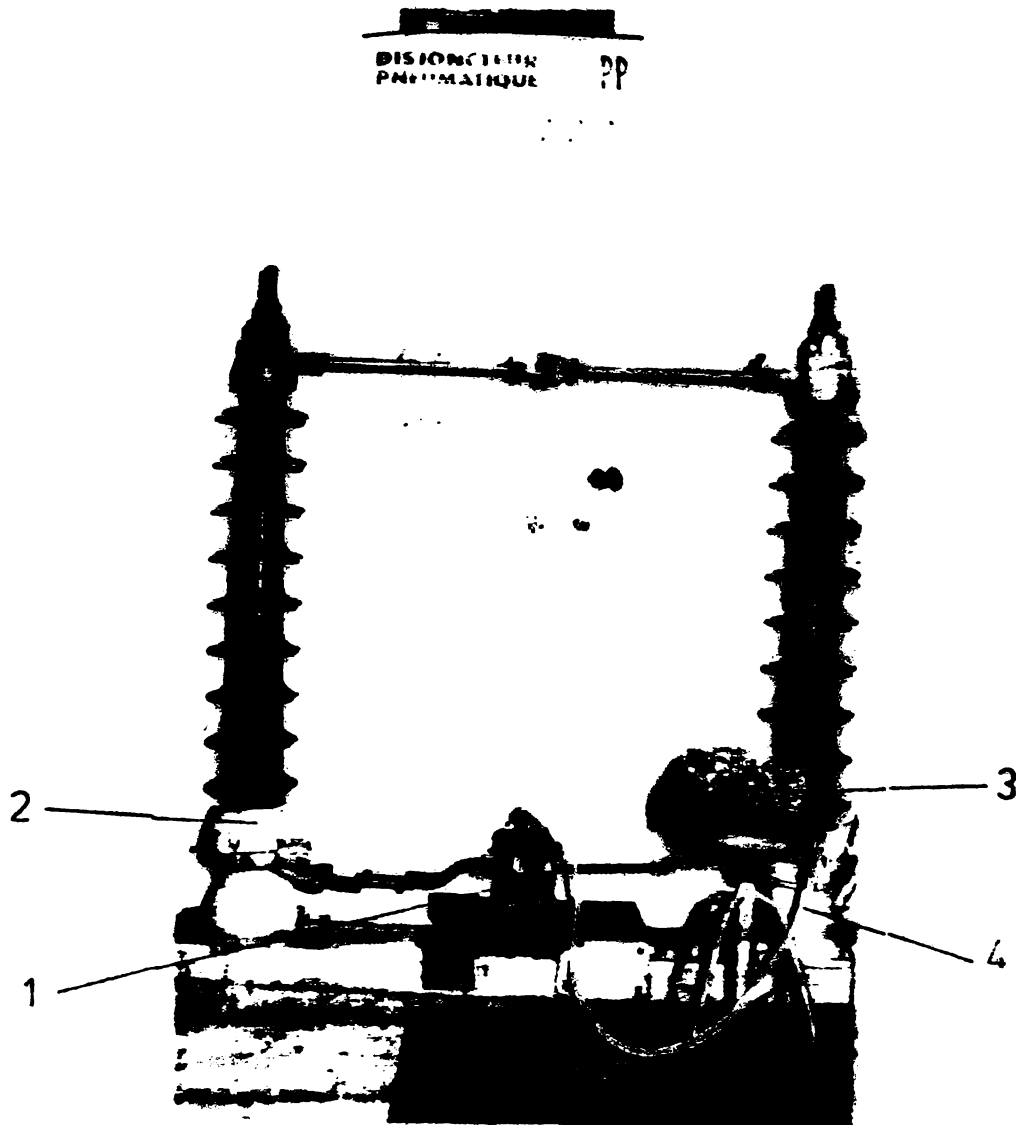


Fig. 6.47. Vedere de ansamblu a acționării unui separator electric de 110 kV cu DPP bidirecțional. 1-DPP bidirecțional; 2-separatorul electric; 3-cutia de comandă; 4-cordonul de alimentare a DPP.

În Fig. 6.48 este prezentat un detaliu al acestei acționări. Au fost realizate un număr de lee acționări închidere-deschidere a separatorului electric, obținându-se următoarele rezultate:

- timpul de închidere-deschidere: 4 - 6'
- puterea maximă absorbită în sarcină: 90 W

Au fost executate acționări pentru diferite frecvențe ale impulsurilor tensiunii de alimentare, frecvența maximă fiind de 5 Hz, limitată de inerția masei elementelor în mișcare.

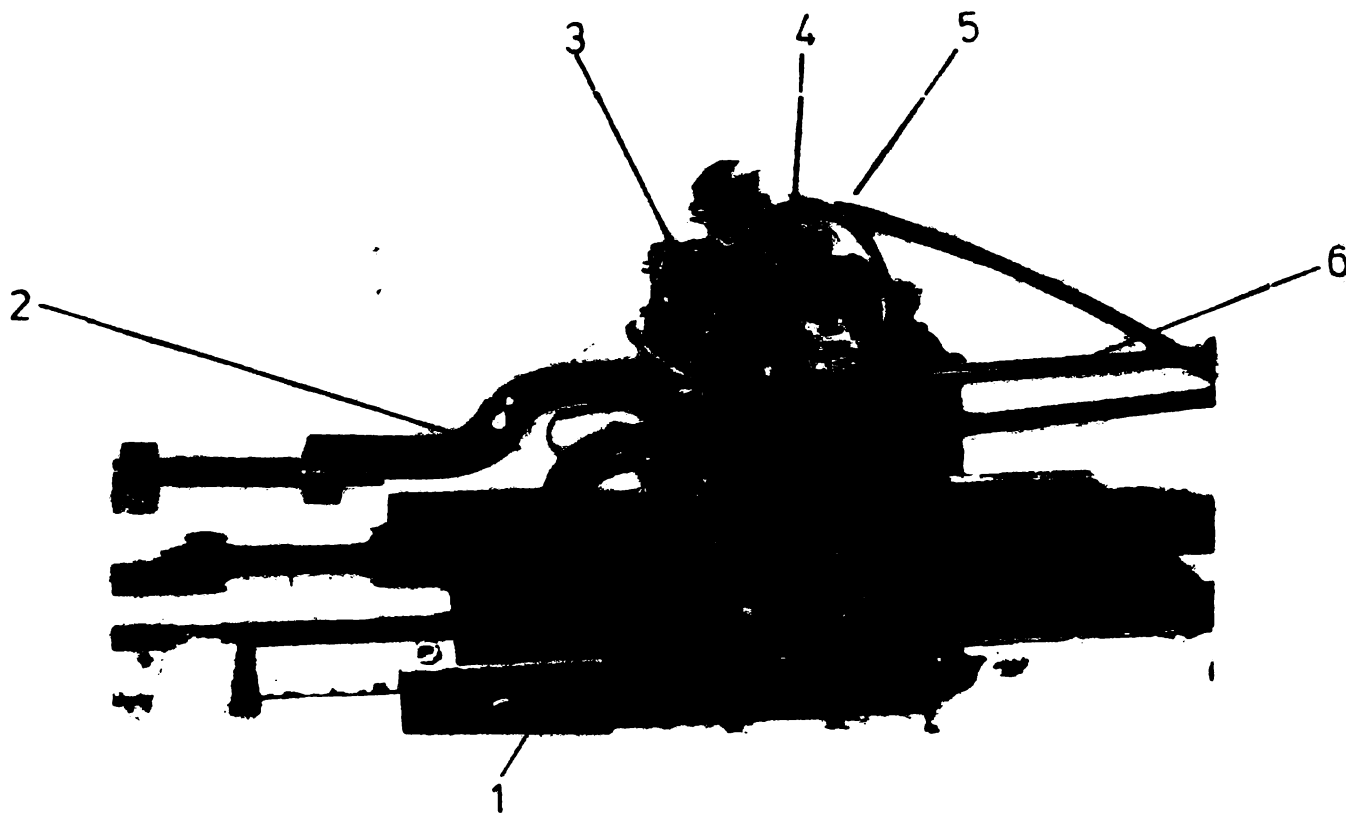


Fig.6.48 Detaliu al acționării separatorului electric de 110 kV. cu DPP bidirecțional.1-șasiu;2-sistem de pârghii; 3-armătură fixă;4-armătură mobilă; 5-fișe cu cablu de alimentare; 6-axul acționării

6.4.4. Studiu tehnico-economic privind utilizarea DPP în acționările electrice

Studiul performanțelor tehnico-economice ale dispozitivului electromagnetic cu mișcare liniară "pas cu pas" bidirecțional utilizabil la acționarea separatorilor electrice, comparativ cu performanțele tehnico-economice ale mecanismelor clasice de acționare, evidențiază avantaje incontestabile ale dispozitivului electromagnetic.

În tabelul 6.8 sînt prezentate cîteva date semnificative în acest sens:

Tabela 5.3

Nr. crt.	Tipul dispozitivului	Capul maxin (forța)	Tensiunea /V/	Pute-rea /W/	Tara-ția /vite-za/	Masa /kg/	Costul /mm ² /	Preț de cost /lei/
1.	A.M.E. -5	14,2 kgfm	-	-	-	29	146/669	810
2.	A.P.-5	35,2 kgfm	-	-	-	35	740/300	920
3.	A.S.E. 1-1	25 kgfm	220 cc	250	25000 rot/min	90	430/833	7600
4.	D.P.P.	100 kgf	30 cc	90	0,05 m/s	15	110/190	1250

Calculul economic privind construcția modelului de DPP bidi-recțional este prezentat în anexa 5 .

6.5. ALTE APLICATII ALE OSCILOSCOPELOR LINIARE

6.5.1. Ciocane cu acționare electromagnetice

6.5.1.1. Considerații tehnice și economice

Necesitatea înlocuirii ciocanului manual cu o mașină mecanică cu percuție s-a resimțit la începutul secolului al XX-lea. S-a pus problema realizării unui dispozitiv care să producă lovituri mai dese și mai puternice, mașină care pe lângă creșterea considerabilă a eficacității lucrului să scutească lucrătorul de o muncă fizică istovitoare.

Deoarece energia produsă de aerul comprimat era mai accesibilă și relativ mai sigură, primele mașini care au înlocuit ciocanele manuale au fost construite având la bază principiul mișcării de date-vino al unui percurtor-piston acționat de energia aerului comprimat, în interiorul unui cilindru /82/. Aceste ciocane pneumatice și-au găsit o largă întrebuințare ca dălți, ciocane de nituit, în industria metalurgică prelucrătoare, în construcții și în exploatarea miniere. O lungă perioadă de timp ciocanele pneumatice nu au fost concurate, fiind singurele mașini fiabile de percuție în aceste domenii. Dacă ciocanul pneumatic ca mașină este extrem de solid, simplu, ieftin și corespunde în producție din punct de vedere al simplității întreținerii, întreaga gospodărire pe care o implică este complicată, voluminoasă și scumpă. Datorită pierderilor foarte mari la canalizarea aerului comprimat, randamentul redus al ciocanului însuși, complexității întregii

instalații necesare pentru transformarea energiei, se obține un randament foarte scăzut și ca urmare energia pneumatică devine extrem de scumpă. Aceste neajunsuri ale instalației de aer comprimat se fac resimțite îndeosebi în exploatarea minieră /16/. Ținând cont de numărul foarte mare de ciocane care funcționează la o mină modernă mecanizată, este necesară o instalație de aer comprimat foarte întinsă, cu lungi conducte subterane, care nu numai că ocupă relativ mult loc în galeriile înguste ale minelor, ci sînt și surse de pierderi enorme de energie. Această nerentabilitate a gospodăriei de aer comprimat apare foarte pronunțată și prin aceea că introduce necesitatea a două feluri de energie (electrică și pneumatică) creînd o serie de neajunsuri în exploatare și reducînd randamentul general a gospodăriei energetice a unei mine.

Înlocuirea energiei pneumatice cu energie electrică permite să fie înlăturate instalațiile complicate și scumpe de compresoare, ieftinînd în același timp costul energiei și ușurînd folosirea ei. Totodată electrificarea minei are o serie de avantaje și de alt ordin: ea permite să se automatizeze producția, să fie introdus un sistem de dispeceri, să se furnizeze energie în orice punct al minei etc.

Aceste avantaje impun realizarea și utilizarea ciocanelor electrice, care să satisfacă următoarele condiții principale: să aibă forma comodă și o greutate mică (cca. 12 kg); să dezvolte la picon o lovitură destul de puternică și să aibă o frecvență a loviturilor care să-i permită obținerea unor performanțe cel puțin egale cu ale ciocanului pneumatic; să nu se încălzească peste 50°C la o funcționare oricît de lungă; piesele lui trebuie să fie solide, rezistente, iar numărul pieselor să fie minim; demontarea și asamblarea lui să se facă cu ușurință; ciocanul să fie rezistent și funcționarea lui sigură. În afară de acestea, ciocanul trebuie să îndeplinească în mod obligatoriu toate condițiile de protecția personalului și tehnica securității muncii.

6.5.1.2. Variante constructive de ciocane electromagnetice experimentale

Au fost executate 3 variante constructive de ciocane electromagnetice, prin adaptarea la acționarea electromagnetică a unor ciocane pneumatice de abataj tip CA14. Principiul acționării constă în utilizarea oscilațiilor a armăturii mobile a unui electromagnet la acționarea percutorului ce lovește unealta de lucru.

...
obținute fie electromagnetice, fie prin combinarea forței de atracție a electromagnetului cu forța de susținere a unui sistem mecanic cu resort.

Funcție de aceste posibilități au fost construite următoarele 3 tipuri de ciocane electromagnetice:

a) Ciocan electromagnetic cu o bobină și un resort, a cărui schiță de principiu este prezentată în fig.6.49, varianta experimentală realizată fiind prezentată în fig.6.50.

În fig.6.50 se disting părțile componente ale ciocanului electromagnetic: mânerul, în care este amplasată bobina electromagnetului, plonjerul, resortul, percutorul, carcasa și unalta de lucru. Se observă că au fost executate mai multe tipuri de plonjoare și percutoare, pentru a se experimenta forma optimă a acestora.

Bobina a fost confecționată din conductor de CuEm ϕ 0,35 mm, având numărul de spire $N = 3170$ spire, rezistența electrică $R_{bob} = 109 \Omega$ și curentul admisibil $i_a = 0,4$ A. Căscă plonjerului este de 4-10 cm, reglabilă prin poziționarea căscăi față de corpul ciocanului prin intermediul filatului cu care este conectată. Deoarece bobina a fost construită ca să încapă în carcasa originală a ciocanului pneumatic, aspectul exterior al ciocanului electromagnetic este identic cu cel al ciocanului pneumatic.

b) Ciocan electromagnetic cu două bobine de acționare, a cărui schiță de principiu este prezentată în fig.6.51, varianta experimentală realizată fiind prezentată în fig.6.52.

Conform figurii 652 rezultă că această variantă de ciocan electromagnetic, cu două bobine de acționare, se obține din varianta anterioară, cu o bobină și resort, prin eliminarea resortului și adăugarea la partea inferioară a ciocanului a unei a doua bobine, ale cărei construcție și amplasare sînt vizibile în fig.6.52.

Bobina inferioară este executată din conductor de CuEm ϕ 0,6 mm, avînd numărul de spire $N = 2660$ spire, rezistența electrică $R_{bob} = 42 \Omega$ și curentul admisibil $i_a = 1$ A. Au fost executate mai multe tipuri de plonjoare și percutoare pentru a se stabili forma și masa optimă a acestora. Aspectul exterior al acestui ciocan electromagnetic este foarte asemănător cu cel al ciocanului pneumatic.

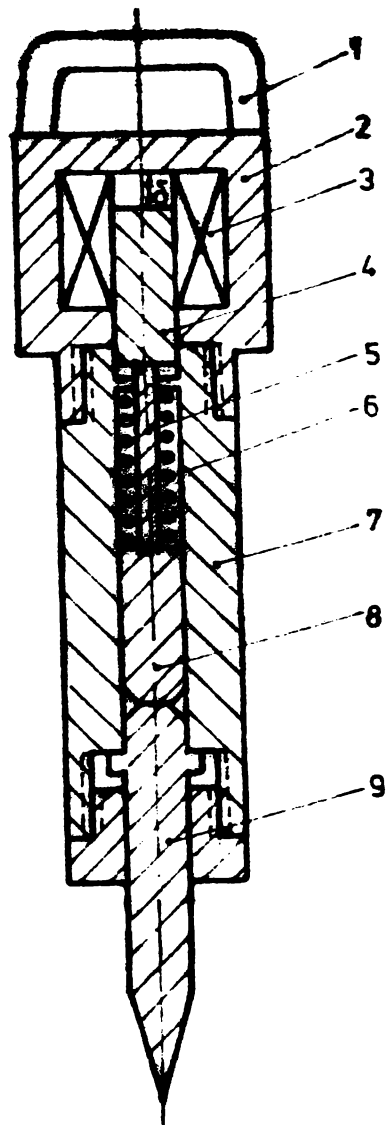


Fig. 6.49. Ciocan electromagnetic I, cu o bobină și resort.
1-mîner; 2-armătură fixă; 3-bobinaj; 4-armătură mobilă; 5-tijă; 6-resort antagonist; 7-corpul ciocanului; 8-percutor; 9-unealta de lucru; o - întrefier.

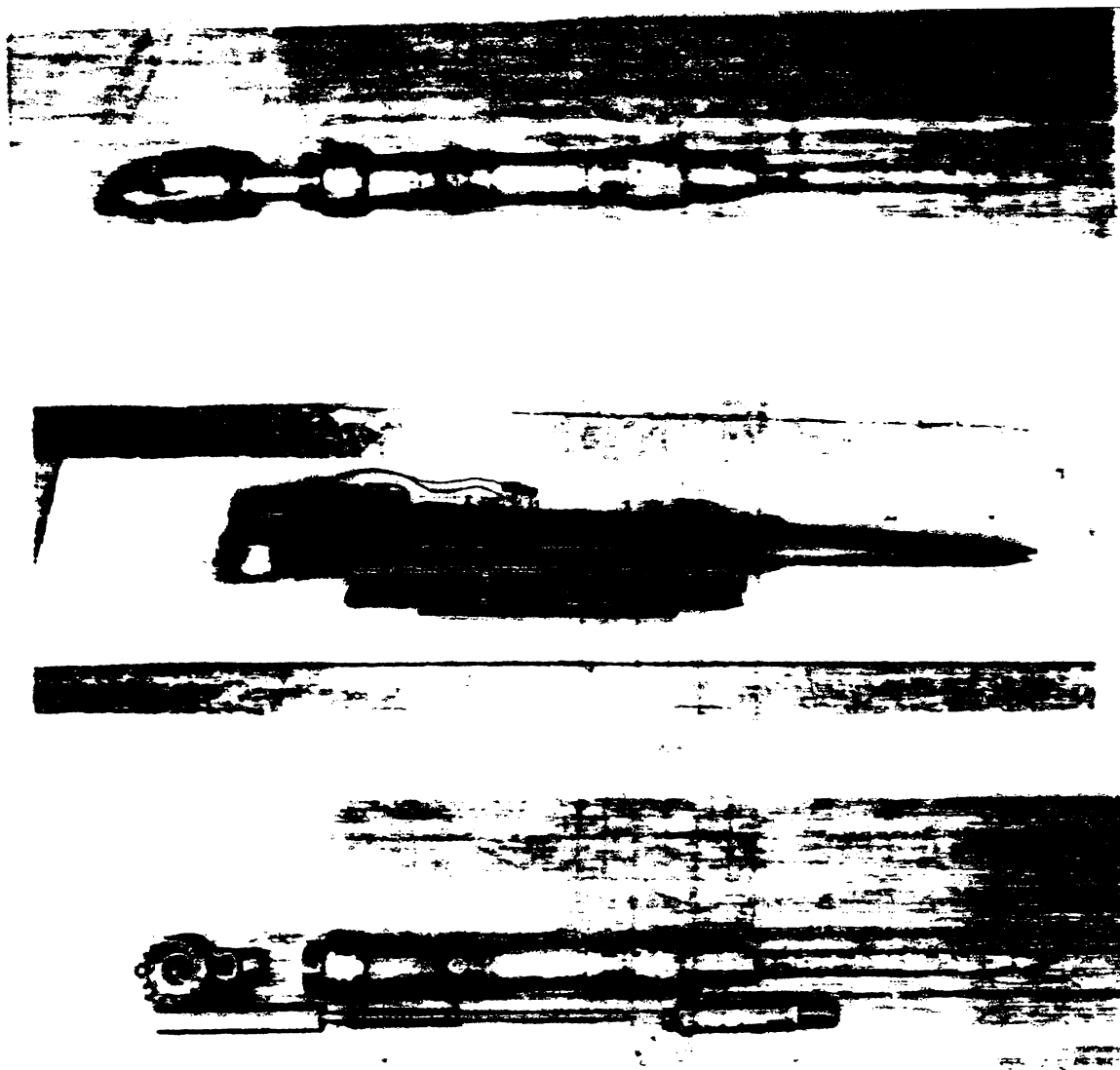


Fig.6.50. Ciocan electromagnetic I cu o bobină și resort

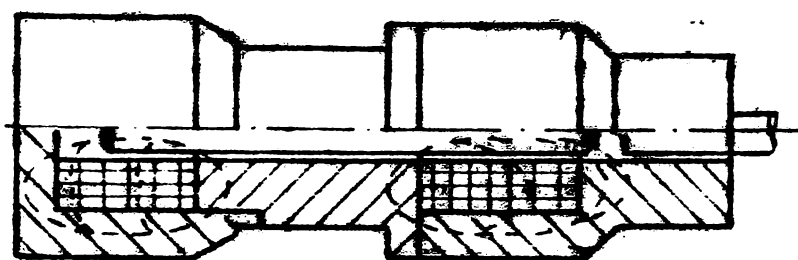


Fig.6.51. Ciocan electromagnetic II cu două bobine.

c) Ciocan electromagnetic cu două bobine de acționare și resort, care reprezintă o combinație a primelor două tipuri, variantele experimentale realizate fiind prezentate în fig. 6.53.

Se observă că au fost utilizate numeroase tipuri de resoarte, plonjoare și percutoare pentru a se verifica variantele constructive optime.

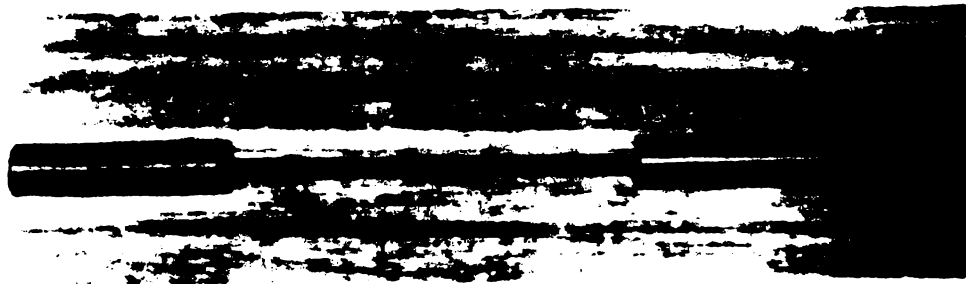
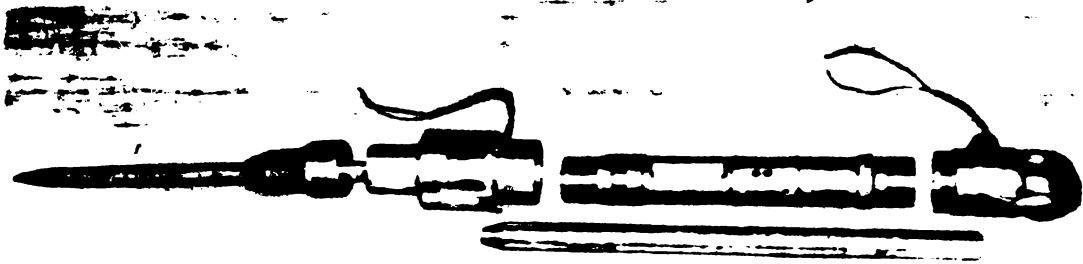
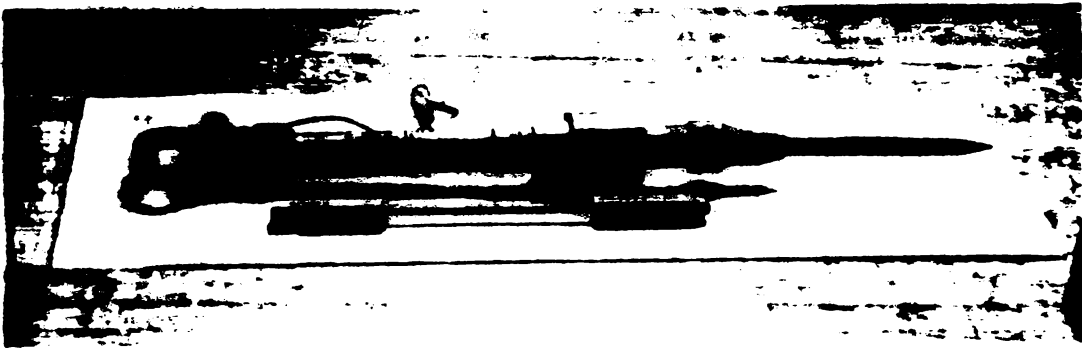
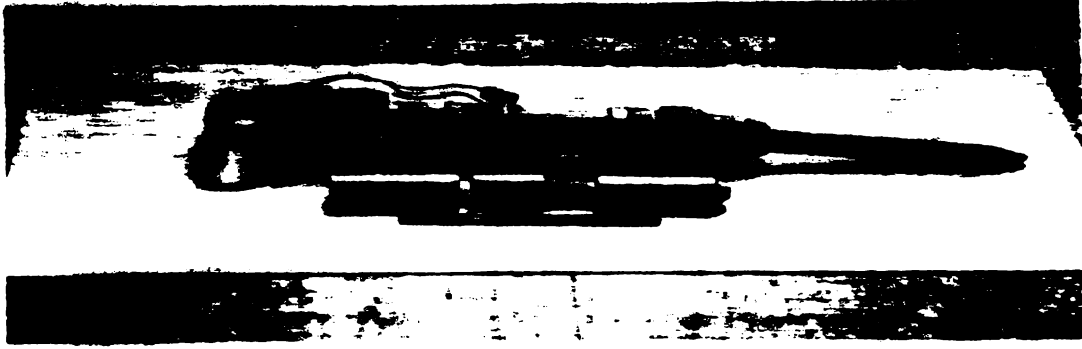


Fig.6.52. Ciocan electromagnetic II, cu două bobine.

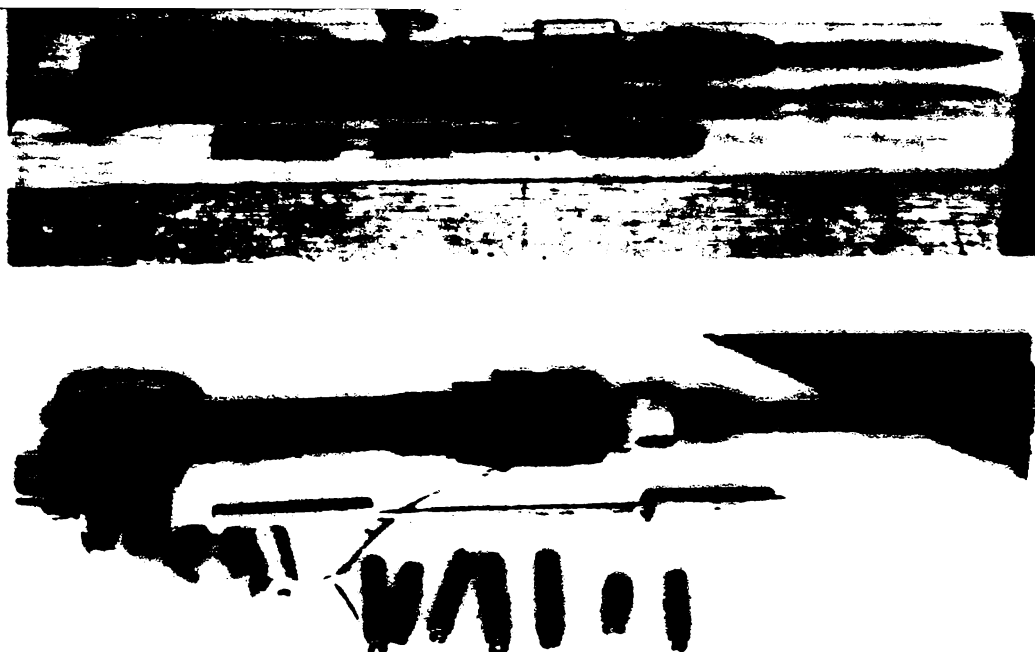


Fig 6.53. Ciocan electromagnetic III, cu două bobine și resort

6.5.1.3. Performanțele modelelor experimentale de ciocane electromagnetice

Pentru încercarea modelelor de ciocane electromagnetice executate, s-a realizat alimentarea acestora de la sursa de tensiune sub formă de impulsuri prezentată în fig. 6.40, ansamblul sursă ciocan electromagnetic fiind prezentat în fig. 6.54.

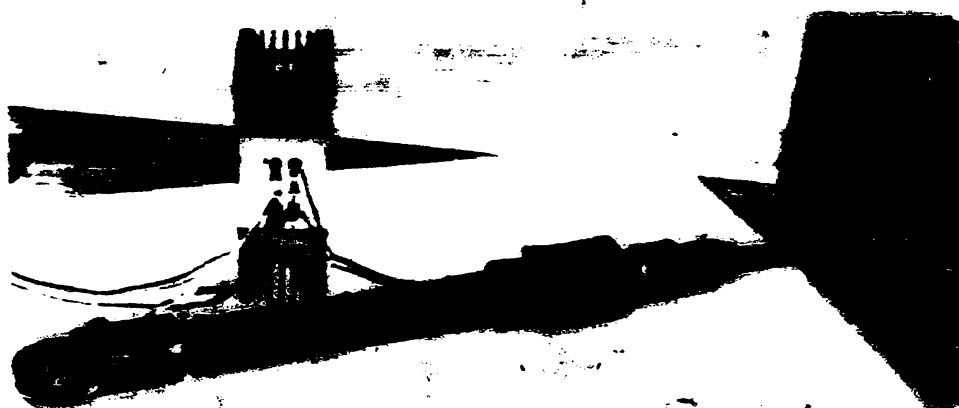


Fig. 6.54. Ansamblu sursă-ciocan electromagnetic.

S-au realizat încercări de spargere a unor materiale de construcție cu rezistențe mecanice diferite, obținându-se următoarele rezultate:

- cărămidă cu grosimea de 6,5 cm: spartă din 2-3 lovituri;
- placă din beton armat de 15 cm: spartă din 15-20 lovituri;
- placă din marmoră cu grosimea de 4 cm: spartă din 9-10 lovituri;
- placă de beton de 15 cm: spartă din 10-15 lovituri.

S-au realizat experimentări cu ciocanul electromagnetic realizate în cele 3 variante, constatându-se că varianta de ciocan cu două bobine (fără resort) lucrează cel mai bine. Varianta cu două bobine și resort nu a dat rezultate scontate, deoarece nu au putut fi sincronizate forța de atracție a bobinei active cu cea a resortului.

Frecvența maximă de lucru a fost de 50 Hz pentru un plonjor cu masa de 2,1 kg și de 2 Hz pentru plonjorul cu masa de 4,5 kg. La frecvențe mai mari, plonjearele nu mai urmăresc impulsurile date de sursa de alimentare, datorită inerției. La frecvența de lucru de 5 Hz folosind dispozitivul de alimentare cu tiristoare, spargerea materialelor de construcție se realizează rapid (20 lovituri ale percutorului durează 4 sec).

Prin intermediul unei scheme realizate conform schiței din fig.6.55 s-au efectuat măsurători privind forța statică dezvoltată de electromagnetul inferior asupra plonjorului cu cap tronconic al ciocanului electromagnetic.

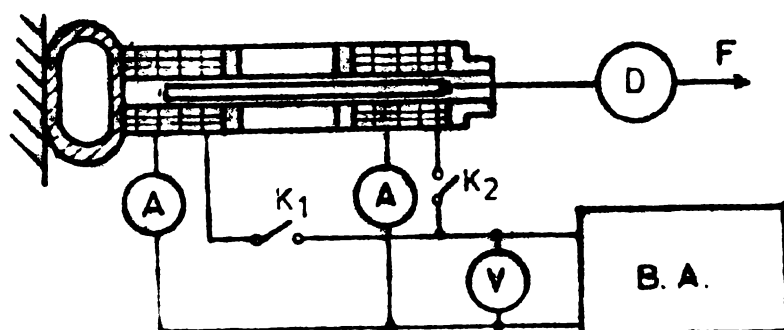


Fig.6.55. Montaj pentru determinarea forței electromagnetice excitată asupra plonjorului ciocanului electromagnetic.

D - Dinamometru; B.A.-Bloc de alimentare.

Rezultatele măsurătorilor sînt trecute în tabela 6.9.

Se constată din grafic că valoarea forței nu are variații pronunțate funcție de întrefier, datorită formei constructive a electromagnetului de acționare tip "plonjor" /52/, fapt care

U V	I A	mm	mm	mm	mm	P W	mm	mm	mm	mm
10	0,2	180	0	30	0	0	0	10	10	0
20	0,4	230	120	100	0	0	10	20	15	10
30	0,6	260	180	140	40	10	20	30	20	15
40	0,8	290	210	150	70	140	30	50	20	20
50	1,1	300	230	190	100	140	120	80	60	20
60	1,3	320	250	200	130	210	180	120	90	60
70	1,5	330	260	250	150	230	220	160	120	80
80	1,7	320	270	260	160	250	240	190	150	120
90	1,9	330	280	310	180	280	250	220	180	150
100	2,2	320	300	270	200	320	290	250	210	170
150	3,4	350	320	300	360	340	350	350	300	280
200	4	360	340	250	330	380	410	400	350	340

permite realizarea unei curse lungi a plonjorului și creșterea prin aceasta a energiei sale cinetice, pe care o cedează prin ciocnire uneltei de lucru. Se constată că, din motive constructive /52/ forța are un minim în jurul întrefierului de 15 mm. Pentru obținerea maximului forței de percuție s-a realizat un studiu al formei plonjorului, ajungându-se la concluzia că forma cea mai indicată este cea cu cap cilindric. Înlocuind plonjorul cu cap tronconic cu unul cu cap cilindric, forța a crescut cu oca. 30 %.

Cu ajutorul unei scheme executate conform schiței din fig. 6.56. s-au înregistrat variațiile în timp ale curentului din înfășurarea bobinei inferioare și accelerației plonjorului ciocanului electromagnetic în regimul dinamic de funcționare a acestuia, pentru diferite valori ale cursei plonjorului.

Inregistrările, copiate direct de pe ecranul osciloscopului cu memorie sînt prezentate în fig. 6.57.

Tensiunea de alimentare a fost sub formă de impulsuri cu amplitudinea de 220 V și frecvența de 10 Hz. Se constată că în

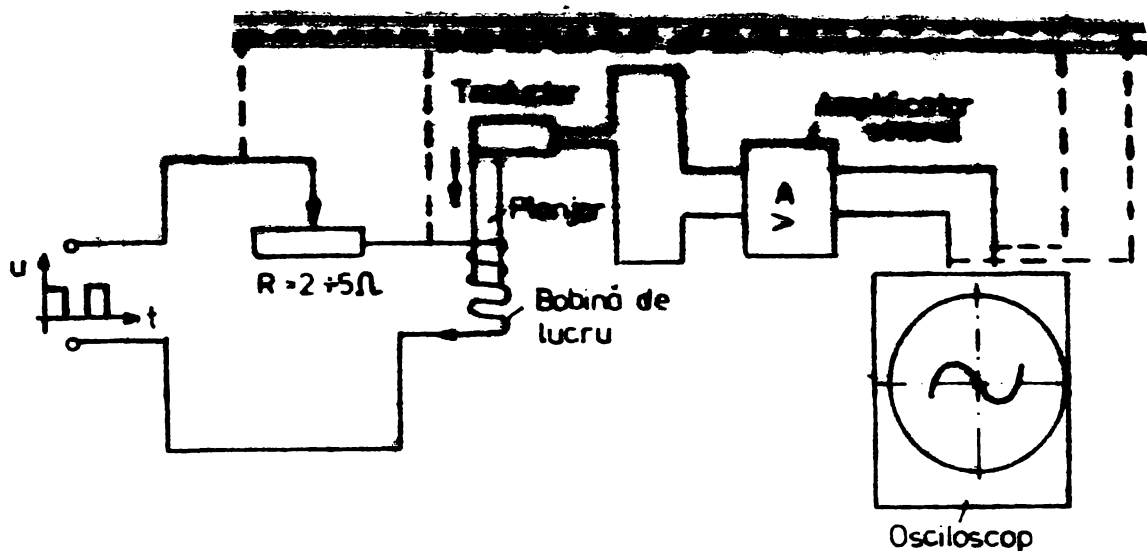


Fig. 6.56 Montaj pentru înregistrarea caracteristicii $i = f(t)$ și $a = f(t)$ ale ciocanului electromagnetic.

timpul deplasării plonjorului atât accelerația, cât și curentul sînt aproximativ constante. Variațiile de accelerație în lungul cursei se datoresc frecării intermitente a plonjorului de pereții canalului de înaintare; sînt vizibile pe diagramele înregistrate oscilațiile plonjorului după ciocnirea cu unealta de lucru. Deoarece accelerația plonjorului este direct proporțională cu forța electromagnetică ce acționează asupra sa, rezultă că pe parcursul cursei forța este aproximativ constantă, fapt verificat și prin măsurătorile statice prezentate în tabelul 6.9. Se verifică și prin măsurătorile dinamice faptul că forța are un minim pe parcursul efectuării cursei în jurul întrefierului de 15 mm.

Scăderea la zero a curentului prin înfășurare în timpul pauzei impulsului tensiunii de alimentare se realizează în cca. 50 ms.

6.5.1.4. Studiu tehnic-economic privind utilizarea ciocanelor electromagnetice

Se calculează, comparativ, energia consumată în timpul unui an de funcționare de un ciocan pneumatic și unul electromagnetic:

a) energia consumată anual de ciocanul pneumatic /16/:

- consum de aer pentru un ciocan de abataj, de tip CA 14:

$$Q = 0,46 \text{ mc/min} \cdot 60 \text{ min} = 27,60 \text{ mc/oră}$$

- timpul de funcționare $T = 1228 \text{ ore/an}$

- consumul specific mediu de energie electrică pentru seria de compresoare cu piston 1 V 15/7, 2 V 30/7, 3 V 45/7: 2 kW/mc de aer la 4 at;

- consum total energie electrică: 68667 kWh

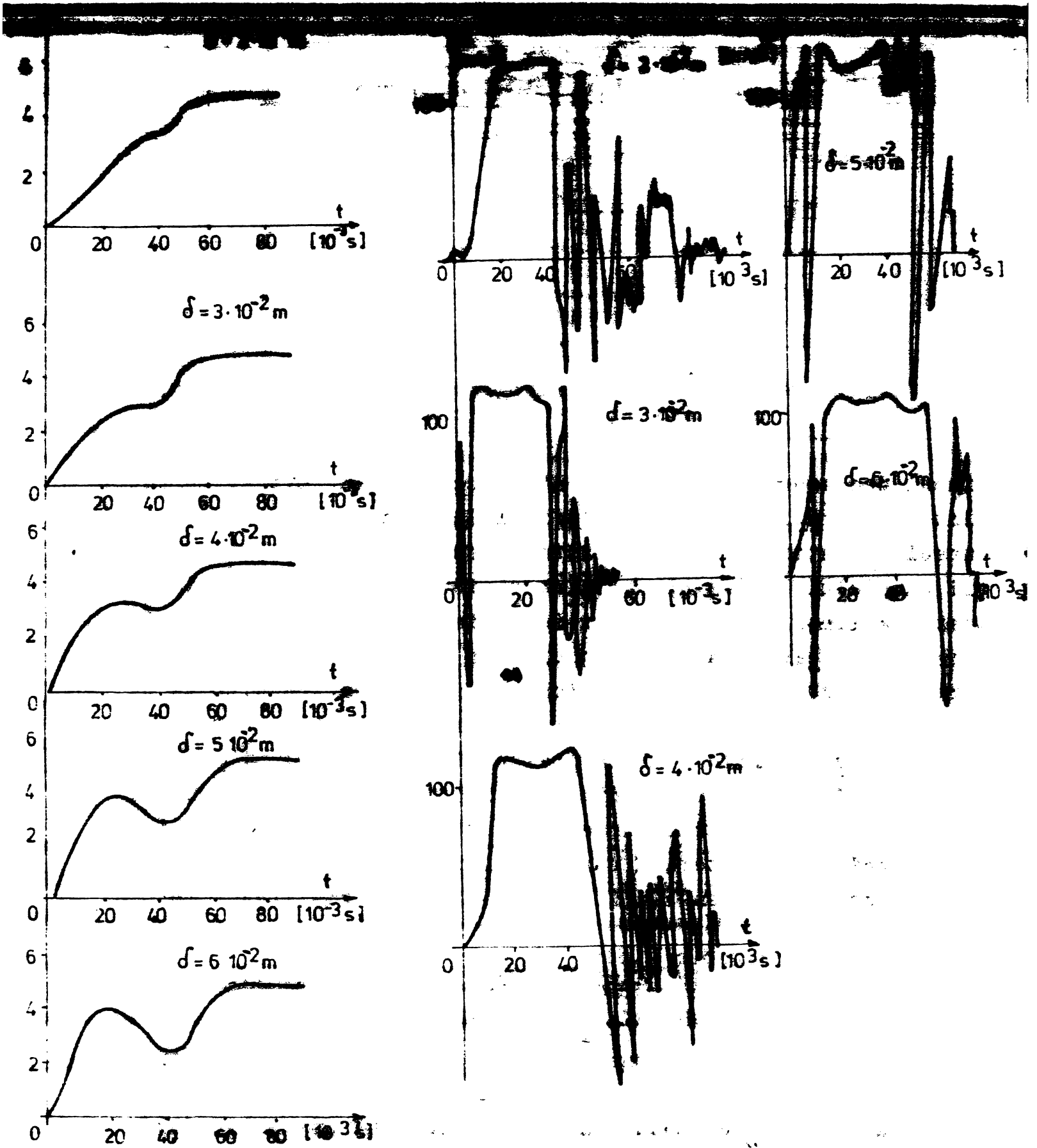


Fig.6.57. Oscillogramele $i = i(t)$ și $a = a(t)$ pentru funcționarea în regim dinamic a ciocanului electromagnetic.

~~b) energia consumată anual de ciocanul electromagnetic:~~

~~- consumul de energie pe oră: 1,26 kWh (ciocan cu 1 bătă)~~

- timpul de funcționare $T = 1228$ ore/an

- consum total de energie electrică: 1547,28 kWh/an

Rezultă așadar că un ciocan electromagnetic, realizat aproximativ la același preț de cost ca și cel pneumatic, cu performanțe comparabile consumă de cca 40 ori mai puțină energie de cât cel din urmă.

Așadar, prin înlocuirea ciocanului pneumatic cu cel electromagnetic se înlătură instalațiile complicate și scumpe de compresoare, reducându-se în același timp consumul de energie și ușurându-se folosirea ei.

Pentru folosirea ciocanelor electromagnetice pledează și avantajele de natură igienică și fiziologică. În acest sens, nivelul poluării aerului cu praf este mai mic prin utilizarea ciocanului electromagnetic, totodată se reduce și nivelul poluării sonore, ceea ce conduce la condiții mai bune de lucru.

Toate acestea recomandă utilizarea ciocanului electromagnetic în locul celui clasic, pneumatic.

6.5.2. Minicompresor acționat electromagnetic

Mișcarea oscilantă a armăturii mobile a unui electromagnet poate fi folosită pentru acționarea pistonului unui compresor.

Acționarea este simplă de realizat constructiv și este avantajoasă în situațiile în care este nevoie de debite mici de aer. Minicompresoarele acționate electromagnetic pot fi folosite în domeniul automobilismului casnic etc.

În fig.6.58 se prezintă schița unei variante de minicompresor, utilizabil spre exemplu la umflarea roților unui automobil, prin alimentarea directă de la sistemul electric al automobilului, prin intermediu unui dispozitiv electronic format de impulsuri.

S-a realizat un minicompresor prin echiparea cu un set de supape și a unei conducte de aer a dispozitivului electromagnetic cu mișcare liniară pas cu pas unidirecțional, prezentat în fig.6.59.

6.5.3. Utilizarea oscilatoarelor la acționarea intreruptoarelor electrice

Pentru acționarea intreruptoarelor de medie tensiune se folosesc mecanisme pneumatice sau cu resort, capabile să dezvolte viteze mari de acționare pe scara energiei acumulate într-un rezervor cu aer comprimat, respectiv într-un resort tensionat. Deoarece deplasarea armaturilor electromagnetului sub acțiunea forței de atracție

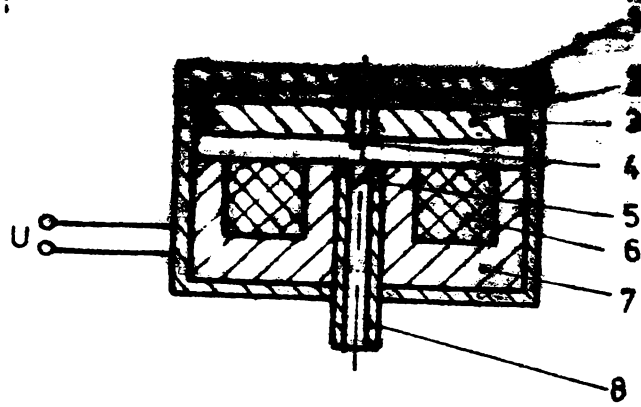


Fig.6.58. Minicompresor acționat electromagnetic
1-carcasa etanșă.2-armătura mobilă.3-inel de etangare.4-supapa de admisie.5-supapă de evacuare.6-bobinaj.7-armătura fixă.8-conductă de aer.

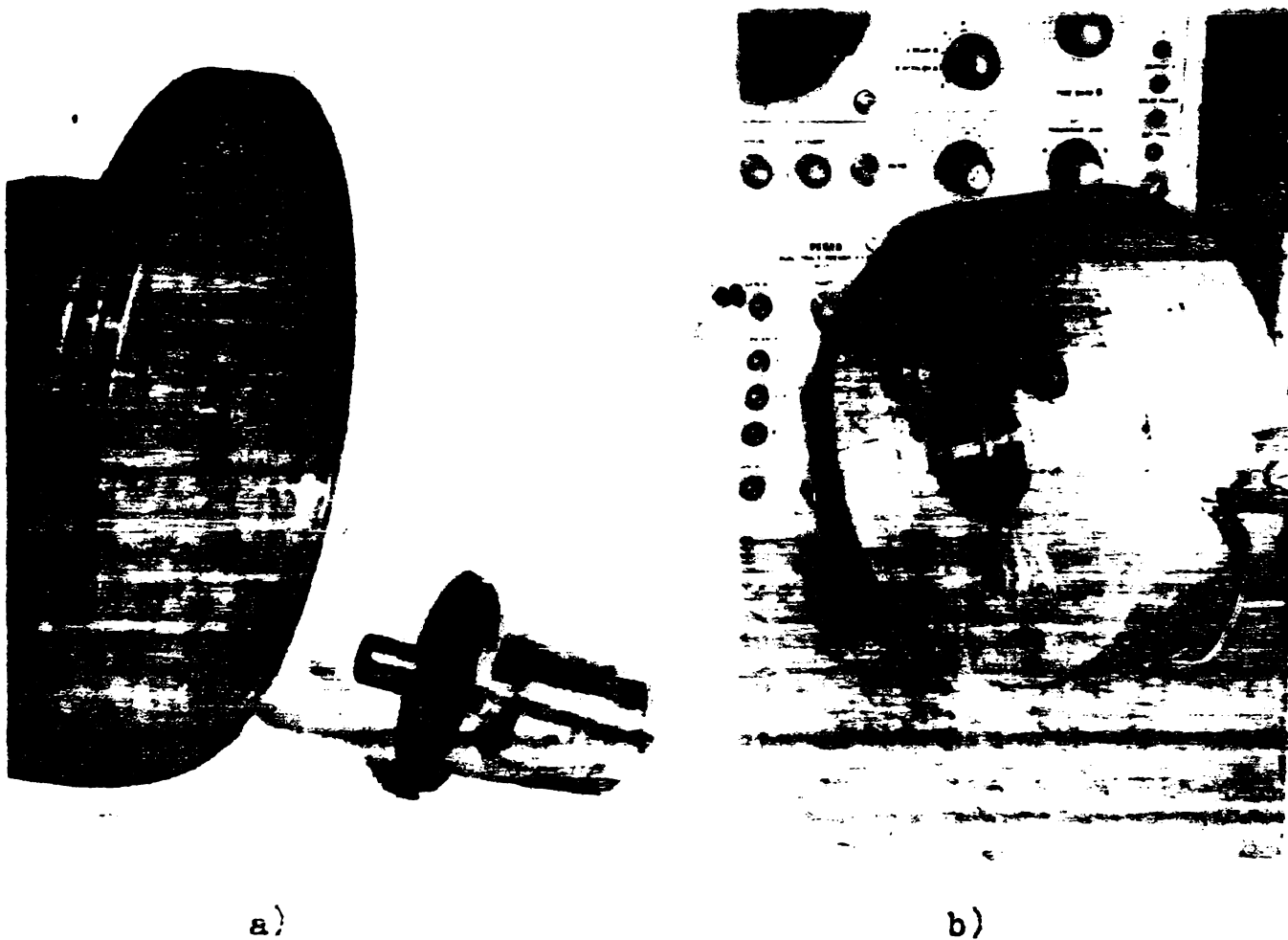


Fig.6.59. Model experimental de minicompresor

a) Sistemul de supape; b) Minicompresor.

se realizează pe distanțe scurte, cu viteze relativ mici, electromagneții nu pot fi folosiți la acționarea directă a întreruptoarelor electrice. Pot fi însă utilizați la armarea mecanismelor cu resort, folosite la acționarea întreruptoarelor de medie tensiune.

Schița lanțului cinematic de armare a resortului mecanismului de acționare tip MR a unui întreruptor de medie tensiune conform /53/, /54/, /100/ este prezentată în fig. 6.60. Mișcarea se transmite de la

~~servomotorul 6, prin intermediul curelei 7, roata de curea 8 și
reductorului cu roți dințate 5 în axul cu camă 4, care prin intermediul
dintel pârghiei 3 acționează roata dințată 1 ce armează resortul 2.~~

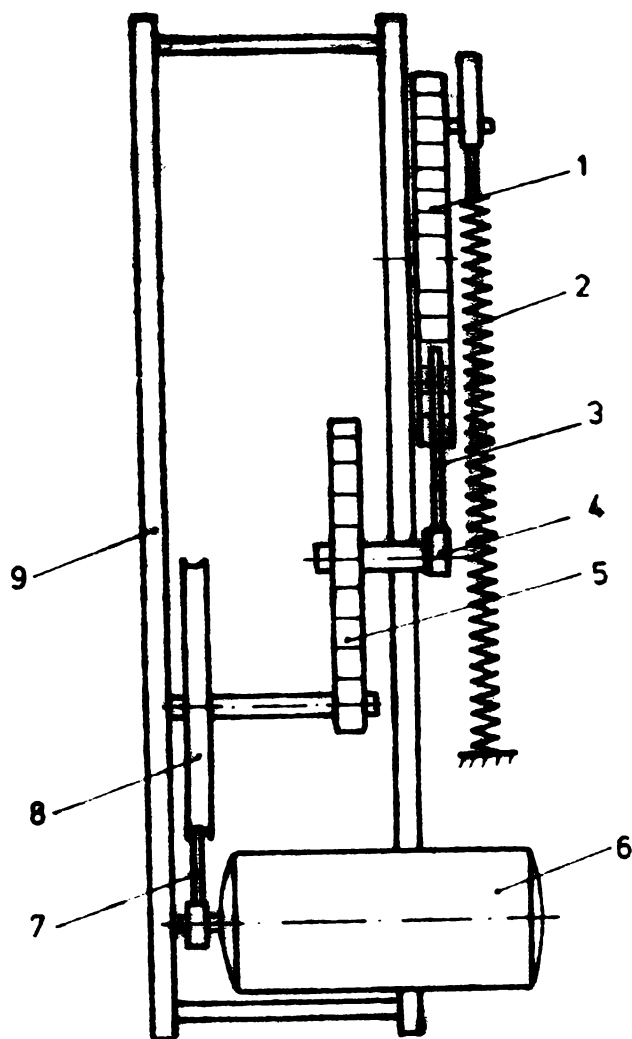


Fig. 6.60. Lanțul cinematic de armare a resortului unui mecanism de acționare tip MR.
1-roata dințată; 2-resort, 3-pârghie, 4-ax cu camă, 5-reductor de turatie, 6-servomotor, 7-curea de transmisie, 8-roată de curea, 9-cadru.

In fig. 6.61 se prezintă o variantă constructivă a unui mecanism de acționare cu resort tip MR în care armarea acestuia se realizează prin intermediul unui electromagnet a cărui armătură mobilă execută o mișcare oscilantă.

Mișcarea armăturii mobile a electromagnetului 2 se transmite prin sistemul de pârghii 1 roții dințate 3, care armează resortul 4.

Se constată că aceste soluții de armare prin intermediul oscilomotoarelor reduc lanțul cinematic de transmitere a mișcării și oferă posibilitatea unei reduceri substanțiale a gabariturii mecanismului de acționare cu resort.

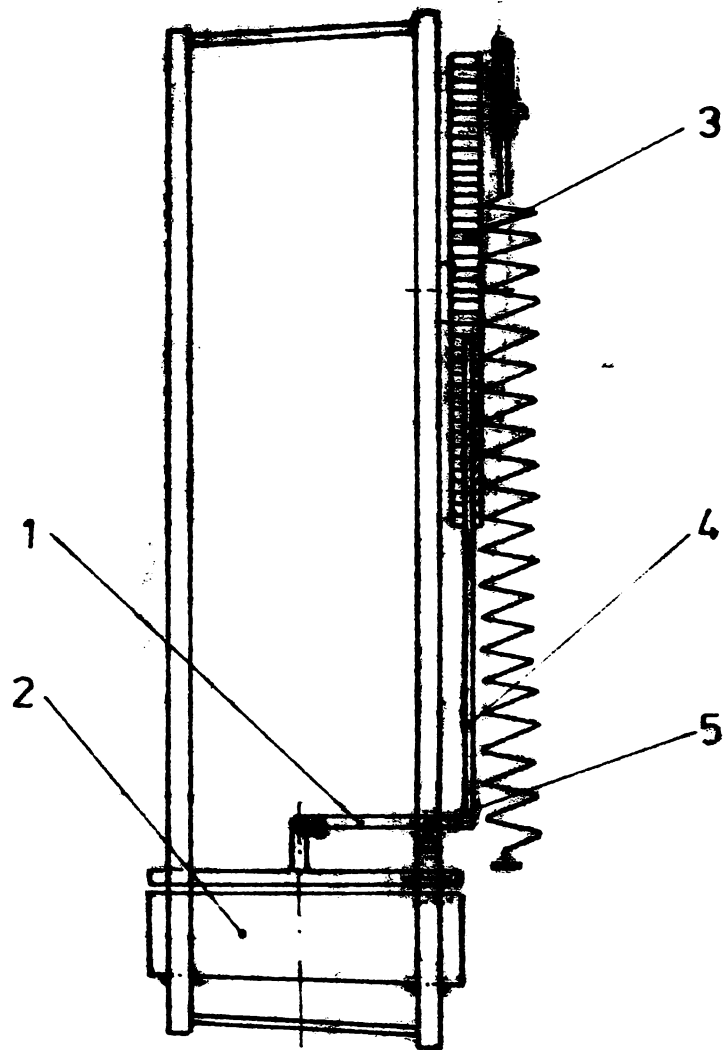


Fig.6.61. Schișa lanțului cinematic al mecanismului cu resort acționat cu electromagnet.
1-sistem de pârghii, 2-electromagnet, 3-roată dințată pentru armarea resortului, 4-resort, 5-articulație.

VII. CONCLUZII

Principalele concluzii rezultate în urma cercetărilor teoretice și experimentale realizate în lucrare sînt următoarele:

- Dispozitivele electromagnetice cu mișcare liniară "pas cu pas" (D P P), care-și bazează funcționarea pe însumarea într-un sens sau celălalt a mișcării de oscilație executată de armătura mobilă a unui electromagnet constituie o soluție tehnico-economică avantajosă în realizarea unor acționări industriale.

- Sumatoarele de oscilații sînt dispozitive mecanice care necesită o atenție îngrijită și tratamente termice adecvate, prin care se asigură funcționalitatea și fiabilitatea. Se recomandă sumatorul de oscilații tip "torpedo" ce realizează cuplarea fermă a axului acționării la oscilometru, pentru oricare din sensurile acționării.

- Ca urmare a performanțelor funcționale, D P P pot fi utilizate la realizarea acelor acționări în care sînt necesare forțe mari (mii de N) și viteze relativ mici de acționare (de ordinul 10^{-2} m/s).

- Parametrii acționării cu D P P pot fi reglați în limite relativ largi pentru un dispozitiv dat, atît prin variația amplitudinii și frecvenței impulsurilor tensiunii de alimentare, cît și prin reglarea valorii maxime a întrefierului electromagnetului de acționare, toate realizabile într-o manieră simplă și precisă. În lucrare se indică variante de regimuri de alimentare ce asigură o funcționare optimă (rendament maxim).

- D P P sînt simple constructiv, robuste și fiabile, pretîndu-se la utilizarea în regimuri grele de acționare.

- Regimul de funcționare a DPP este în fapt regimul dinamic al unui electromagnet, caracterizat prin variația simultană în timp a mărimilor electrice și magnetice, a accelerației și vitezei armăturii mobile. Studiul acestui regim se poate realiza prin metode aproximative analitice sau grafice, respectiv într-o manieră mai riguroasă prin metode numerice, pe calculator.

- În studiul regimului dinamic al electromagneților de acționare a D P P, teoremele forțelor generalizate pot fi folosite pentru determinarea valorilor momentane ale forțelor dezvoltate de electromagnet. Noua teoremă a forțelor generalizate expusă în lucrare se alătură în chip firesc celor două teoreme clasice, calculele realizate pe baza acestei teoreme spre exemplu privind forța dezvoltată de un electromagnet, conduc la rezultate similare celor obținute cu

Inductivitatea dinamică.

- Inductivitatea "de mișcare" definită în această reprezentare este o extindere mai generală a noțiunii de inductivitate; inductivitățile de tip clasic se regăsesc din inductivitatea "de mișcare" pentru regimuri dinamice particulare.

Inductivitatea "de mișcare" intervine în ecuațiile regimului dinamic similar modului în care inductivitatea "statică" intervine în ecuațiile regimului transitoriu electric. Utilizarea inductivității "de mișcare" oferă o metodă analitică operativă pentru estimarea caracteristicilor unui regim dinamic.

Valorile negative ale inductivității "de mișcare" evidențiază analitic variația descreșterii a curentului în regimul dinamic de funcționare a electromagneților.

- Deoarece forța dezvoltată de electromagnet depinde de variația inductivității totale cu întrefierul, exprimată prin suma inductivităților principale și de dispersie și deoarece inductivitatea de dispersie variază cu întrefierul, rezultă că forța dezvoltată de electromagnet depinde și de variația cu întrefierul a inductivității de dispersie, respectiv a fluxului de dispersie.

- Regimurile dinamice caracterizate prin $i = ct$, $\psi = ct$, sau $\psi \cdot i = ct$ nu pot fi obținute în mod real la alimentarea electromagnetului cu tensiune constantă. Astfel de regimuri se pot obține doar forțat, asigurându-se o anumită variație în timp a tensiunii de alimentare, respectiv a sarcinii armăturii mobile. Regimul dinamic la $\psi = ct$ conduce la $F = ct$ oferind o metodă grafică, respectiv analitică de determinare a forței dezvoltate de electromagnet.

Pentru toate cele trei regimuri particulare se pot scrie relații analitice care să descrie evoluția în timp a principalelor mărimi ce caracterizează regimul dinamic.

- Metoda grafică de soluționare a ecuațiilor regimului dinamic al unui electromagnet, propusă în lucrare, reprezintă o extindere a metodelor clasice, fiind mai precisă și permițând evidențierea unor importante echivalențe între reprezentările grafice și valorile parametrilor regimului dinamic, înlocuind a forței și lucrului mecanic dezvoltate de electromagnet.

- Metoda numerică de soluționare a ecuațiilor regimului dinamic propusă în lucrare se bazează pe echivalențele energetice stabilite prin metoda grafică, fiind relativ simplă și aplicabilă fără utilizarea unor tehnici speciale de integrare.

~~- Determinarea unor caracteristici ale regimului dinamic de funcționare a unui electromagnet ($\dot{I} = I(t)$, $\dot{V} = V(t)$ ș.a.), inclusiv a variației în timp a inductivității acestuia $L = L(t)$, pe baza cunoașterii caracteristicii $i = f(t)$ constituie o metodă precisă și simplă, comparativ cu metodele clasice de determinare a acestor caracteristici. Metoda se poate aplica cu aceleași avantaje și în studierea regimurilor statice de funcționare a electromagneților.~~

- Relațiile de calcul stabilite pentru determinarea fluxurilor și inductivităților unui electromagnet "în mantă", pentru diferite configurații ale circuitului magnetic, sînt deosebit de utile pentru calculul de proiectare al acestor electromagneți. Reține atenția faptul că în armătura mobilă, respectiv în jug fluxul nu este maxim în dreptul polului central, cum se consideră de obicei în calculele de proiectare ci la jumătatea distanței dintre cei doi poli, concluzie utilă pentru proiectarea optimă a circuitului magnetic al electromagneților. Trebuie avut în vedere faptul că aceste relații se aplică în forma în care au fost stabilite numai la acei electromagneți care respectă ipotezele simplificatoare considerate (cîmpuri plan paralele); se pot aduce corecții, în funcție de forma geometrică concretă a electromagneților.

- Proiectarea electromagneților pentru regimul dinamic de funcționare diferă esențial de proiectarea acestora pentru regimul static. Metoda preliminară de proiectare a electromagneților pentru funcționarea în regim dinamic, prezentată în capitolul IV, oferă posibilitatea determinării rapide, directe și suficient de precise a principalelor dimensiuni constructive ale electromagnetului, a regimului de alimentare și comandă, scurtînd calculul de definitivare a acestora, care se realizează prin lungi și complicate metode numerice. Proiectarea se realizează pe baza unor criterii de optim constructiv și funcțional.

- Electromagneții pot avea oricare din formele constructive uzuale, recomandîndu-se însă tipul de electromagneți "în mantă", al caror flux de dispersie este minim comparativ cu al celorlalte tipuri de electromagneți.

- Alimentarea și comanda D P P se pot realiza într-o manieră fiabilă numai prin utilizarea dispozitivelor electronice cu comutație statică, care sînt simplu și relativ economice de executat, oferind posibilitatea varierii în limite largi a parametrilor de comandă și de alimentare. Funcție de cerințele acționării, se pot stabili regimuri optime din punct de vedere energetic pentru alimentarea D P P.

- Modelele experimentale de D P P uni și bidirecționale proiectate și executate conform principiilor constructive și funcționale propuse în teză au fost încercate la mare în gol și sarcină, în diferite regimuri de alimentare.

Caracteristicile regimului dinamic determinate prin măsurători, cu ajutorul unei aparaturi adecvate ($i = i(t)$, $\frac{d\psi}{dt} = f(t)$, $\psi = \psi(t)$, $a = a(t)$), coincid cu suficientă precizie cu caracteristicile anticipate prin calculul de proiectare; acest fapt confirmă utilitatea metodei de proiectare prezentată în lucrare, precum și a metodelor grafică și numerică de soluționare a ecuațiilor regimului dinamic prezentate la capitolul III.

- Măsurătorile experimentale efectuate confirmă precizia ridicată a metodelor indirecte de determinare a forțelor de atracție dezvoltate de electromagnet în regim static de funcționare, metode care necesită instalații mai simple pentru efectuarea măsurătorilor.

- Prototipurile de D P P uni și bidimensionale executate au funcționat corect, răspunzând în bune condiții comenzilor date, realizând un mare număr de acționări în gol și în sarcină.

- Datorită calităților și performanțelor obținute se recomandă utilizarea D P P în unele acționări industriale, cum ar fi conveyerele cu lanț, transportoarele cu bandă, separatoarele electrice și altele.

- Schemele electronice de alimentare și comandă a D P P proiectate și executate au corespuns cerințelor funcționale, asigurând regimurile de alimentare prescrise și funcționarea corespunzătoare a D P P.

- A fost realizată experimental, în bune condiții, acționarea cu un D P P bidirecțional a unui separator electric de 110 kV; conform studiului tehnico-economic efectuat, acționarea se realizează în condiții de gabarit, preț de cost și consum de energie inferioare acționărilor clasice utilizate în prezent.

Experimental s-a constatat că motoarele electrice liniare nu oferă o soluție tehnico-economică avantajoasă pentru acționarea separatoarelor electrice de înaltă tensiune.

- Modelele de ciocane electromagnetice proiectate și construite au dat rezultate pozitive la încercări; realizate prin modificări minime ale actualelor tipuri de ciocane pneumatice, păstrând performanțele acestora, ciocanele electromagnetice au avantajul înlăturării instalațiilor scumpe și complicate de compresare, reducerii substanțiale a consumului de energie, reducerii poluării mediului

- Oscilometrele, care stau la baza funcționării D.F.P.,
respectiv a sistemelor electromagnetice, pot fi aplicate avantajos
și în alte acțiuni industriale, cum ar fi spre exemplu compres-
oarele pneumatice, acționarea întreruptoarelor electrice și altele.

EQUATIILE DE TIP LAGRANGE REFERITOARE LA REGIMUL DINAMIC AL ELECTROMAGNETILOR

Ecuațiile (3.11) (3.12) și (3.13) (paragraful 3.4), referitoare la regimul dinamic al electromagnetilor se pot scrie sub forma unor ecuații de tip Lagrange, astfel:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial \dot{x}} \right) - \frac{\partial T}{\partial x} = - \frac{\partial P}{\partial x} - \frac{\partial R}{\partial \dot{x}} + Q_x \quad (\text{A 1.1})$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial T}{\partial q} = - \frac{\partial P}{\partial q} - \frac{\partial R}{\partial \dot{q}} + Q_q \quad (\text{A 1.2})$$

în care:

$$T(x, \dot{q}) = \frac{1}{2} m \dot{x}^2(t) + \frac{1}{2} L(x) \dot{q}^2(t) \quad (\text{A 1.3})$$

reprezintă energia cinetică a sistemului electromecanic ce are două grade de libertate: unul mecanic, coordonate generalizate fiind x (poziția armăturii) și unul electric, coordonate generalizate fiind q (sarcina electrică), $L(x)$ fiind inductivitatea bobinei electromagnetului;

$$P(x, q) = \frac{1}{2} k_R \left[x(t) - \delta_{\max} \right]^2 \quad (\text{A 1.4})$$

reprezintă energia potențială a sistemului, δ_{\max} fiind poziția armăturii mobile (întrefierul) pentru care forța resortului este nulă;

$$R(x, \dot{q}) = \frac{1}{2} r \dot{x}^2(t) + \frac{1}{2} R \cdot \dot{q}^2(t) \quad (\text{A 1.5})$$

reprezintă funcția de tip Rayleigh, care exprimă energia disipată în sistem;

$$Q(x) = mg \quad (\text{A 1.6})$$

reprezintă greutatea părților în mișcare, g fiind accelerația gravitațională;

$$Q(q) = U \quad (\text{A 1.7})$$

reprezintă forța care în coordonata generalizată $q(t)$ corespunde tensiunii la borne. În aceste relații s-au notat cu $\dot{x}(t)$ și $\dot{q}(t)$ derivatele în raport cu timpul ale coordonatelor generalizate $x(t)$ (poziția armăturii mobile) și $q(t)$ sarcina electrică).

Notațiile m, k_R, r sînt conforme cu cele de la paragraful 3.4.

ANEXA 2

TEOREMELE CLASICE ALE FORTELOR GENERALIZATE (LAGRANGIENE)

În modurile de tratare obișnuită /9/ , / 12/ , / 56/ teoremele forțelor generalizate (lagrangiene) se enunță separat pentru câmpul electrostatic și respectiv pentru câmpul magnetic staționar sau cvasistaționar.

În electrostatică, teoremele se demonstrează pentru un sistem de "n" circuite filiforme, situate la distanțe finite unul în raport cu celălalt, într-un mediu liniar, isotrop, fără magnetizație permanentă, infinit extins. Se admite că acest sistem poate fi caracterizat geometric prin "m" coordonate generalizate (liniare, unghiulare etc.), notate cu x_1, x_2, \dots, x_m . În baza teoremei de unicitate, energia magnetică W_m a sistemului se poate exprima:

$$W_m = W_m (\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_n, x_1, x_2, \dots, x_m) \quad (A 2.1)$$

sau:

$$W_m = W_m (i_1, i_2, \dots, i_n, x_1, x_2, \dots, x_m) \quad (A 2.2)$$

deoarece fluxurile, respectiv curenții determină univoc câmpul.

Considerăm că fiecare circuit filiform se caracterizează prin rezistența electrică r_k , avînd un câmp electric imprimat de tensiune electromotoare e_{ik} .

Se poate scrie:

$$e_{iK} = r_K \cdot i_K + \frac{d\phi_K}{dt} \quad (A 2.3)$$

Înmulțind relația (A 2.3) cu $i_K \cdot dt$ și însumînd pentru cele n circuite rezultă:

$$\sum_{k=1}^n e_{iK} \cdot i_K \cdot dt = \sum_{k=1}^n r_K \cdot i_K^2 dt + \sum_{k=1}^n i_K d\phi_K \quad (A 2.4)$$

în membrul stîng avînd energia dată de surse.

Conform principiului de conservare a energiei, în intervalul de timp elementar considerat, energia totală dată de surse este egală cu suma pierderilor prin efect Joule-Lentz, variației energiei magnetice (dW_m) și a lucrului mecanic elementar efectuat de forțele de natură electromagnetică (δA):

$$\sum_{k=1}^n e_{iK} \cdot i_K \cdot dt = \sum_{k=1}^n r_K \cdot i_K^2 \cdot dt + dW_m + \delta A \quad (A 2.5)$$

$$\sum_{k=1}^n i_k d\phi_k = dW_m + \delta A \quad (A 2.6)$$

Se consideră o deplasare elementară virtuală dx efectuată sub acțiunea forței generalizate X_j . Pentru fluxuri constante relația (A 2.6) devine:

$$\delta A = X_j \cdot dx_j = - (dW_m)_{\phi_k=ct}, \text{ pentru } \phi_{h \neq j} = ct \quad (A 2.7)$$

ceea ce înseamnă că lucrul mecanic se efectuează pe seama scăderii energiei magnetice, fără aport de energie de la surse.

Utilizând expresia (A 2.1) pentru energia magnetică, rezultă prin diferențiere:

$$dW_m = \sum_{k=1}^n \frac{\partial W_m}{\partial \phi_k} d\phi_k + \sum_{h=1}^n \frac{\partial W_m}{\partial x_h} dx_h \quad (A 2.8)$$

$$(dW_m)_{\phi_k=ct} = \left(\frac{\partial W_m}{\partial x_j} \right)_{\phi_k=ct} dx_j, \text{ pentru } \phi_{h \neq j} = ct \quad (A 2.9)$$

Deplasarea dx fiind arbitrară, din relațiile (A 2.7) și (A 2.9) se obține pentru forța X_j :

$$X_j = - \left(\frac{\partial W_m}{\partial x_j} \right)_{\phi_k=ct} \quad (A 2.10)$$

I/ Așadar, forța generalizată X_j , care se exercită în direcția coordonatei generalizate x_j , este egală și de semn contrar cu derivata energiei magnetice în raport cu coordonata generalizată x_j , calculată la fluxuri constante.

Se consideră apoi deplasarea elementară dx_j , efectuată la curenți constanți. Variația energiei magnetice, utilizând relația /9/;

$$W_m = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n \phi_k \cdot i_k \quad (A 2.11)$$

se exprimă:

$$(dW_m)_{i_k=ct} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n i_k d\phi_k \quad (A 2.12)$$

Inlocuind în (A 2.6) rezultă:

$$\sum_{k=1}^n i_k \cdot d\phi_k = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n i_k d\phi_k + dA \quad (A 2.13)$$

care se mai scrie:

~~$$X_j = \sum_{k=1}^n I_k \frac{\partial W_m}{\partial x_j} = ct, \text{ pentru } (A 2.14)$$~~

$$x_{h \neq j} = ct.$$

ceea ce înseamnă că lucrul mecanic efectuat de forțele generalizate este echivalent cu creșterea energiei magnetice, ambele necesitînd deci aport de energie de la surse.

Utilizînd expresia (A 2.2.) pentru energia electromagnetice, rezultă prin diferențiere:

$$dW_m = \sum_{k=1}^n \frac{\partial W_m}{\partial i_k} di_k + \sum_{h=1}^m \frac{\partial W_m}{\partial x_h} dx_h \quad (A 2.15)$$

$$(dW_m)_{i_k=ct} = \left(\frac{\partial W_m}{\partial x_j} \right)_{i_k=ct} \cdot dx_j, \text{ pentru } x_{h \neq j} = ct \quad (A 2.16)$$

Deplasarea dx fiind arbitrară, se obține:

$$X_j = \left(\frac{\partial W_m}{\partial x_j} \right)_{i_k=ct} = ct \quad (A 2.17)$$

II/ Forța generalizată X_j , care se exercită în direcția coordonatei x_j este egală cu derivata energiei magnetice în raport cu coordonata generalizată, calculată la curenți constanți.

Deoarece forța generalizată este aceeași indiferent de metoda de calcul utilizată rezultă că:

$$X_j = - \left(\frac{\partial W_m}{\partial x_j} \right)_{i_k=ct} = \left(\frac{\partial W_m}{\partial x_j} \right)_{i_h=ct} \quad (A 2.18)$$

ceea ce se poate demonstra.

În câmpul magnetic staționar sau cvasistaționar, teoremele se demonstrează pentru un sistem de n circuite filiforme, independente ale căror curenți sînt i_k , fluxuri totale sînt Φ_k ($k=1,2,\dots,n$) și a căror configurație geometrică (relativă și în raport cu corpurile magnetizate din câmp) este univoc determinată de coordonatele generale x_j ($j = 1,2,\dots,m$).

Energia magnetică liberă W_m a câmpului magnetic al sistemului de circuite (care constituie întregul câmp, nici unul din circuitele filiforme care produc câmpul nefiind omis) e univoc determinată fie de fluxurile circuitelor și de configurația geometrică a sistemului, fie de curenții din circuite și de configurația geometrică a sistemului. Această energie se exprimă într-o formă asemănătoare relațiilor (A 2.1) și (A 2.2.).

Teoremele forțelor generalizate în câmp magnetic uniform câ:

$$X_j = -\left(\frac{\partial W_M(i_K, x_h)}{\partial x_j}\right)_{i_K=ct}, \text{ pentru } x_{h \neq j} = ct \quad (\text{A 2.19})$$

$$X_j = \left(\frac{\partial W_M(i_K, x_h)}{\partial x_j}\right)_{i_K=ct}, \text{ pentru } x_{h \neq j} = ct \quad (\text{A 2.20})$$

Formulara fenomenelor și demonstrația presupun o serie de restricții. Astfel circuitele - din razăl magnetic - sînt presupuse filiforme (pentru ca fluxul să fie univoc definit) și fără ramificații (pentru ca intensitatea curentului să fie univoc definită); se impune calculul energiei, sau al variației energiei întregul câmp al sistemului de conductoare, sau de circuite, la deplasarea considerată. Se consideră un număr finit de grade de libertate.

In /83/ se arată că în anumite aplicații, teoremele forțelor generalizate se aplică fără a ține seama de unele restricții menționate, obținîndu-se totuși rezultate corecte, ceea ce subliniază insuficiența formulărilor obișnuite (se aplică, de exemplu teorema pentru pînze continue de cîrrent, deși demonstrația este dată pentru circuite filiforme neramificate).

A.3.1

INSTRUMENTE SI APARATE POLOSITE PENTRU MASURATORI SI INREGISTRARI

Pentru studierea funcționării în regim dinamic a electro-
magnetului de acționare a DPP s-au folosit: Osciloscop cu memorie,
pentru înregistrarea caracteristicilor regimului dinamic, prezen-
tat în fig. A 3.1.

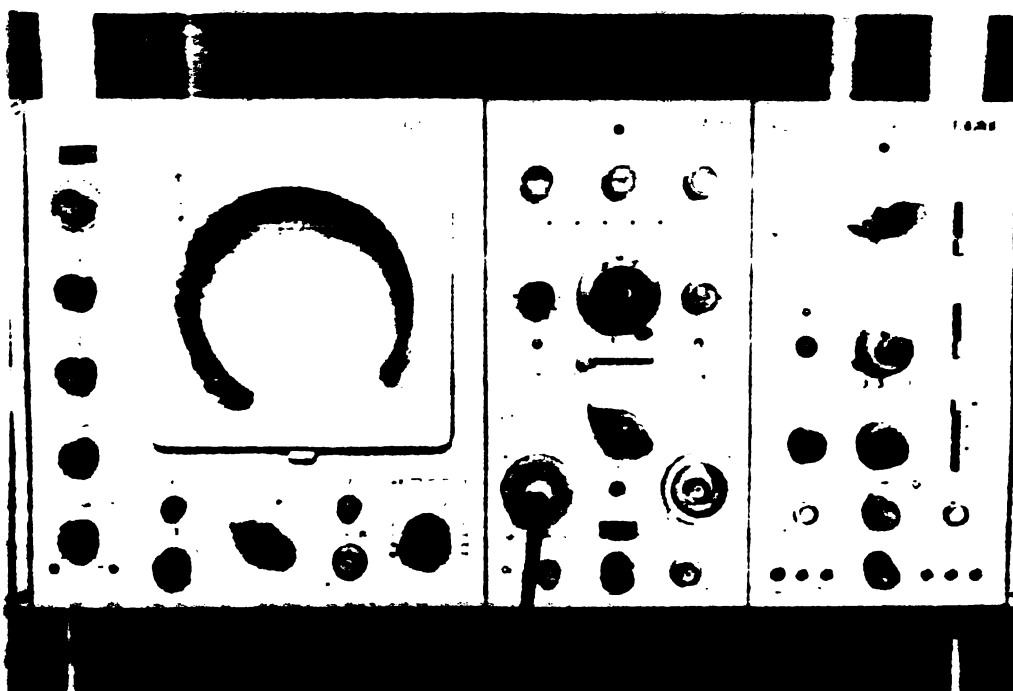


Fig. A 3.1. Osciloscop cu memorie pentru înregistrarea
caracteristicilor regimului dinamic.

Oscilograf, care oferă posibilitatea înregistrării simulta-
ne de pînă la 12 mărimi variabile în timp, prezentat în fig. A 3.2.



Fig. A 3.2. Oscilograf cu 12 canale de înregistrare.

- sondă Hall, prezentată în fig. A 3.3.

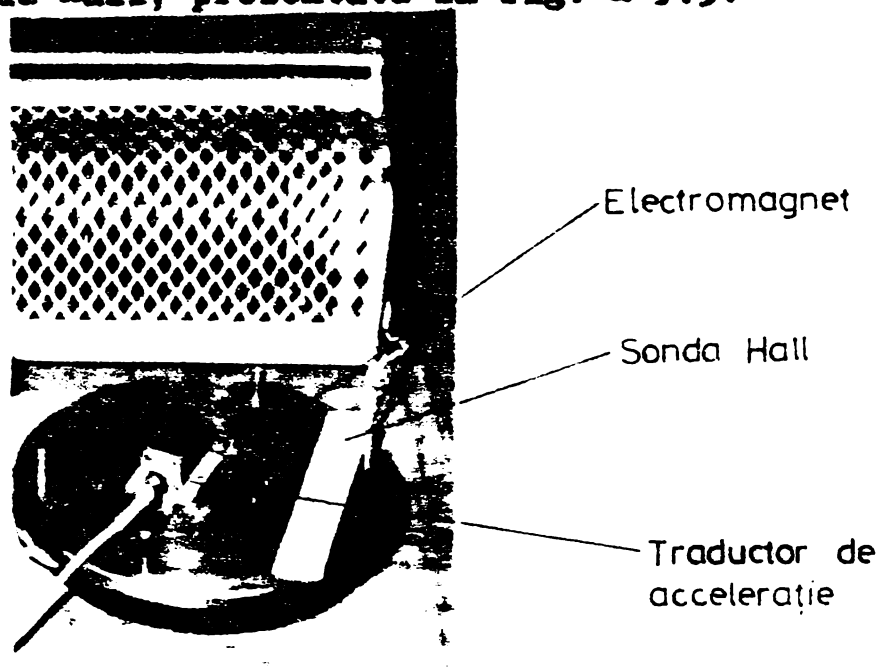


Fig. A 3.3. Electromagnet pentru acționarea DPP unidirecțional, sondă Hall și traductor de accelerație.

- bobine sondă, pentru măsurarea variației în timp a fluxului;

- traductor de accelerație, funcționând pe principiul modificării parametrilor electrici ai unei punți semiconductoare, sub acțiunea unei mese seismice prezentat în fig. A 3.3;

- punte amplificatoare, pentru amplificarea semnalului traductorului de accelerație, prezentată în fig. A 3.4;

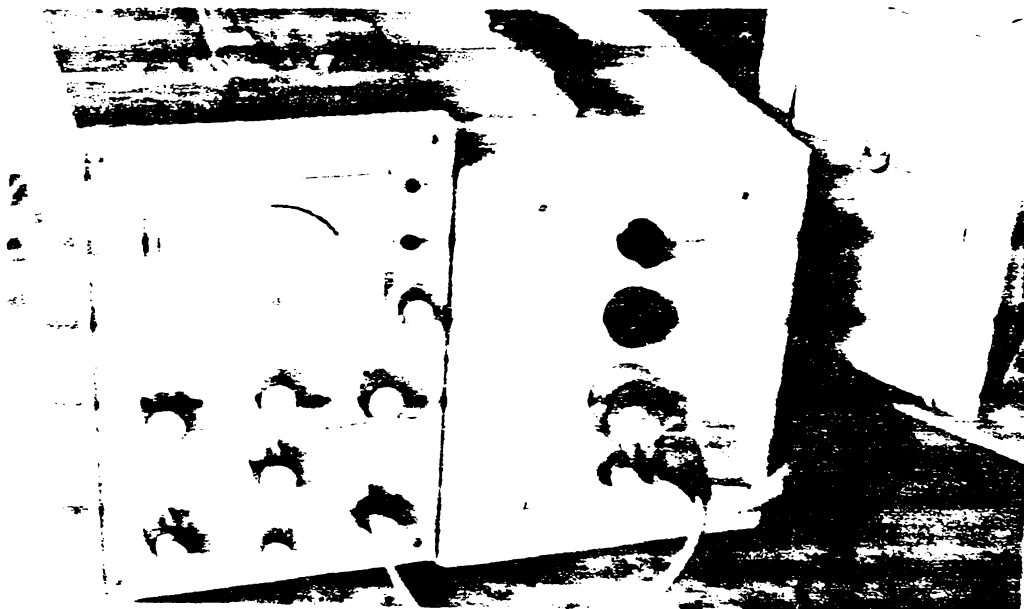


Fig. A 3.4. Punte amplificatoare.

- instrumente de măsură (ampermetre, voltmetre, teslametre etc.), precum și alte aparate de măsură.

Schemele electrice și metodologia de măsurare și înregistrare sînt prezentate separat pentru fiecare caracteristică determinată.

O vedere de ansamblu a standului din laborator pe care s-au executat cele mai multe încercări este prezentată în fig. A 3.5.

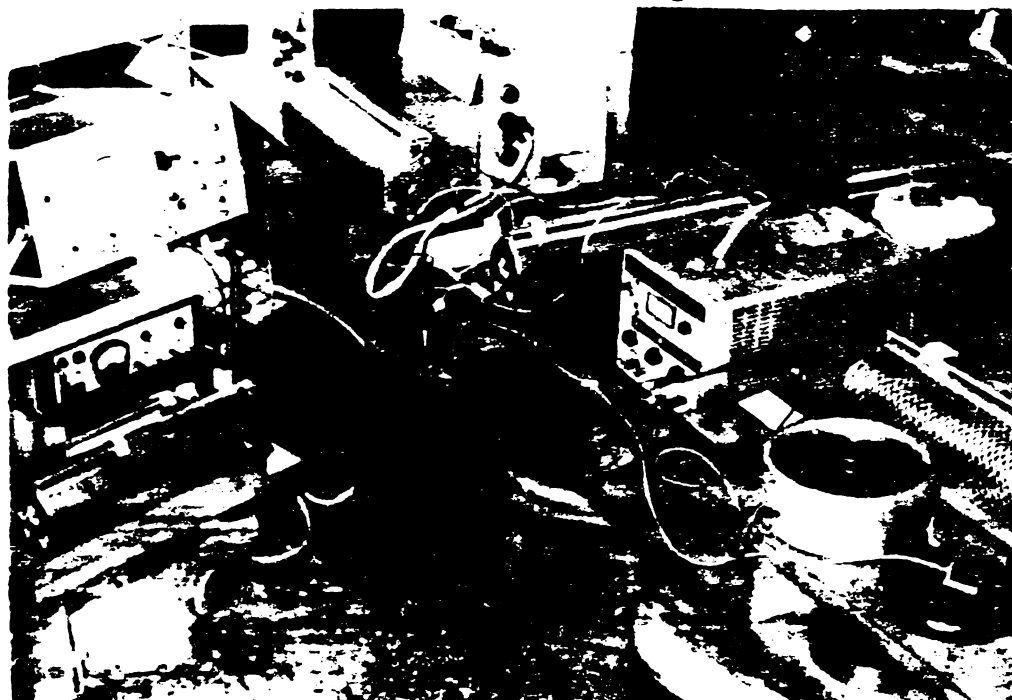


Fig. A 3.5. Standul pentru înregistrarea caracteristicilor regimului dinamic al electromagnetului de acționare a DPP.

FUNCȚIONAREA SCHEMII ELECTRICE A DISPOZITIVULUI ELECTRONIC II.

În poziția "oprit" a cheii de comandă, contactele C_1, C_2, C_3, C_4 ale acestuia (fig. 6.41) sînt deschise, contactul C nu este alimentat și ca urmare nu se obține tensiune la bornele a, b, c, d de ieșire ale schemei. În poziția acționare "stînga", se închid contactele C_1 și C_3 ale cheii de comandă, fapt care pune sub tensiune contactul C și realizează alimentarea bobinei b_1 a electromagnetului dispozitivului tip "torpedo". Contactul C_1 , prin închiderea contactelor sale pune sub tensiune bornele a, b, c, d, precum și circuitul lămpii de semnalizare, realizîndu-se astfel alimentarea și comanda electromagneților de acționare ai HT , precum și semnalizarea corespunzătoare. La închiderea cutiei de acționare, limitatorul L_1 se deschide, oprește alimentarea contactorului C și prin aceasta alimentarea întregii scheme.

Funcționarea poziției acționare "dreapta" este similară poziției acționare "stînga".

La priza P_1 , fig. 6.43 a cutiei de comandă, contactele 1, 2, 3, realizează conectarea bobinelor electromagneților de acționare, iar contactele 6, 7, 8, realizează conectarea bobinelor electromagneților de blocare - deblocare. Priza P_2 , fig. 6.43, prin contactele 1, 2, realizează alimentarea bobinei G a contactorului de curent alternativ, iar prin contactele 3, 4, 5, 6, realizează legarea în circuitul de comandă a limitatoarelor L_1 , respectiv L_2 .

Pe panoul din spate al cutiei de comandă sînt dispuse bobinele de alimentare pentru electromagneții de blocare-deblocare, respectiv pentru electromagneții de acționare.

**CALCULUL ECONOMIC PRIVIND CERCETAREA
MODELULUI DE BPP BIDIRECTIONAL**

Unul dintre coeficienții cei mai importanți ai unui calcul tehnico-economic este costul, care reprezintă principalul indice de evaluare a gradului de economicitate al procesului tehnologic sau al operației.

Notînd cu P costul, avem următoarea relație:

$$P = M + S + C \quad (A 5.1)$$

unde:

M - este costul materialului, în calculul căruia se ține seama și de valoarea deșeurilor recuperabile;

S - este retribuția muncitorilor productivi care au contribuit la realizarea dispozitivului;

C - suma cheltuielilor de regie.

În cazul prelucrării piesei din material laminat, costul semifabricatului este:

$$M = mq - m_1k(q-q_1) \quad /lei/ \quad (A 5.2)$$

unde:

m - costul unui kilogram de material ;

m_1 - costul unui kilogram de deșeurii;

q - greutatea semifabricatului ;

q_1 - greutatea piesei finite.

În tabelul A 5.1. se dau valorile lui M pe repere și pentru întregul dispozitiv.

Retribuția muncitorilor productivi este:

$$S = \sum_{i=1}^n T_o \cdot L \quad /lei/ \quad (A 5.3)$$

unde:

n - numărul operațiilor procesului tehnologic ;

T_o - timpul, pe bucăți pentru fiecare operație;

L - retribuția tarifară orară.

Elementele de calcul sînt prezentate în tabela A 5.2, cu specificația că s-a ținut cont de fiecare operație executată pe reperele dispozitivului.

Tabela A5 .1

Număr	Denumirea reperului	Buc	Dimensiuni mm	Material	Masa kg/m	m lei/kg	m ₁ lei/kg	q kg	q ₁ kg	K	M lei	M _{tot} lei
1.	Tijă de prindere	4	130x50x20	OL 37		2,65	0,60	0,68	0,3	0,45	1,70	
2.	Surub M 4	12	∅ 10x50	OLC 45	0,5	2,85	0,70	0,03	0,013	0,45	1,09	
3.	Surub M 6	8	∅ 15x60	OLC 45	1,39	2,85	0,70	0,08	0,036	0,45	1,75	
4.	Juc electromagnetic	2	∅ 200x40	OLC 45	247	2,85	0,70	9,8	3,9	0,4	53,03	
5.	Armătură mobilă	1	∅ 200x35	OLC 45	247	2,85	0,70	8,64	3,8	0,45	23	
6.	Inel de fixare	2	∅ 70 x 15	OLC 45	30,2	2,85	0,70	0,45	0,3	0,65	2,50	
7.	Armătură de o-dă	1	∅ 60 x 5	OLC 45	22,2	2,85	0,70	0,11	0,08	0,75	0,30	290,50
		1	∅ 30 x 50	Alamă	4,5	25	4	0,225	0,09	0,4	5,40	
8.	Armătură de o-dă pentru jug	2	∅ 60 x 4	OLC 45	22,2	2,85	0,70	0,09	0,07	0,75	0,30	
		2	∅ 30 x 30	Alamă	4,5	25	4	0,225	0,09	0,4	5,40	
9.	Stift	6	∅ 8 x 30	OLC 45	0,6	2,85	0,70	0,018	0,015	0,9	0,30	
10.	Bobină electromagnet	2	L=179·10 ³	Cu	0,007	75	75	1,25	1,25	1	187,50	
11.	Casetă ou bile pe jug	2	∅ 70 x 30	OLC 45	30,2	2,85	0,70	0,9	0,54	0,6	4,80	
12.	Casetă ou bile pe armăt.	2	∅ 70 x 20	OLC 45	30,2	2,85	0,70	0,6	0,36	0,6	3,25	

Tabela A 5.2

Nr. de ordine al reperelor	Operația	Retribuția L/lei/	Timpul T/min/	Valoarea manoperei	Total /lei/
1.	Prezare	10,65	100	0,3	11,40
	Găurire	10,00	16	0,04	
	Filetare	10,65	3	0,008	
2.	Strunjire	10,65	30	0,088	11,1
	Filetare	10,65	1,3	0,0038	
3.	Strunjire	10,65	35,00	11,75	12,50
	Filetare	10,65	1,60	0,75	
4.	Strunjire	10,65	276	134,50	140,00
	Filetare	10,65	3	5,50	
5.	Strunjire	10,65	270	66,25	68,50
	Găurire	10,00	3	2,25	
6.	Strunjire	10,65	55	14,25	16,25
	Găurire	10,00	8	2,00	
7.	Strunjire	10,65	34	15,50	17,50
	Găurire	10,00	15	2,00	
8.	Strunjire	10,65	30	14,65	16,85
	Găurire	10,00	5	2,20	
9.	Strunjire	10,65	20	8,75	10,25
	Filetare	10,65	5	1,50	
10.	Strunjire	10,65	175	115,25	117,50
	Filetare	10,65	15	2,25	
11.	Strunjire	10,65	175	78,25	80,25
	Filetare	10,65	15	2,00	
12.	Strunjire	10,65	40	10,75	12,50
	Filetare	10,65	6	1,75	

Tabela A 5.3

Nr. de ordine al reperelor	S _p /lei/	C _s /lei/	C /lei/
1.	11,40	10,08	21,48
2.	11,10	9,85	20,95
3.	12,50	11,00	23,50
4.	140,00	124,00	264,00
5.	68,50	60,60	129,10
6.	16,25	14,40	30,65
7.	17,50	16,50	34,00
8.	16,85	15,00	31,85
9.	10,25	9,10	19,35
10.	12,50	11,10	23,60
11.	117,50	104,00	121,50
12.	80,25	71,00	151,25
TOTAL:			457,60 lei

In tabela A 5.3 s-a indicat costul regiei, pe repere și a întregului dispozitiv, care reprezintă 88,5 % din S:

$$C = 0,885 S \quad /lei/ \quad (A \ 5.4)$$

Resultă: M = 290,50 lei; S = 502,20 lei; C = 457,60 lei, valori cu care se determină costul dispozitivului electromagnetic P = 1250,30 lei.

Adăugînd la acest cost și valoarea estimativă a cutiei de comandă (cca.450 lei) obținem costul orientativ al acționării unui separator cu D P P de aproximativ 1700 lei, mult mai mic comparativ cu cel al dispozitivelor electrice clasice de acționare (cu servomotor), care este de cca. 7000 lei.

BIBLIOGRAFIE

1. ANDEA, P., ș.a. - Asupra unei metode indirecte de determinare a forței portante la electromagneții elevatori de curent continuu, Buletinul științific și tehnic al Institutului politehnic "Traian Vuia" Timișoara, tom 23(37), fasc.1, 1978.
2. ANDEA P., VASILIEVICI AL., - Mecanisme electromagnetice pentru acționarea aparatelor electrice - Lucrările sesiunii naționale de comunicări științifice „Optimizarea echipamentelor electrice și electronice”, Brașov, 1978.
3. ANDEA, P., - Noi soluții de acționări cu electromagneți, Sesiunea de comunicări științifice ICENBERG-București, 1979.
4. ANDEA, P., - Noi soluții de acționări cu electromagneți, Referat de doctorat, Institutul politehnic „Traian Vuia”, 1979.
5. ANDEA, P., ș.a. - Metode de determinare a forțelor dezvoltate de electromagneți; A 5-a sesiune de comunicări științifice a inginerilor și tehnicienilor, Cluj, 1979.
6. ANDEA, P., - Regimuri dinamice în acționări electromagnetice, Referat de doctorat, Institutul politehnic "Traian Vuia" Timișoara, 1980.
7. ANDEA, P., Babescu M., - Percussion systems electromagnetically driven, Proceedings, I.P.Cluj-Napoca, 1980.
8. ANDEA, P., - Asupra unei noi teoreme a forțelor generalizate, Buletinul Conferinței Naționale de electrotehnică și electroenergetică, Timișoara, 1982.
9. ANDRONESCU, P., - Bazele electrotehnicii, vol.I, II, Editura did. și pedagogică, București, 1972.
10. ANTONIN, I.S., - Calculul circuitelor electrice în regimuri normale și anormale de funcționare, Editura tehnică, București, 1975.
11. ARAGONIANT, I.K. - Dinamika, sintez i rasciot elektromagnetov, Ed. "Nauka", Moscova, 1967.
12. BOGOEVICI, N., - Elemente din teoria câmpului electromagnetic, Litografia Institutului politehnic "Traian Vuia" Timișoara, 1978.

13. BOGOKVICI, M., - Electrotehnică și măsurări electrotehnice, ~~Editura didactică și pedagogică~~. București, 1979.
14. BOLDEA, I., - Vehicule pe pernă magnetică. Ed. Acad. R.S.R., București, 1981.
15. BOPP, K., - Zur systematik der analytischen Behandlung nicht-lineärer Erscheinungen in eisengesättigten Stromreisen, Teză de doctorat, Berlin, 1970.
16. BRADEANU, N., - Instalații pneumatice miniere. Ed. tehnică, București, 1976.
17. Breew, W., - Berechnungen zum Betriebsverhalten von Elektromagneten für Luftschtütze. Elektrotechnik 51, 1969, S.14-22.
18. BULI, B.K. - Grafoanaliticeskii metod rasciota elektromagnitnîh provodimostei elektriceskih aparatov, Electricestvo, nr.3, 1961, pag.28-35.
19. BULI, B.K., - Osnovî teorii i rasciota magnitnîh tepei, Moscova, Ed. "Energia", 1964.
20. BULI, B.K., - Rasciot magnitnîh provodimostei i elektromagnitnîh sil nesimetricinîh magnitnîh tepei, Electricestvo, nr.9, 1977, pag. 82-85.
21. BUZDUGAN, GH., PETCU L., RADES, M. - Vibrații magnetice, Editura didactică și pedagogică București, 1979.
22. CONSTANTINESCU, I., ș.a. - Prelucrarea datelor experimentale cu calculatoare numerice, Ed. tehnică, București, 1980.
23. COSMIN Gh., - Determinarea dimensiunilor optime ale electromagnetului de curent alternativ monofazat. Electrotehnica, nr.11, 1960, pag. 379-385.
24. COSMIN, GH., - Calculul încălzirii bobinelor electromagnetilor de curent alternativ, Electrotehnica nr.1, 1965, pag. 13-22.
25. COSMIN, GH., - Contribuții la calculul electromagnetilor de curent alternativ monofazat, Electrotehnica, nr.3, 1975, pag.113-126.
26. DINULESCU, P., - Calculul inductivității electromagnetilor de tip E dublu, cu întrefier suplimentar pe coloana centrală, Electrotehnica, nr.9, 1970, pag. 355-362.
27. DINULESCU, P., - Studiu experimental al forței de atracție la electromagneți de curent alternativ monofazat, Electrotehnica nr.7, 1972, pag. 456-464.

28. **DORDEA, T., - Mașini electrice, Ed. didactică și pedagogică, București, 1977.**
29. **DOHN, W.S., Mc CRAKEN D.D. - Metode numerice cu programare în FORTRAN, Editura tehnică, București, 1976.**
30. **FANTANA, N., L., - Metodă grafo-analitică de reproiectare a electromagneților, Buletinul științific și tehnic al Institutului politehnic "Traian Vuia" Timișoara, seria Electrotehnică, tom 24(38), fasc.2, pag.102-108, 1979.**
31. **FRANSUA, A., ș.a. - Acționări electrice, Ed. didactică și pedagogică, București, 1975.**
32. **HANSEN, F., - Konstruktionswissenschaft, Grundlagen und Methoden, Technik, Berlin, 1979.**
33. **HERSCOVICI, B., - Aparate electrice de înaltă tensiune. Ed. tehnică, București, 1978.**
34. **HNATIUC, E., - L'Etude des possibilités d'obtenir la vibration de l'armature mobile des électro-aimants de courant continu. Buletinul I.P. Iași, tom XXII, fasc.1-2, 1977.**
35. **HNATIUC E., P. LEONTE, BARABOI, A. - Unele aspecte privind funcționarea în regim dinamic a electromagneților de curent continuu, Sesiunea de comunicări științifice, I.P. Cluj, 1979.**
36. **HOPTOPAN GH., ș.a. - Aparate electrice de joasă tensiune, București, Ed. tehnică, 1969.**
37. **HOPTOPAN, GH., - Aparate electrice, Editura didactică și pedagogică, București, București, 1972.**
38. **HOPTOPAN, GH., - Vibrația electromagnetului la contactoarele de curent alternativ, Electrotehnica nr.8, 1975, p.370.**
39. **HOPTOPAN, GH., - Aparate electrice, Editura didactică și pedagogică, București, 1980.**
40. **HUHULESCU, M., - Electromagneți pentru acționări, Electrotehnica nr.11, 1967, pag.417-426.**
41. **HYNK, R., - An analysis of the dynamics of an electromechanical system. Transaction of ALEE 79-2, 1960, pag.267-271.**
42. **KALLENBACH, E., SEITZ M. DENK L., SCHUMAN R. - Systematische Projektierung von elektromagnetischen Antriebselementen, TH Ilmenau, 1970.**

43. ~~KALLENBACH E., DEUK, L. - Bewertung des dynamischen Verhaltens von Gleichstrommagneten in Feingerätetechnik, nr.9, 1976, pag. 418-421.~~
44. KALLENBACH E., SEITZ M., - Zur Projektierung von Elektromagneten unter Beachtung dynamischer Eigenschaften, Feingerätetechnik nr.3, 1977.
45. KALLENBACH E., - Der Gleichstrommagnet, Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1969.
46. KELEMEN, A., - Acționări electrice, Ed. didactică și pedagogică, București, 1979.
47. KELEMEN, A., ș.a. - Mutatoare; Aplicații, Ed. didactică și pedagogică, București, 1980.
48. KÖSNER, J., J., BHAGAT, K., P., - Design, simulation and optimization of direct current electromagnets for stroke time characteristics, Elektric machines and elektromechanics, vol.5, nr.4, 1980, Kentucky, S.U.A.
49. KOVACS, K.P., - Analiza regimurilor tranzitorii ale mașinilor electrice, Editura tehnică, București, 1980.
50. KUO B.C., KELEMEN A., ș.a. - Sisteme de comandă și reglare incrementală a poziției, Ed. tehnică, București, 1981.
51. LIUBCIC M.A., - Electromagneți de curent continuu și curent alternativ - Calcul și proiectare, Ed. tehnică, București, 1963.
52. LIUBCIK M.A., - Optimandă proiectirovanie silovih elektromagnetiuh mehanizma, Energia, Moscova, 1974.
53. Maksymiuk, I., - Mecanismele aparatelor electrice de conectare, Ed. tehnică, București, 1970.
54. Madarász G., - Voltakozoáramú elektromágnesek dinamikus működés jellemzőinek számítása és mérése, Elektrotechnika, nr.12/1971, pag.395-400, Budapest.
55. MAHINESCU, C., ș.a. - Elemente de noutate în concepția dispozitivelor de acționare a separatoarelor de sarcină de curent continuu, Electrotehnica nr.3/1980, pag.137-143.
56. NOCANU, C.I., - Teoria câmpului electromagnetic, Editura didactică și pedagogică, București, 1981.
57. NADELCU, V. - Teoria conversiei electromagnetice, Ed. tehnică, București, 1978.

58. ~~OPRESCU, G. - Fizică ABC, Editura Albatros, București, 1978.~~
59. ONIȘOV, A.L. - Analiticul metodei succedente magnetice țepoi electromagnetice peste o anumită țepoi, Elektricitate, nr.3, 1977, pag. 79-82.
60. ORLOV, A.L. - Răscăit magnetic țepoi electromagnetice pri malom rabocem zasore, Elektricitate, nr.9, 1978, pag.85-87.
61. PANAITI, V. - Forța minimă de atracție la electromagnetii mono-fazați, Buletinul I.P.București, tom XXIV, fasc.2, aprilie-iunie 1962.
62. PEKKER, I.S. - Răscăit inductivității i obraznih electromagnetice s pleekim iskoren, Electromechanica, nr.8, 1963, pag.923-931.
63. PEKKER, I.S. - Răscăit inductivității electromagnetice s iarmom i iskorenov obraznei formi, Electromechanica, nr.10, 1964, pag. 1187-1194.
64. PEKKER I.S., NIKITENKA A.G., - Răscăit electromagnetice mekhanizmov na viciislitelnih mașinah, Ed.Energia, Moscova 1967.
65. PEKKER I.S., - Fiziceșce modelirovanie electromagnetice mekhanizmov, Ed. Energia, 1969.
66. PONNEV I., - Electronice industrială, Ed.didactice și pedagogice, București, 1972.
67. POP, E., - Mășuri electrice și magnetice, vol.I și II, Litografia Institutului politehnic Timișoara, 1969.
68. POP, E., STOICA, V., CRISAN, S., - Mășurări în energetică, Editura Facla, Timișoara, 1981.
69. POPESCU, M., - Calculul forței la electromagnetice de curent alternativ în zona întrefierurilor mici, Electrotehnica nr.8, 1976, pag. 294-298.
70. POPOVICI, V., - Tehnica impulsurilor, Litografia Institutului politehnic "Traian Vuia" Timișoara, 1970.
71. ROGOZEWSKI, N., - Theoretische Untersuchungen zum Entwurf elektromagneto-mechanischer Energiewandler unter Berücksichtigung eines dynamischen Verhalten Disertation, TH Ilmenau, 1969.
72. FUSCASU, S., MARCOVICI, J. - Mărimi și regimuri electrice nesiguro-dale, Ed.Scrișul românesc, Craieva, 1974.
73. ROSULET, M., - Analiză matematică, Ed.didactice și pedagogice, București.

74. ROTERS, H., - Elektromagnetische Mechanismen, Moscovia, Energoizdat, 1949.
75. ROTERS, H., - Electromagnetic Devices, John Wiley and Sons, London, 1963.
76. SAAL, C., - Teoria oscilomotorului bifazat sincron reactiv, Electrotehnica, nr.1, 1970.
77. SANDU, D.D. - Probleme moderne de tehnica impulsurilor, Ed. Academiei R.S.R., Bucuresti, 1980.
78. SAVIN, G., ROZMAN H., - Circuite electrice neliniare și parametrice, Ed. tehnică, București, 1973.
79. SCHUMANN, B., - Funktions-Struktur-Speicher von Hydraulikmagneten, unveröffentlichter Bericht, TH Ilmenau, Sektion GT, 1975.
80. SERACIN, E. - Utilajul electromecanic al întreprinderilor industriale, Ed. didactică și pedagogică, București, 1973.
81. SERACIN, E. - Acționări electrice, Litografia I.P. Timișoara, 1980.
82. SMARGUNOV, C., - Ciocane electrice, I.P. București, 1950.
83. STANCIULESCU, F., - Analiza și simularea sistemelor neliniare, Ed. Academiei R.S.R., 1974.
84. SUCIU, I., - Aparate electrice, Litografia Institutului politehnic "Traian Vuia" Timișoara, 1979.
85. TABARA, V., ș.a. - Acționarea electrică a mașinilor-unelte, Ed. didactică și pedagogică, București, 1980.
86. TER-AKOPOV, - Dinamica bistrodeistvuiusciaia electromagnitov. Ed. Energia, Moscova, 1965.
87. TIMOTIN, A., - Generalizarea teoremelor, forțelor langrangiene, Electrotehnica nr.4, 1958, pag. 119-125.
88. TITZ, GH. - Calculul inductivității electromagneților de tip E și U cu întrefier suplimentar, Electrotehnica nr.7-8, 1974, pag. 232-239.
89. TITZ, GH. - Regimul dinamic al electromagneților de curent alternativ, Electrotehnica nr.7, 1979, pag.310-315.
90. TOMOIOAGA, F., COSMIN G., FELDMAN, E. - Calculul încălzirii bobinelor electromagneților de curent alternativ, Electrotehnica nr.1, 1965, pag. 333-338.

91. VASILIEVICI, AL., ANDEA, P., - Calculul forței de atracție la electromagneți de curent continuu în regim dinamic. Lucrările sesiunii naționale de comunicări științifice cu tema: "Optimizarea echipamentelor electrice și electronice", Brașov, 1978.
92. WIENER, U. - Măsurări electrice, vol. II. Măsurarea mășinilor magnetice, Editura tehnică, București, 1969.
93. * * * , Cartea tehnică pentru dispozitive de acționare cu servomotor tip ASE, Electroputere-Craiova, 1980.
94. * * * , Synthese von Hydraulikmagneten, unveröffentlichter Bericht, TH Ilmenau 1975.
95. * * * , Memoratorul inginerului electrician, Ed. tehnică București, 1971.
96. * * * , Indrumător matematic și tehnic, Ed. tehnică București, 1964.
97. * * * , Manualul micului electronist, Ed. tehnică, București, 1980.
98. * * * , Catalog IPRS. Circuite integrate, diode, tranzistoare, tiristoare, București, 1979.
99. * * * , Instrucțiuni de montaj și exploatare pentru separatoare de interior și exterior.
00. * * * , Instrucțiuni de montaj și exploatare pentru mecanismele de acționare cu resort tip MR-2, MR-3 și MR-4.
01. * * * , Cercetări privind realizarea și încercarea electromagneților elevatori din gama de puteri 0,15 - 10 kW și a instalațiilor aferente de comandă și protecție; Contract de cercetare științifică, Institutul politehnic "Traian Vuia" Timișoara, 1977.