

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

ing. POPOVICI A. DORIN

PRINAREA RECUPERATIVA CU VARIATOARE DE TENSIUNE
CONTINUA LA MASINILE DE CURENT CONTINUU.-

- Teză de doctorat -

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

CONDUCATOR STIINTIFIC
Prof.dr.ing. EUGEN SERACIN

INSTITUTUL POLITEHNIC TIMIȘOARA	
BIBLIOTECA	
CENTRALĂ	
Volumul Nr.	401.120
Dulap	309 lit. F

- 1980 -

TIMISOARA

C U P R I N S .-

Principalele notații folosite	pag.	5
1.-Introducere	"	8
2.-Probleme specifice la frînarea recuperativă cu mașini de c.c. folosind VTC.	"	12
2.1.-Elemente de bază privind VTC.	"	12
2.1.1.-Principiul de funcționare	"	12
2.1.2.-Scheme de bază ale VTC	"	13
2.1.3.-Analiza modului de lucru pentru schemele VTC utilizate	"	14
2.1.3.1.-VTC cu comutație directă.	"	14
2.1.3.2.-VTC cu comutație indirectă.	"	19
2.1.4.-Metode de comandă	"	22
2.1.4.1.-Comanda în tensiune	"	23
2.1.4.2.-Comanda cu reglarea curentului.	"	24
2.1.4.3.-Comanda cu reglarea curentului la frecvență constantă	"	26
2.2.-Principiul frînării recuperative cu VTC	"	27
2.3.-Elemente specifice privind mașinile de c.c. în scheme de acționare cu VTC	"	28
2.3.1.-Analiza critică a regimului de frînare la mașinile de c.c. în scheme clasice	"	28
2.3.2.-Particularități la funcționarea mașinilor de c.c. împreună cu VTC.	"	31
2.3.2.1.-Mașina de c.c. cu excitație serie	"	31
2.3.2.2.-Mașina de c.c. cu excitație separată.	"	32
2.3.2.3.-Mașina cu magneti permanenți	"	33
2.3.3.-Probleme specifice ale mașinii de c.c. cu excitație serie în scheme de frînare recuperativă	"	33
2.3.3.1.-Regimul de start circuit al mașinii de c.c. cu excitație serie	"	33
2.3.3.2.-Scheme pentru asigurarea autoexcitării mașinii de c.c. serie	"	35
2.3.3.2.1.-Excitarea cu înfășurare suplimentară.	"	35
2.3.3.2.2.-Excitarea cu o sursă suplimentară de tensiune.	"	36
2.3.3.2.3.-Excitarea de la sursa de tensiune	"	36

2.3.3.4.-Problema frînării recuperative la linia de contact	pag.	37
2.4.-Analiza unor surse de tensiune pentru vehiculele autonome.	"	38
2.4.1.-Aspecte limitative pentru performanțele surselor electrochimice.	"	39
2.4.1.1.-Limitarea datorită echilibrului electrochimic	"	39
2.4.1.2.-Limitarea datorită efectelor cinetice. . .	"	40
2.4.1.3.-Limitări tehnologice	"	41
2.4.2.-Caracteristicile principalelor surse electrochimice	"	43
2.4.3.-O sursă probabilă pentru vehicule acționate electric	"	46
2.5.-Unele realizări pe plan mondial privind frînarea recuperativă cu VTC	"	46
2.6.-Concluzii	"	51
3.-Calculul energiei recuperate la frînarea cu mașină de c.c. folosind VTC	"	52
3.1.-Introducere	"	52
3.1.1.-Ipoteze simplificatoare.	"	52
3.1.2.-Reportarea mărimilor electrice și mecanice din relațiile de calcul.	"	53
3.2.-Determinarea modului de variație al curentului mașinii de c.c. la frînare cu VTC în regim cvasistaționar.		54
3.2.1.-Punerea problemei	"	54
3.2.2.-Liniarizarea caracteristicii $U_e=f(i,n)$. .	"	57
3.2.3.-Determinarea modului de variație a curentului la mașina serie	"	60
3.2.3.1.-Modul de variație al curentului la mașina serie folosind VTC cu comutație directă. .	"	60
3.2.3.2.-Modul de variație al curentului la mașina serie folosind VTC cu comutație indirectă. "		66
3.2.3.3.-Metoda numerică de studiu a intervalului de comutație la comanda bipozițională. . .	"	70
3.2.4.-Determinarea modului de variație al curentului la mașina cu excitație separată "		73
3.2.4.1.-Modul de variație al curentului la mașina cu excitație separată folosind VTC cu comutație directă.	"	74

3.2.4.2.-Modul de variație al curentului la mașina cu excitație separată folosind VTC cu comutație indirectă	pag. 77
3.3.-Puterea medie recuperată.	" 80
3.3.1.-Punerea problemei	" 80
3.3.2.-Calculul puterii medii recuperate	" 82
3.3.2.1.-Puterea medie recuperată la comandă bipozițională	" 82
3.3.2.2.-Puterea medie recuperată la comanda în tensiune	" 93
3.3.3.-Comportarea inductivității mașinii în procesul de recuperare a energiei	" 98
3.4.-Calculul energiei recuperate în procesul de frânare recuperativă	" 105
3.4.1.-Punerea problemei	" 105
3.4.2.-Integrarea ecuației de mișcare pentru procesul de frânare	" 106
3.4.2.1.-Integrarea analitică a ecuației de mișcare. . .	" 107
3.4.2.2.-Integrarea grafoanalitică	" 108
3.4.3.-Pierderile în VTC și randamentul său.	" 111
3.4.4.-Comportarea bateriei la încărcarea sa în regim de impulsuri	" 114
3.4.5.-O estimare a eficienței frînării recuperative cu VTC.	" 117
3.5.-Concluzii	" 118
4.-Calculul caracteristicilor mecanice la frânarea recuperativă și probleme de stabilitate	" 120
4.1.-Introducere.	" 120
4.2.-Deducerea caracteristicilor mecanice de frânare	" 120
4.2.1.-Punerea problemei	" 120
4.2.2.-Metoda numerică de obținere a caracteristicilor mecanice de frânare	" 123
4.2.3.-Caracteristicile mecanice de frânare.	" 124
4.3.-Probleme specifice funcționării stabile în regim tranzitoriu și cvasistaționar	" 127
4.3.1.-Abordarea frînării recuperative cu VTC în regim tranzitoriu	" 127
4.3.2.-Analiza ansamblului mașină de c.c.,VTC cu reglare bipozițională a curentului ca un sistem nelinier	" 133
4.3.2.1.-Analiza ansamblului mașină de c.c.,VTC cu comutație directă	" 133

4.3.2 2.-Analiza ansamblului mașină de c.c., VFC cu comutație indirectă.	pag. 137
4.4.-Problema stabilității regulatorului ce comandă VFC.	" 140
4.4.1.-Stabilitatea regulatorului în regim cvasistaționar	" 141
4.4.2.-Comportarea regulatorului în regim tranzitoriu	.143
4.5.-Comanda vehiculelor electrice autonome în scopul minimizării energiei electrice folosite "	148
4.6.-Concluzii	" 152
5.-Prezentarea bazei experimentale	153
5.1.-Descrierea instalației experimentale folosite "	153
5.2.-Scheme de VFC cu funcționare în două cadrane. "	168
5.3.-Realizarea unei scheme de comandă pentru un VFC cu funcționare în două cadrane	171
5.4.-Concluzii	" 173
6.-Concluzii generale.	" 175
Anexa nr.1.	178
Anexa nr.2.	" 180
Bibliografie.	" 182

PRINCIPALELE NOTATII FOLOSITE

și locul unde sînt introduse.-

1.-Notații cu litere mici (reprezintă în cazul mărimilor variabile, valori momentane)

- a - durata relativă a conducției ; /2.27/
- a_1 - durata relativă de conducție lărgită ; /3.3/
- a' - o valoare anumită a duratei relative de conducție ;/3.56/
- d - declivitate ; /3.90/
- f - frecvența ;
- i - curentul în circuit ; /3.1/
- i_c - curentul prin condensatorul de stingere ; /2.2/
- i_p - curentul prescris ; fig.2.9.
- i_r - curentul recuperat ; /3.60/
- i_1 - curentul în intervalul 1 ; /3.1/
- i_2 - curentul în intervalul 2 ; /3.1/
- i_3 - curentul în intervalul 3 ; /3.1/
- i_I - valoarea curentului în momentul trecerii de la intervalul 1 la intervalul 2 ; /3.20/
- i_{II} - valoarea curentului i în momentul trecerii de la intervalul 2 la intervalul 3 ; /3.31/
- i_o - valoarea curentului în momentul trecerii de la intervalul 3 (sau 2) la intervalul 1 ; /3.18/
- n - turația ;
- k - constanta mașinii cu excitație separată ;
- k_r - panta t.e.m. liniarizate ; fig.3.3.
- m_v - masa vehicolului ; /3.89/
- r_c - rezistența specifică în curbă ; /3.90/
- r_d - rezistența dinamică ;
- r_p - rezistența specifică în palier ; /3.90/
- t - timpul ; /2.1/
- t_I - durata intervalului de conducție a tiristorului principal ; /2.27/
- t_{II} - durata intervalului i de conducție a tiristorului de stingere ; /3.2/
- t_{III} - durata intervalului de conducție a diodei de nul ; /3.2/

- v - viteza de deplasare a vehicolului ;
 u_c - tensiunea condensatorului de stingere ; /2.1/.

2.-Notatii cu litere mari :

- A - factorul de amplificare ; fig.4.17
 C - capacitatea condensatorului de stingere ;
 D - factor de amortizare ; /4.43/
 F_f - forța de frînare ; /3.89/
 F_r - forța rezistentă ; /3.89/
 I - valoare efectivă a curentului ; /2.29/
 $I_{r.med.}$ - valoarea medie a curentului recuperat ; /3.65/
 I_r - valoare efectivă a curentului recuperat ; /3.65/
 J - momentul de inerție raportat la arborele mașinii de acționare ;
 L - inductivitatea mașinii ; /2.32/
 M - cuplu ;
 M_s - cuplu static rezistent ; /4.10/
 $P_{rec.}$ - valoarea medie a puterii recuperate ; /3.64/
 P_1, P_2, P_3 - componentele puterii recuperate, valori medii ; /3.60/
 Q - greutatea vehicolului ; /3.90/
 R - rezistență /2.32/
 R_o - raza unui cerc pe baza ecuațiilor parametrice ; /3.60/
 T - perioada de lucru a VTC ; /2.27/
 T_m - constanta electromecanică ; /2.28/
 U - tensiunea sursei ; /2.1/
 U_{co} - valoarea inițială a tensiunii condensatorului de stingere ; /2.3/
 U_e - tensiune electromotoare ; /2.32/
 U_{eo} - ordonata la origine a t.em.liniarizate ; fig.3.3
 U_s - tensiunea la bornele sarcinii ; fig.2.1
 U_p - căderea de tensiune la perii ; /2.32/
 V - amplificarea regulatorului /4.55/
 $W_{rec.}$ - energie electrică recuperată ; /3.88/
 $W_{rec.b.}$ - energie electrică recuperată și preluată de baterie ; /3.105/
 W_s - energia specifică a bateriei ; /2.40/

3.-Notatii cu litere grecești :

- Δi -variația curentului ; fig.2.9
- Ω -viteza unghiulară de rotație ; /2.28/
- Ω_N -viteza unghiulară nominală de rotație ; /2.28/
- Ω_p -viteza unghiulară prescrisă ; /4.65/
- Ω_0 -viteza unghiulară de mers în gol ideal (la mașina cu excitație separată); /4.7/
- Ω_1 -abatere de viteză ; /4.65/
- ω -pulsția circuitului oscilant L,C ; /2.1/
- τ -constanta de timp electromagnetice a mașinii ; /2.28/
- η_{rec} -eficiența energiei recuperate ;
- η_b -randamentul bateriei ; /3.88/
- η_v -randamentul VTC ; /3.88/
- ψ -înlănțuirea magnetică a polilor de excitație ; /2.33/

Toate mărimile cu ' se consideră relative. La p.3.1.2. se indică principalele mărimi la care acestea se raportează.-

1.-Introducere.

Elementele semiconductoare de putere au aproape treizeci de ani de existență. De atunci în acționările electrice au pătruns impetuos și aplicațiile mutatoarelor cu comutație forțată. În 1951 W.Shockley și J.Moll descoperă tiristorul, furnizând elementul de bază în electronica de putere.

Cercetările în domeniul mutatoarelor cu comutație forțată, inițiate încă acum peste treizeci de ani de către R.Tröger și F.Koppelman, au fost reluate cu însemnate succese în toată lumea, după anul 1960.

Între mutatoarele cu comutație forțată, o largă răspândire a primit variatorul de tensiune continuă (VTC)^x dezvoltat în foarte multe variante, după o schemă cu tuburi cu descărcare în gaz /126/, care multă vreme nu a avut o importanță practică.

Explicația faptului că o serie de scheme de mutatoare au rămas pe hîrtie mai bine de douăzeci și cinci de ani, o constituie caracteristica tuburilor cu descărcare în gaz folosite, de a avea timpul de revenire extrem de lung (de ordinul a 500 μ s) ceea ce făcea practic inutilizabile aceste dispozitive electronice în scheme de comutație forțată.

Amploarea pe care au luat-o elementele semiconductoare, s-a reflectat în domeniul electronicii de putere prin apariția tiristoarelor cu timpi de revenire de 10-15 μ s, cu care se pot alcătui scheme de mutatoare cu comutație forțată pe depin convenabile.

În ultimii ani /122,141/, este de notat apariția unor tiristoare specializate, cum este tiristorul conductor invers, care fac mutatoarele cu comutație forțată mai simple și mai ieftine.

În ceea ce privește VTC, a cunoscut o deosebită amploare utilizarea sa în tracțiunea electrică și în acționările electrice.

^x Denumirea este adoptată după prima carte de referință apărută în limba română în acest domeniu /80/ și anume: H.Meyer "Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutație forțată" Edit. tehnică. București. 1970.-

Metoda de modificare a turației mașinilor electrice de c.c. în impulsuri /12,15,16/ a primit prin VTC elementul ideal de comandă a mașinilor electrice de c.c.

Prima realizare /133/, o constituie o locomotivă de manevră alimentată de la baterie, în 1962. De atunci, în puțini ani, s-a ajuns la introducerea VTC în tracțiunea electrică urbană (tramvaie, metrouri, trolleybuse) /5,36,44,69,72,120,122,128,139/, în tracțiunea minieră /47,114/, la resurecția vehiculelor electrice autonome /5,24,52,64,65,86,130,137/, la exploatarea unor noi posibilități în acționările electrice /31/. Prebuie semnalată, ca o consecință directă a impactului VTC cu tracțiunea electrică, utilizarea frânării recuperative în marea majoritate a aplicațiilor concrete /13,14,26,27,28,30,49,122,128,131/.

În literatură nu se întâlnesc elemente suficiente privind aspectele intime ale frânării recuperative cum ar fi calculul energiei recuperate, caracteristicile mecanice de frânare și stabilitatea lor, trecerea mașinilor electrice din regim de motor în regim de frânare recuperativă și invers, etc., explicația fiind că în timpul relativ scurt de când se semnalează utilizarea frânării recuperative, marea majoritate a informațiilor se referă la realizările în sine, aspectele legate de calcul nefiind în general încă date publicității.

Probleme ca cele menționate mai sus nu sînt încă suficient studiate, iar altele, cum ar fi de exemplu însuși principiul frânării recuperative, sînt tratate în multe articole doar la nivel de principiu /47,70/.

Prezenta lucrare își propune să aducă elemente noi în ceea ce privește calculul energetic al frânării recuperative, în ceea ce privește calculul caracteristicilor mecanice de frînare recuperativă și a stabilității sistemului VTC-mașină, cît și în alcătuirea schemelor pentru unele vehicule autonome, prevăzute cu posibilitatea de a frîna recuperativ.

Principalele contribuții originale ale lucrării sînt:

- elaborarea unui model matematic care permite studiul ansamblului mașină de c.c.-VTC la frînarea recuperativă, în mai multe situații, mașină serie sau mașină cu excitație separată și VTC cu comutație indirectă sau VTC cu comutație directă ;
- elaborarea unei metode de calcul a energiei recuperate la frînarea vehiculelor pe baza calculului numeric condus pe calculatorul FELIX C-256 ;

- determinarea caracteristicilor mecanice de frînare pe baza modelului matematic menționat anterior și analiza stabilității prin tratarea ansamblului mașină de c.c.-VTC în planul fazelor;
- baza experimentală pe care s-au făcut verificările calculelor prezentate ;
- realizarea unui VTC cu funcționarea în două cadrane (motor și frînare recuperativă) compus dintr-un număr minimal de elemente semiconductoare de putere, VTC care aplicat la acționarea vehiculelor autonome, este concretizat în două brevete OSIM (73732, 73733/29.05.1978).

Lucrarea conține patru capitole.

În capitolul 2 se sistematizează, după o concepție originală, problemele specifice ale frînării recuperative și se arată caracteristicile actuale ale vehiculelor autonome cu frînare recuperativă.

În capitolul 3 se examinează frînarea recuperativă sub aspect energetic, pentru calculul energiei recuperate atât în timpul proceselor tranzitorii cât și în regim staționar, fiind elaborată o metodică de calcul ce are la bază un model matematic pentru ansamblul mașină de c.c.-VTC.

În capitolul 4 se arată modul de calcul al caracteristicilor mecanice, derivat de fapt din modelul matematic dezvoltat în capitolul precedent. Deasemenea în acest capitol, se analizează câteva probleme de stabilitate prin tratarea funcționării ansamblului mașină-VTC în regim de frînare recuperativă în planul fazelor și examinarea problemelor ce apar la reglarea curentului la frecvență constantă de lucru.

În ultimul capitol se prezintă baza experimentală pe care s-au făcut verificările calculului numeric, un VTC cu funcționare în două cadrane pentru comanda vehiculelor autonome.

La sfârșitul lucrării sînt cuprinse concluziile care se desprind din cercetările efectuate privind frînarea recuperativă cu VTC la mașinile de c.c.

O parte a lucrării a fost elaborată în cadrul cercetării contractuale, pentru Întreprinderea Electromotor din Timișoara, în cadrul unei teme de cercetare ce vizează acționarea electrică a autovehiculelor.

Prin cercetările efectuate lucrarea se înscrie în efortul general de economisire a energiei electrice, venind

în întâmpinarea celor prevăzute în Programul-Directivă de cercetare și dezvoltare în domeniul energiei pe perioada 1981-1990 și orientările principale până în anul 2000 (Scînteia, 24 iulie 1979), la Secțiunea IV.B "... se vor investiga soluțiile tehnice necesare pentru recuperarea energiei la frînare".

La realizarea acestei lucrări, autorul a fost îndrumat cu multă grijă și atenție de conducătorul științific prof.dr.ing.Eugen Seracin, căruia îi aduce expresia unei adînci recunoștințe și ajutat cu observații prețioase de colegii din Catedra de Utilizări și mașini. Tuturora le aduce calde mulțumiri.-

2.-Problemele specifice la frînarea recuperativă
cu mașini de c.c. folosind VTC.

In acest capitol, sînt concentrate elementele de bază ale celor trei elemente (VTC-mașină-sursă) implicate în frînarea recuperativă.

Pentru abordarea problemelor de calcul este necesară precizarea unor elemente din teoria mutatoarelor referitoare la VTC și la comanda lor, cît și unele aspecte particulare legate de regimul de frînare al mașinilor de c.c.

De asemenea este necesară o examinare a sursei de tensiune de la care este alimentată mașina de c.c. în regimul motor, respectiv în care este recuperată energia în regimul de frînare. Aceasta poate fi linia de contact sau, pentru vehiculele autonome, o sursă electrochimică.

2.1.-Elemente de bază privind VTC.

2.1.1.-Principiul de funcționare.-

Schema de principiu a unui VTC este arătată în fig.2.1.a., pentru o configurație de tip serie, privind circulația curentului în circuit. De la o sursă de tensiune U , se alimentează consumatorul cu tensiune variabilă prin intermediul elementului comandabil T . Cînd elementul T este închis, are loc o creștere a curentului în circuitul consumatorului (fig.2.1.b). La blocarea elementului comandabil (T deschis), curentul consumatorului circulă peste dioda de nul D și se amortizează.

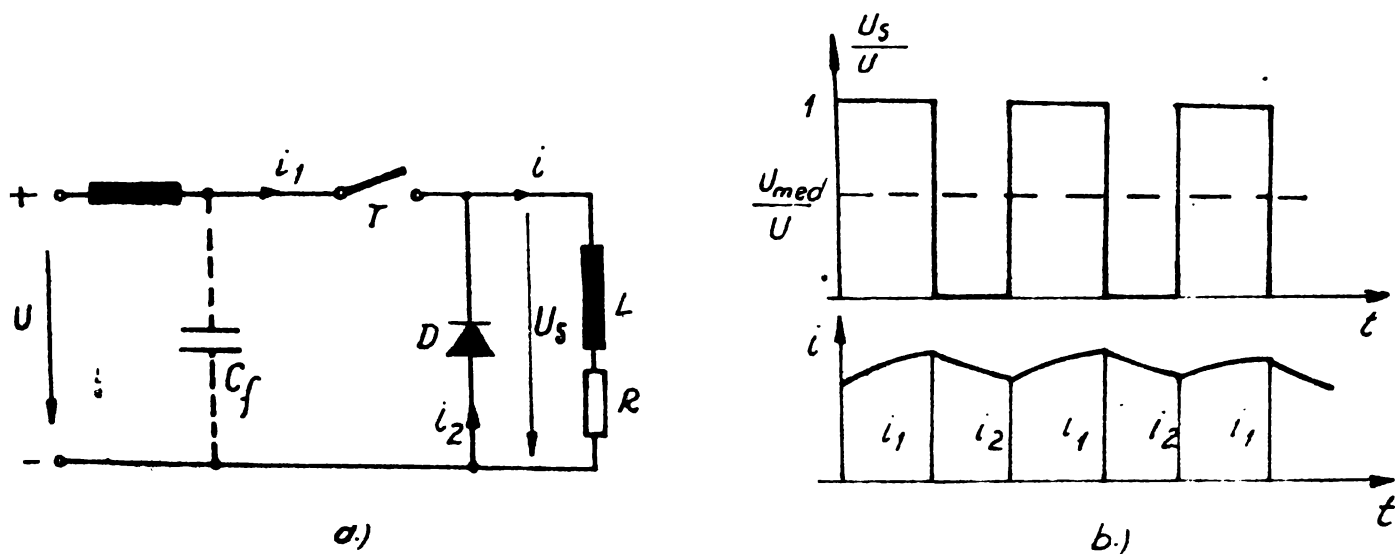


Fig.2.1.-Explicativă pentru principiul de funcționare al VTC.a).-Schema de principiu; b).-Variația curentilor și a tensiunii.-

Consumatorul primește în acest mod, în timp, o tensiune care teoretic pulsează între U și 0 , iar curentul este neîntrerupt numai dacă consumatorul are caracter inductiv. În majoritatea cazurilor, în special la alimentarea mașinilor electrice de c.c., inductivitatea mașinii apare implicit în circuitul de sarcină.

Pentru ca blocarea lui T să nu apară supratensiuni, inductivitatea circuitului serie, sursă, T , D , trebuie să fie de valoare cât mai mică. Problema este de importanță deosebită în tracțiunea electrică, unde inductivitatea liniei de contact este importantă /45,48,132/ și pentru a o compensa este necesar un condensator de filtrare C_F plasat pe vehicul.

La o schemă conform fig.2.1.a., pentru funcționarea normală a VTC, este necesară o sursă de alimentare cu reactanță cât mai mică și un consumator cu caracter inductiv. La acest mod de legare în circuit a VTC tensiunea medie a consumatorului poate fi variată continuu de la aproximativ zero pînă la maximum valoarea tensiunii de alimentare /58,80/.

2.1.2.-Scheme de bază ale VTC.-

Pentru comutația curentului de sarcină de pe sursa de tensiune pe circuitul diodei de nul, se folosește exclusiv un condensator ca acumulator de energie reactivă /51,80/.

În literatură se indică pentru VTC o varietate foarte mare de scheme /9,51,68,69,80,119/, însă se desprinde ca esențială ordonarea lor în scheme cu comutație indirectă și scheme cu comutație directă.

Pentru schemele cu comutație indirectă, schema de bază este prezentată în fig.2.2.a. și caracteristic la acest tip de scheme este faptul că, curentul de sarcină este comutat de pe tiristorul T_1 pe tiristorul de stingere T_2 și de pe acesta pe circuitul diodei de nul. Din această schemă se pot dezvolta o serie întreagă de variante, care la rîndul lor pot fi clasificate după cum urmează /1,9,39/ :

- cu circuitul tiristorului de stingere paralel cu tiristorul principal ;
- cu circuitul tiristorului de stingere paralel cu sursa de alimentare ;
- cu circuitul tiristorului de stingere paralel cu sarcina.

Toate variantele se remarcă însă prin aceea că stingerea tiristorului principal este urmată de intervalul de comutație, a cărui durată depinde de parametrii mașinii acționate (curent, t.em., inductivitate, etc.). Problemele specifice intervalului de comutație se vor arăta la pct.3.2.3.3., atât pentru mașina de c.c. cu excitație serie cât și separată.

Alte clasificări se fac după modul de încărcare a condensatorului de stingere, după numărul de tiristoare, etc. /1, 39, 96/.

Schemele cu comutație directă se caracterizează prin aceea că pentru stingerea tiristorului principal se modifică potențialul catodului sau uneori a anodului, la o valoare la care acesta se blochează, curentul din circuitul mașinii fiind comutat pe circuitul diodei de nul. O schemă caracteristică este prezentată în fig.2.2.b., așa numita schemă "cu stingere pe catod".

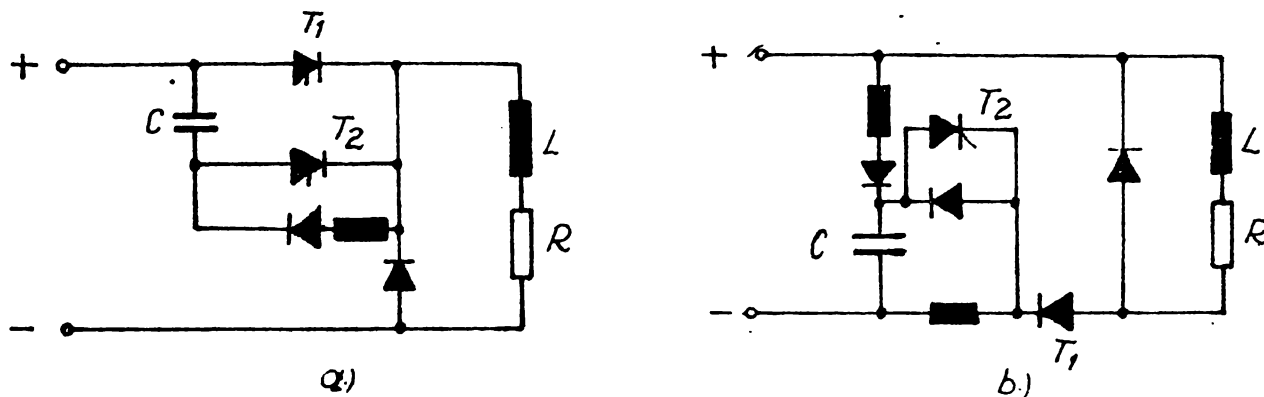


Fig.2.2.-Scheme de bază pentru VTC.

- a).-cu comutație indirectă ;
- b).-cu comutație directă.

Schemele cu comutație directă se mai întâlnesc în literatură și sub numele de scheme cu comutație serie /39/.-

2.1.3.-Analiza modului de lucru pentru schemele VTC utilizate.-

2.1.3.1.-VTC cu comutație directă.-

În fig.2.3. se arată schema de calcul pentru VTC cu comutație directă "cu stingere pe catod".

La început tiristoarele T_1 și T_2 se consideră blocate și $U_c = 0$. Are loc procesul de încărcare a condensatorului

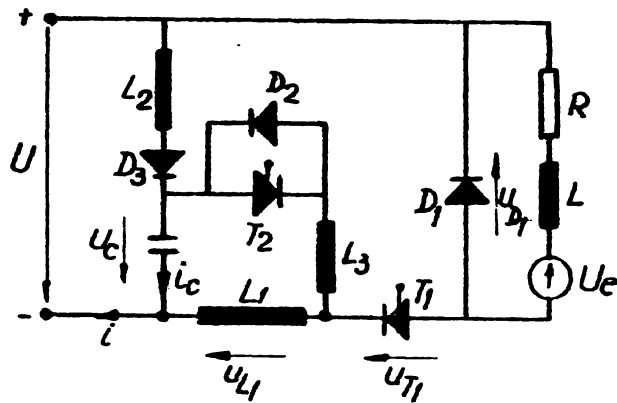


Fig.2.3.-Explicativă pentru modul de lucru al VTC cu comutație directă.-

după legea:

$$u_c = U(1 - \cos \omega_1 t) \quad /2.1/$$

cu $\omega_2 = 1/\sqrt{L_2 C}$. După o semiperioadă condensatorul se încarcă la de două ori tensiunea de alimentare și rămîne încărcat astfel, deoarece dioda D_3 împiedică descărcarea condensatorului peste sursa de alimentare. Prin aprinderea tiristorului T_1 , are loc circulația curentului prin sarcină și prin inductivitatea de stingere L_1 . Pentru blocarea lui T_1 este aprins T_2 (fig.2.4). Cum $L_3 \ll L_1$, prin aprinderea lui T_2 condensatorul încărcat este pus în paralel cu inductivitatea L_1 , tensiunea pe sarcină (sau pe dioda de nul) devine nulă și începe comutarea curentului de sarcină de pe T_1 pe D_1 și deasemenea comutarea curentului inductivității L_1 pe tiristorul T_2 . Procesele de comutare se descriu în continuare.

La $t=t_1$ este aprins T_2 și tensiunea pe sarcină devine nulă. D_1 intră în conducție și în intervalul $t_2 - t_1$ precum curentul lui T_1 (acesta rămîne în conducție pînă la $t=t_2$).

Condensatorul se descarcă prin sursă, T_2 , L_3 , T_1 , D_1 .

Scriind echilibrul tensiunilor:

$$U = -L_3 \frac{di_c}{dt} + u_c \quad /2.2/$$

cu condiția inițială $U_{co} = U_c(t=t_1)$, se obține din /2.2/:

$$u_c = (U + U_{co}) \cos \omega_3 (t - t_1) - U \quad /2.3/$$

unde:

$$\omega_3 = 1/\sqrt{L_3 C} \quad \text{și}$$

$$i_c = C \frac{duc}{dt} = -\omega_3 C (U + u_{co}) \sin \omega_3 (t-t_1) \quad /2.4/$$

In acest interval inductivitatea L_1 are la terminale aplicată tensiunea U (considerînd toate ventilele ideale) și deci curentul prin ea crește liniar:

$$i_{L_1} = \frac{U}{L_1} (t-t_1) + i_{T_1} \quad /2.5/$$

La $t=t_2$, cînd $i_{T_1} = 0$, se obține $i_{L_1} = i_c$ și pe baza acestei egalități între curenți se ajunge la durata acestui interval:

$$t_2 - t_1 = \frac{-i_{T_1}}{\frac{U_{co} + U}{L_3} + \frac{U}{L_1}} \quad /2.6/$$

Impunînd $t_2 - t_1 > 0$, se deduce că numai pentru:

$$-u_{co} \cdot \frac{L_1}{L_3 + L_1} > U \quad /2.7/$$

poate avea loc comutarea curentului. Din condiția:

$$L_3 = \frac{U_{co} - U}{\left| \frac{di}{dt} \right|_{adm.}} \quad /2.8/$$

se poate determina inductivitatea L_3 . La realizarea efectivă a VTC este posibil ca inductivitatea L_3 să nu existe, rolul ei și respectiv valoarea sa mică (cîtiva μH) se pot obține cu însăși firele de legătură. De aceea în fig.2.2.b. inductivitatea L_3 nici nu este figurată.

In intervalul următor, tiristorul T_1 este blocat și procesele din circuitul de stingere sînt independente de cele din circuitul de sarcină. In circuitul oscilant, compus din C , L_1 , L_3 , se obține cu condițiile inițiale $u_{co} = u_c(t=t_2)$ și $i_{co} = i_c(t=t_2)$

$$u_c = \frac{U_{co}}{\cos \alpha} \cdot \cos[\omega_{13}(t-t_1) - \alpha] \quad /2.9/$$

$$i_c = -\omega_{13} \cdot \frac{U_{co}}{\sin \alpha} \cdot \sin[\omega_{13}(t-t_2) - \alpha] \quad /2.10/$$

unde :

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{i_{co}}{\omega_{13} \cdot C \cdot u_{co}} ; \quad \omega_{13} = \frac{1}{\sqrt{C(L_1 + L_3)}}$$

În acest interval de timp tensiunea pe tiristorul T_1 :

$$U_{T_1} = U - u_{L_1} \quad /2.11/$$

La $t=t_3$ este îndeplinită condiția de deschidere a diodei D_3 , adică $U + u_c \geq 0$.

Condițiile inițiale în acest interval sînt:

$$u_c(t=t_3) = U ; \quad i_{co} = i_c(t=t_3)$$

Se obține:

$$u_c = -U \frac{L_2}{L_1 + L_2 + L_3} \left\{ \frac{1}{\cos\beta} \cdot \cos [\omega_I(t-t_3) - \beta] + \frac{L_1 + L_3}{L_2} \right\} \quad /2.12/$$

$$i_c = \omega_I^2 \cdot C \cdot U \frac{L_2}{L_1 + L_2 + L_3} \frac{1}{\cos\beta} \sin [\omega_I(t-t_3) - \beta] \quad /2.13/$$

$$i_{L_1} = \frac{U}{L_1 + L_3} \cdot \frac{L_2}{L_1 + L_2 + L_3} \left[\frac{1}{\omega_I \cdot \cos\beta} \sin(\omega_I(t-t_3) - \beta) + \frac{L_1 + L_3}{L_2} (t-t_3) + \frac{i_{co}}{-U} \frac{(L_1 + L_3)^2}{L_2} \right] \quad /2.14/$$

$$i_{L_2} = i_{L_1} - i_c \quad /2.15/$$

unde:

$$\operatorname{tg}\beta = \frac{i_{co}}{\omega_I \cdot C \cdot U \left[\frac{\omega_2^2}{\omega_I^2} - 1 \right]}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{CL_2}} ; \quad \omega_I^2 = \omega_2^2 + \omega_{13}^2$$

401.120
202 F

Procesul se termină la anularea curentului prin inductivitatea de stingere L_1 ; ($t=t_4$). Durata de conducție trebuie limitată superior pentru a se permite desfășurarea proceselor t_1-t_4 .

În continuare mai are loc doar încărcarea condensatorului prin inductivitatea L_2 . Cu $u_{co} = U_c(t=t_4)$ și $i_{co} = i_c(t=t_4)$, se obține:

$$u_c = \frac{u_{co} + U}{\cos \varphi} \cdot \cos(\omega_2(t-t_4) - \varphi) - U \quad /2.16/$$

unde:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{i_{co}}{\omega_2 \cdot C(u_{co} + U)}$$

Încărcarea se încheie la $t=t_5$, când $i_c = 0$.

Toate procesele studiate sînt arătate pentru schema cu comutație directă în fig.2.4.

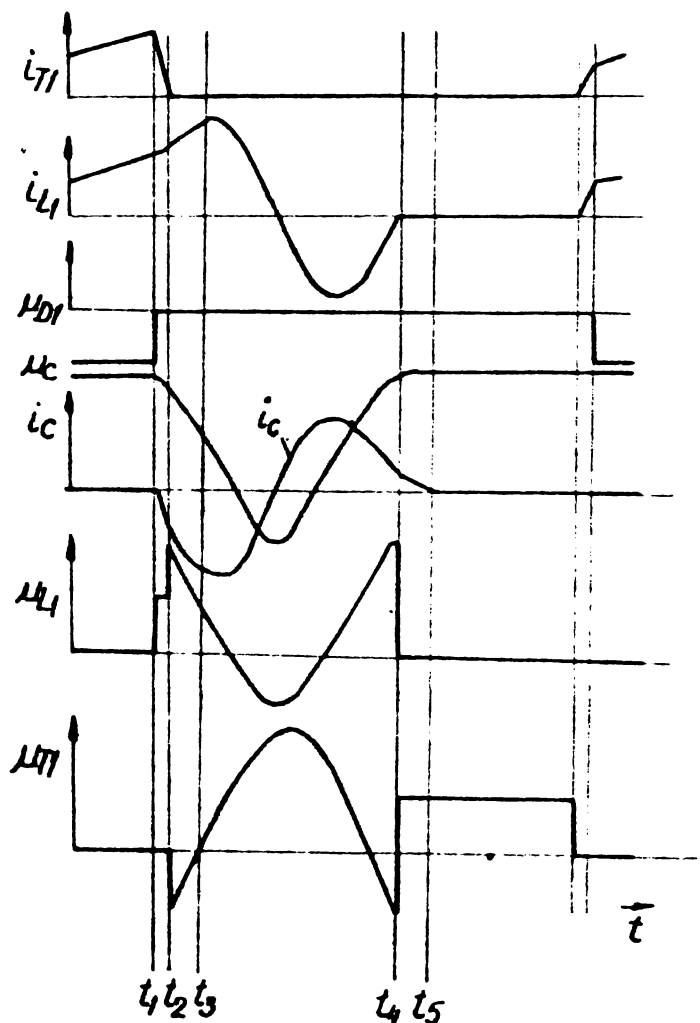


Fig.2.4.-Variația în timp a curenților și tensiunilor pentru VTC cu comutație directă cu extinderea intervalului t_4-t_3 pt. urmărirea procesului oscilant din circuitul de stingere.-

Cum toate elementele din circuit au fost considerate ca ideale, energia condensatorului ar crește la fiecare ciclu în intervalul $t_5 - t_4$. În realitate pierderile în elementele circuitului limitează valoarea maximă a tensiunii pe condensator.

2.1.3.2.-VTC cu comutație indirectă.-

În fig.2.5. se arată schema de calcul pentru VTC cu comutație indirectă. Ca și pentru schema cu comutație directă, în schema de calcul au fost incluse inductivitățile L_2, L_3 , care în mod normal (dacă nu se iau precauții speciale privind viteza de variație a curenților), se realizează prin însăși conexiunile făcute. De asemenea se consideră bobina de reîncărcare a condensatorului, cu pierderi, concretizată în schemă prin inductivitatea fără pierderi L_1 și rezistența R_1 .

Pentru analiza proceselor condensatorul este pregătit pentru stingere, fiind încărcat cu o tensiune de sens invers celei din fig.2.5. Prin aprinderea tiristorului T_2 la $t=t_1$, are loc procesul de stingere a tiristorului T_1 care asigură circulația curentului prin sarcină. Acest proces este mai complicat în cazul VTC cu comutație indirectă și are loc în mai multe etape.

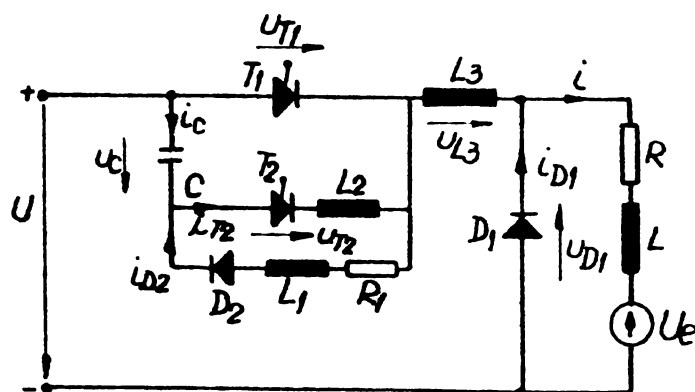


Fig.2.5.-Explicativă pentru modul de lucru a VTC cu comutare indirectă.-

În primul interval $t_2 - t_1$ (fig.2.6) are loc comutarea curentului de sarcină de pe tiristorul T_1 pe tiristorul T_2 . Relațiile de mai jos se scriu în circuitul închis C, T_1, L_2, T_2 , cu :

$$\omega_2 = 1/\sqrt{CL_2}$$

$$u_c = U_{co} \cdot \cos(\omega_2(t-t_1)) \quad /2.17/$$

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} \quad /2.18/$$

$$i_{T_1} = i - i_c \quad /2.19/$$

La $t=t_2$ are loc anularea curentului prin tiristorul T_1 . În continuare are loc comutarea curentului de pe tiristorul de stingere T_2 pe dioda de nul D_1 (comutație indirectă datorită tiristorului de stingere T_2). Următorul interval se termină când tensiunea pe sarcină devine nulă (se deschide dioda de nul D_1).

Relațiile următoare se scriu pe circuitul sursă, C, T_1 , L_2, L_3 , sarcină, cu $U_{co} = u_c(t=t_2)$, $i_{co} = i_c(t=t_2)$

$$-u_{D_1} = U - (u_c + u_{L_2} + u_{L_3}) \quad /2.20/$$

Din relația /2.20/ se obțin relațiile ce descriu variația tensiunii și respectiv a curentului prin condensator, sub forma:

$$u_c = U - U_e + (U - U_e - u_{co}) \cdot e^{-\delta(t-t_2)} \cdot \frac{\sin(\omega(t-t_2) - \rho)}{\sin \rho} \quad /2.21/$$

$$i_c = \delta C (U - U_e - U_{co}) \cdot e^{-\delta(t-t_2)} \cdot \sin \frac{(\omega(t-t_2) - \rho - \gamma)}{\sin \rho \cdot \sin \gamma} \quad /2.22/$$

unde:

$$\operatorname{tg} \rho = \frac{\omega C (U - U_e - u_{co})}{i_{co} - \delta C (U - U_e - u_{co})} ; \quad \delta = \frac{R}{2(L + L_2 + L_3)}$$

$$\omega_o^2 = \frac{1}{C(L + L_2 + L_3)} ; \quad \omega^2 = \omega_o^2 - \delta^2 ; \quad \operatorname{tg} \gamma = \frac{\delta}{\omega}$$

La $t=t_3$ este îndeplinită condiția de deschidere a diodei de nul ($u_{D_1} = 0$) și începe comutarea curentului de sarcină pe dioda de nul. Datorită inductivităților L_2 și L_3 condensatorul se încarcă cu o tensiune mai mare ca cea a sursei de alimentare. Se scrie cu condițiile inițiale $u_{co} = u_c(t=t_3)$ și $i_{co} = i_c(t=t_3)$:

$$i_{D_1} = i - i_c \quad /2.23/$$

$$u_c = \frac{u_{co} - U}{\sin \varphi} \cdot \sin(\omega_{23}(t-t_3) + \varphi) + U \quad /2.24/$$

$$i_c = \omega_{23} \cdot C \frac{u_{co} - U}{\sin \varphi} \cos(\omega_{12}(t-t_3) + \varphi) \quad /2.25/$$

unde:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega_{23} \cdot C(u_{co} - U)}{i_{co}} \quad ; \quad \omega_{23}^2 = \frac{1}{C(L_2 + L_3)}$$

Acest interval se încheie la $t=t_4$ când $i_c = 0$ și tiristorul de stingere T_2 se stinge.

O importanță deosebită la această schemă are și reîncărcarea condensatorului ce se desfășoară pe circuitul C, T_1, L_1, D_2 , dar care este precedată de o descărcare a condensatorului (încărcat peste tensiunea sursei de alimentare) prin sursă, dioda D_1 în conducție R_1, L_1 și dioda D_2 polarizată direct.

Se obține cu $u_{co} = u_c(t=t_4)$:

$$u_c = (u_{co} - U) \frac{e^{-\delta_1(t-t_4)}}{\cos \varphi} \cos(\omega_3(t-t_4) - \varphi) + U \quad /2.26/$$

unde:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\delta_1}{\omega_3} \quad ; \quad \delta_1 = \frac{R_1}{2(L_3 + L_1)} \quad ; \quad \omega_{13}^2 = \frac{1}{C(L_3 + L_1)}$$

$$\omega_3^2 = \omega_{31}^2 - \delta_1^2$$

Descărcarea condensatorului este încheiată la $t=t_5$ cu $i_c = 0$, ce atrage blocarea diodei D_2 . Această posibilitate de descărcare a condensatorului este marele dezavantaj al schemei de comutație indirectă, deoarece $u_c(t=t_5)$ este tensiunea ce stă la dispoziție pentru viitoarea stingere. Îmbunătățirea performanțelor schemei se face înlocuind dioda D_2 cu un tiristor /58,80/, astfel capacitatea de stingere a schemei este îmbunătățită, dar crește prețul VTC.

Toate procesele studiate pentru schema cu comutație indirectă sînt arătate în fig.2.6.

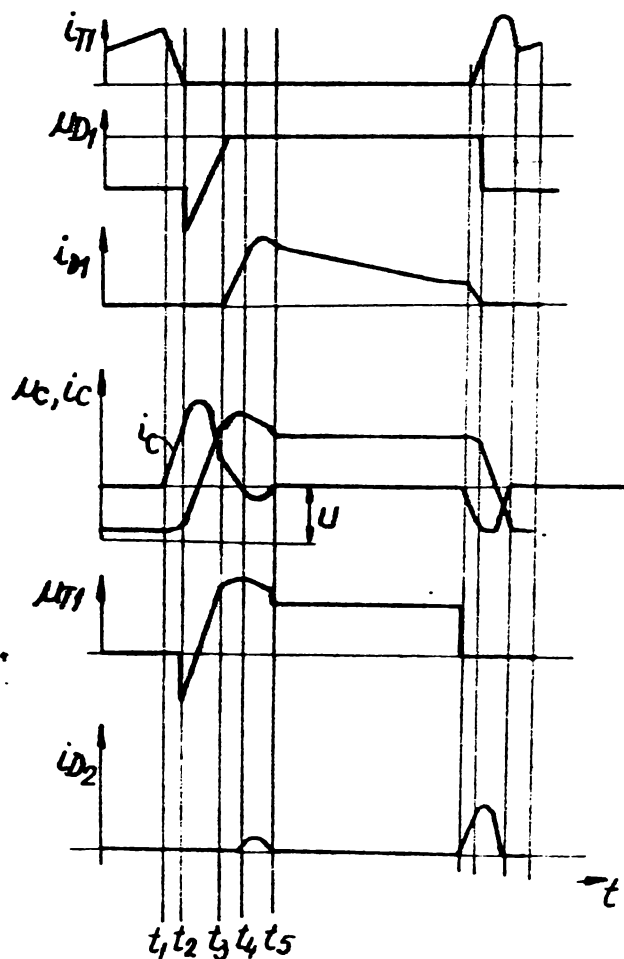


Fig.2.6.-Variația în timp a curenților și tensiunilor pentru VTC cu comutație indirectă.-

2.1.4.-Metode de comandă.-

Pentru a putea exploata judicios facilitățile ce le oferă VTC pentru alimentarea mașinilor electrice de c.c., este importantă realizarea unei scheme de comandă cu elemente specializate pentru comanda procesului și pentru protecția elementelor semiconductoare din VTC. În cele ce urmează se examinează principiile după care se alcătuiesc schemele de comandă pe baza unor metode consacrate în literatură /1,51,80/, din elemente specializate, și nu se insistă decît la pct.5.1. și 5.3. asupra protecțiilor, întrucît acestea sînt strict legate de aplicația concretă.

2.1.4.1.-Comanda în tensiune.-

Această metodă de comandă se bazează pe modificarea duratei relative de conducție, definită ca:

$$a = \frac{t_I}{T} \quad /2.27/$$

ceea ce înseamnă modificarea valorii medii a tensiunii pe sarcină. Există două posibilități:

- Comanda la frecvență constantă, la care modificarea lui "a" se face prin modificarea continuă a lui t_I , adică a întârzierii impulsului de stingere față de cel de aprindere. Este modul de comandă cu o răspîndire deosebită la aplicațiile în tracțiunea electrică la linia de contact, avînd în vedere că frecvența fiind constantă, filtrul (fig.2.1.a) se poate realiza relativ avantajos pentru această frecvență /36,44,48,139/ ;
- Comanda la frecvență variabilă, la care modificarea lui "a" se face prin modificarea continuă a perioadei de lucru a VTC, la t_I constant. Este modul de comandă cu o răspîndire relativ largă la aplicațiile de început (VTC cu un singur tiristor), fiind folosit cu succese notabile de firma B.E.C. /69,75/.

Principiul cel mai des utilizat pentru comanda în tensiune este principiul "comparației" /136/ între două tensiuni, una liniar variabilă și una continuă (fig.2.7).

Tensiunea continuă este proporțională cu valoarea medie a tensiunii prescrise și la coincidența sa cu tensiunea liniar variabilă, are loc stingerea sau aprinderea tiristorului principal (depinde de logica folosită). Tensiunea liniar variabilă are frecvență constantă și egală cu frecvența de lucru a VTC.

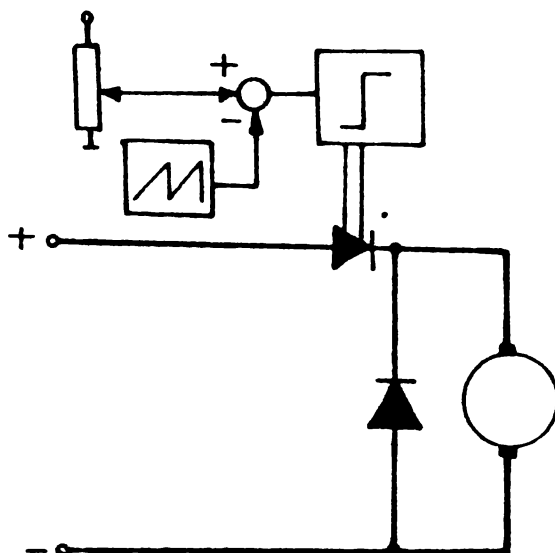


Fig.2.7.-Schema de principiu pt.comanda în tensiune.

2.1.4.2.-Comanda cu reglarea curentului.-

Această metodă, numită și reglarea bipozițională a curentului, este bazată pe principiul "tot sau nimic" sau pe principiul "mai mult sau mai puțin" /113/, larg răspândite la sistemele automate neliniare de tip releu.

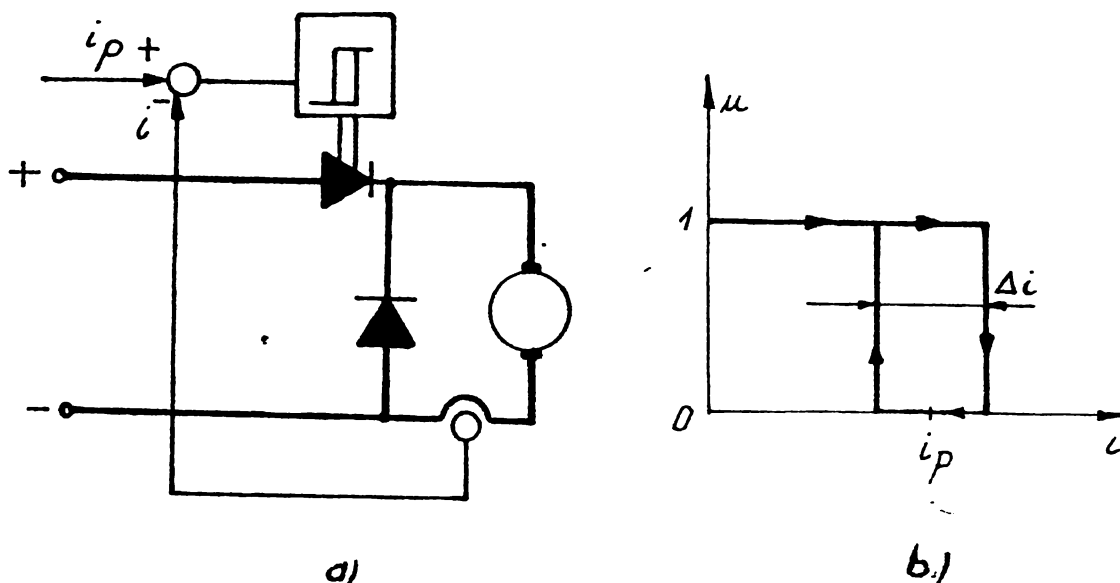


Fig.2.8.-a).-Schema principială pentru reglarea bipozițională a curentului ; b).-Histereza regulatorului.-

Schema principială pentru reglarea curentului este arătată în fig.2.8. Valoarea reală a curentului se compară cu cea prescrisă i_p . Histereza regulatorului determină variația curentului Δi , între două limite (reglare bipozițională a curentului).

La această metodă de comandă durata relativă de conducție /2.27/ se modifică pe baza schimbării simultane a duratei de conducție și perioadei. Legea de variație a lui "a" și a perioadei (parametrii comenzii) sînt experimentate în /99, 100/ și particularizate pentru regimul de frînare la p.3.2.3.1. și 3.2.4.1.

O problemă importantă la acest tip de comandă este alegerea histerezei regulatorului Δi în legătură cu variația admisă a vitezei mașinii de c.c. Pentru mașina de c.c. cu excitație separată, problema a fost rezolvată în /100/, iar pentru mașina serie se arată în continuare.

Rezolvînd ecuația mișcării în condițiile ipotezelor simplificatoare de la p.3.1.1. și considerînd mașina serie nesaturată (ipoteză ce conferă un caracter acoperitor

rezultatelor), se obține, trecînd la diferențe finite), pentru variația relativă a vitezei (fig.2.9.) :

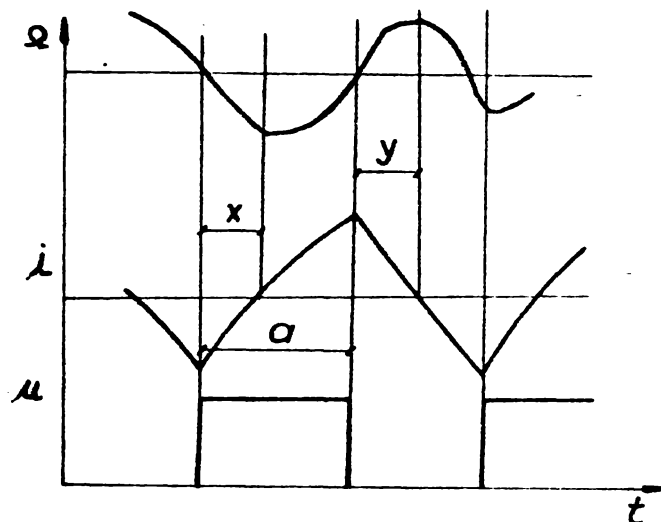


Fig.2.9.-Explicativă pentru calculul variației vitezei.-

$$\frac{\Omega_{\max.} - \Omega_{\min.}}{\Omega_N} = \frac{\tau}{T_m} \left[\int_x^a i_1 dt + \int_0^y i_2 dt - i_p^2 (a-x+y) \right] \quad /2.28/$$

unde:

$$x = \ln \frac{1 - U'_e - i'_p + \Delta i' / 2}{1 - e' - i'_p} \quad ; \quad y = \ln \frac{U'_e + i'_p + \Delta i' / 2}{U'_e + i'_p}$$

$$a = \ln \frac{1 - U'_e - i'_p + \Delta i' / 2}{1 - U'_e - i'_p - \Delta i' / 2} \quad ; \quad T_m = \frac{J \Omega_N}{M_N}$$

Funcțiile ce descriu curenții i_1 și i_2 se deduc la pct.3.2. Relația /2.28/ arată că variația vitezei depinde de valoarea curentului prescris, de histereza regulatorului și de raportul în care se află constanta de timp electrică cu cea electromecanică. Această formă a constantei de timp este mai adecvată întrucît nu se operează cu caracteristici limită /16/.

Pentru studiul influențelor mărimilor de mai sus asupra variației vitezei, s-a întocmit un algoritm de calcul și câteva rezultate se prezintă în tabelul nr.2.1.-

Tabelul nr.2.1.-

i'_p	$\Delta i'$	$\frac{\zeta}{T_m}$	$\frac{\Omega_{max.} - \Omega_{min.}}{\Omega_N}$
0.05	0.002	0.2	$0.10853 \cdot 10^{-7}$
0.05	0.003	0.2	$0.14668 \cdot 10^{-7}$
0.05	0.004	0.2	$0.17689 \cdot 10^{-7}$
0.05	0.005	0.2	$0.20119 \cdot 10^{-7}$
0.05	0.01	0.2	$0.30579 \cdot 10^{-7}$
0.05	0.015	0.2	$0.56967 \cdot 10^{-7}$
0.05	0.02	0.2	$0.12452 \cdot 10^{-6}$
0.05	0.025	0.2	$0.25820 \cdot 10^{-6}$
0.05	0.03	0.2	$0.48279 \cdot 10^{-6}$
0.05	0.035	0.2	$0.82274 \cdot 10^{-6}$
0.05	0.04	0.2	$0.13022 \cdot 10^{-5}$
0.05	0.045	0.2	$0.19452 \cdot 10^{-5}$
0.05	0.05	0.2	$0.27755 \cdot 10^{-5}$
0.05	0.1	0.2	$0.26453 \cdot 10^{-4}$

Se constată că $\Delta i'$ poate fi ales de ordinul 0,01 - 0,05 asigurînd o variație neglijabilă a vitezei la un raport ζ/T_m relativ mare. Valorile histerezei $\Delta i'$ astfel alese, conduc la frecvențe mici de lucru și deci la pierderi scăzute în elementele semiconductoare ale VTC ca și în /51,80,100/.

2.1.4.3.-Comanda cu reglarea curentului la frecvența constantă.-

În situația prezentată mai sus, se modifică mult frecvența de lucru a VTC, ceea ce pune probleme deosebite la aplicațiile VTC în tracțiunea urbană. Se semnalează chiar un interesant fenomen de instabilitate datorat reglării bipoziționale a curentului la linia de contact /141/. De aceea în aplicațiile la linia de contact se folosește o metodă mixtă de comandă, care este bazată atît pe elemente proprii comenzii în tensiune cît și pe elemente specifice comenzii cu reglarea curentului. În figura nr.2.10., se prezintă schema de principiu.

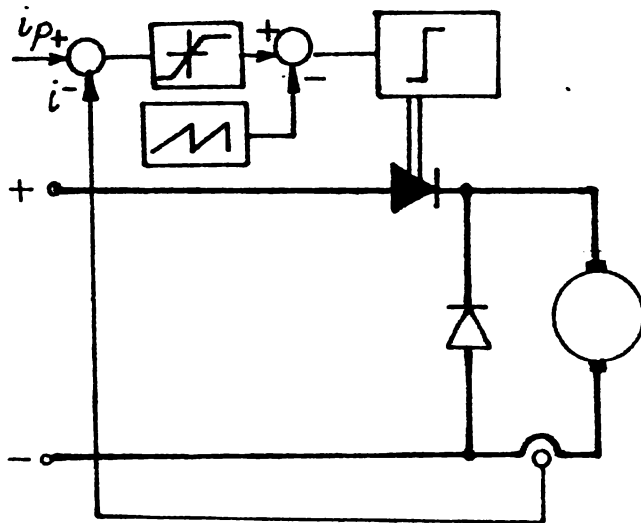


Fig.2.10.-Schema de principiu pentru comanda cu reglarea curentului la frecvență constantă.-

Diferența între curentul prescris și cel real nu acționează direct asupra regulatorului ca în cazul reglării bipoziționale ci este limitată mai întâi de un element limitator și după aceea comparată cu o tensiune liniar variabilă. Pe baza elementului limitator este posibilă menținerea diferenței amintite sub o valoare limită. Fiind posibilă funcționarea cu o anumită abatere, există anumite condiții pentru alegerea pantei tensiunii liniar variabile pentru asigurarea stabilității /74/.

2.2.-Principiul frânării recuperative cu VFC.-

Pe baza celor arătate la p.2.1.1., VFC cu elementele sale componente, este utilizat adesea într-o configurație de tip paralel, ca în fig.2.11.

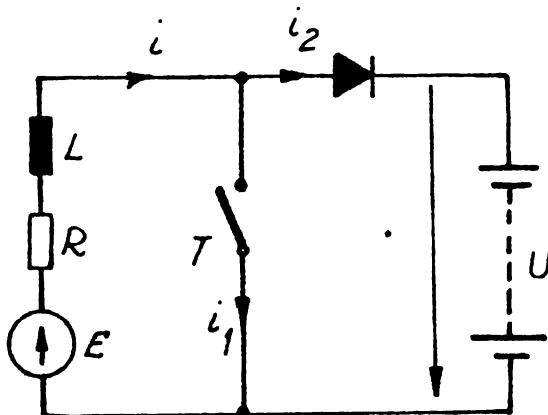


Fig.2.11.-Explicativă pentru principiul frânării recuperative cu VFC.-

În acest caz, ca și funcționare nu există nici o diferență față de cele arătate, dar în acest mod este posibilă funcționarea la o tensiune mai mică decât cea a sursei în care se trimite energie /67,84/. O altă deosebire importantă este aceea că în această configurație elementele circuitului joacă un rol foarte important, după cum se va vedea examinând funcționarea schemei:

La închiderea lui T, sursa de t.em. este pusă în scurt circuit și curentul crește cu constanta de timp determinată de elementele circuitului. La deschiderea lui T, curentul este comutat pe baterie și scade cu constanta de timp respectivă. Trimiterea de energie electrică în baterie se face în intervalul de timp în care dioda D este în conducție. Cum sursa de t.em. este mașina electrică de tracțiune în regim de frînare, se poate vorbi de frînare recuperativă. Într-adevăr, energia mecanică preluată prin frînare este convertită în energie electromagnetică în mașină și la deschiderea diodei, o parte din ea este trimisă în baterie.

În acest proces, inductivitatea mașinii joacă un rol foarte important, fiind acumulator de energie; ea se încarcă cu energie magnetică la creșterea curentului (T închis) și se descarcă la scăderea lui (T deschis). De aceea pentru studiul procesului de frînare recuperativă, elementele circuitului sursei de t.em. (în particular mașina de tracțiune), joacă un rol deosebit și nu pot fi în nici un caz neglijate, cum se neglijează impedanța sursei la tratarea VTC într-o configurație de tip serie.

2.3.-Elemente specifice privind mașinile de c.c. în scheme de acționare cu VTC.-

2.3.1.-Analiza critică a regimului de frînare la mașinile de c.c. în scheme clasice.-

Pe baza principiului reversibilității enunțat de Lenz în 1834, mașinile electrice în general pot funcționa atât în regim de motor cât și ca generator, în funcție de sensul fluxului de energie stabilit /25/.

În particular, mașinile electrice de c.c. pot funcționa în regim de frînă, chiar cu recuperare de energie /15,16/ în esență regimul de frînare constând din cuplu electromagnetic de sens opus turației mașinii electrice. Pentru mașina de c.c. cu excitație separată, metodele uzuale de frînare sînt:

- frînarea cu recuperare ;
- frînarea în contracurent ;
- frînarea reostatică.

Frînarea prin recuperare se caracterizează prin faptul că t.em. indusă devine mai mare ca tensiunea sursei și ca urmare sensul curentului (și deci al cuplului) se inversează. Metoda reprezintă nete avantaje economice, dar ea nu poate fi aplicată în regim staționar decât la turații mai mari decât turația de mers în gol, în cazul tensiunii de alimentare nominale. Frînarea cu recuperare la turații mai mici decât turația de mers în gol este posibilă în regim tranzitoriu, prin modificarea tensiunii de alimentare ca în cazul grupului WARD-LEONARD.

Frînarea în contracurent este o metodă disipativă caracterizată prin aceea că în motor și reostat se transformă în căldură atât energia cinetică a maselor în mișcare cât și energia electrică preluată de la sursă. Trecerea la frînare se realizează prin schimbarea sensului tensiunii la borne, ceea ce determină însumarea t.em. cu tensiunea de alimentare. Rezultă un efect de frînare foarte pronunțat și dezavantajul că sensul de rotație se poate inversa dacă mașina nu se deconectează. Acest aspect, cât și solicitarea termică a mașinii fac ca metoda să nu își găsească aplicații deosebite în tracțiune.

Frînarea reostatică se realizează prin deconectarea mașinii de la rețea și conectarea ei prin reostat. Mașina lucrează ca un generator. Efectul de frînare este proporțional cu turația mașinii. Cu această metodă se întâmpină greutăți la frînarea la turații mici, dar metoda se aplică la frînarea mecanismelor de translație și în tracțiune, evident cu pierdere de energie.

Pentru mașina cu excitație serie, care își găsește o largă aplicabilitate în tracțiunea electrică, se folosesc în general aceleași metode de frînare /109/ :

Frînarea cu recuperare în scheme cu mașini cu excitație serie nu este realizabilă decât cu dificultăți mari, legate de trecerea punctului de funcționare din cadranul I (funcționare în regim de motor) în cadranul II (funcționare în regim de frână), în sistemul de coordonate $n=f(i, M(F))$. Totuși există unele scheme care au fost realizate /109/, ca și posibilitatea de a folosi alimentarea prin redresoare comandate.

Frînarea în contracurent este relativ puțin importantă și cele arătate mai sus pentru mașina cu excitație separată sînt valabile și în acest caz.

Frînarea reostatică se utilizează în aplicațiile cu mașini serie în două variante:

a).-Prin folosirea mașinii în regim de generator autoexcitat, mașina fiind deconectată de sursă și legată peste un reostat. Posibilitatea excitării apare numai dacă sensul curentului în circuitul de excitație rămîne același și dacă rezistența de sarcină este mai mică decît rezistența critică de excitație. La o rezistență de sarcină mare, mașina nu se excită și la borne se poate măsura doar tensiunea de remanență de 1-2V (Fig.2.12).

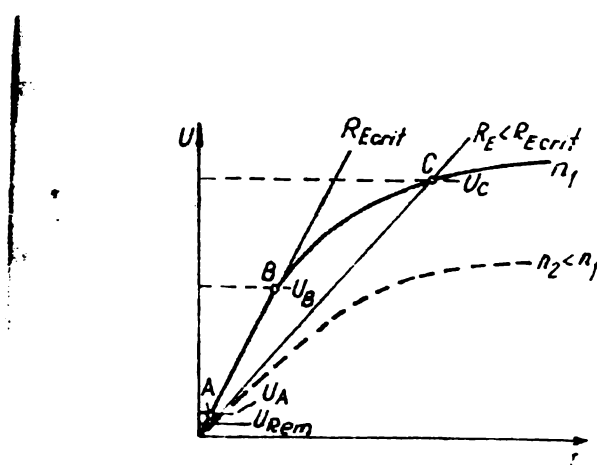


Fig.2.12.-Stabilirea punctului de funcționare la frînare reostatică.-

Funcționarea mașinii este nestabilă pentru o rezistență de sarcină egală cu R_{Ecrit} , dar devine stabilă la o valoare R_E mai mică.

b).-Folosirea mașinii în regim de generator excitat de la o sursă separată (baterii de acumulatori).-

Din scurta analiză critică a metodelor de frînare folosite la mașina de curent continuu (cu excitație serie și separată), rezultă că nu există o metodă corespunzătoare de a asigura frînare cu recuperare, pentru mașina cu excitație separată, la turații sub cea de mers în gol, la tensiune nominală sau chiar la tensiune de borne constantă, iar pentru mașina cu excitație serie frînarea cu recuperare este practic irealizabilă cu mijloace convenționale, motiv pentru care în unele cărți de specialitate nici nu este amintită, de ex./15,16/.

Este deci o calitate deosebită a frînării cu VFC la mașina de curent continuu, aceea de a resuscita problema recuperării energiei pe baze noi, atât pentru mașina de excitație

separată, cât și pentru mașina serie și de a oferi o nouă posibilitate pentru frînarea de serviciu a mecanismelor cu mișcare de translație în general.

2.3.2.-Particularități la funcționarea mașinilor de c.c. împreună cu VTC.

2.3.2.1.-Mașina de c.c. cu excitație serie.-

Această mașină utilizată frecvent în tracțiune, are o singură problemă delicată în exploatare, colectorul, care trebuie menținut în cele mai bune condiții, în situații adesea dificile (praf, apă, zăpadă, etc.), cu atât mai mult cu cât mașinile de tracțiune moderne sînt de turație mare și de tensiune ridicată.

Alimentarea mașinii serie prin intermediul VTC este facilitată de inductivitatea relativ mare a circuitului mașinii. Pentru a utiliza corespunzător mașinile, acestea se realizează cu miezul polilor tolat. De menționat că pentru a admite variații mari ale curentului, fluxul polilor de comutație trebuie să fie perfect în fază cu curentul, ceea ce înseamnă execuție tolată și pentru polii auxiliari.

Mașinile cu fier masiv utilizate cu VTC, necesită în circuit bobine de netezire, pentru a aplatiza forma de variație a curentului prin mașină și a micșora astfel pierderile în fier.

În ceea ce privește VTC și în special schemele cu comutație indirectă, mașina serie are avantajul că la curenți mici de sarcină, scade și t.em., în condițiile alimentării cu tensiune variabilă, și astfel procesele legate de încărcarea condensatorului prin mașină, decurg corespunzător /58/.

Funcționarea împreună cu VTC, duce la pierderi suplimentare în mașină. După cele arătate în /33,34,58/, fără bobina de netezire, se poate conta pe o creștere a pierderilor în fier de 10-15%.

Valoarea efectivă a curentului la o formă de variație aproximată triunghiulară (fig.2.1.b), este:

$$I = \sqrt{i_{\text{med.}}^2 + \frac{\Delta i^2}{12}} \quad /2.29/$$

Considerînd o bobină de netezire dimensionată pentru a permite o variație a curentului de $500 I_N/s$ (valoare permisă la mașini tolalte) și un timp de conducție minim de $t_{c_{min.}} = 500 \mu s$ (valoare obișnuită la frecvența de 200-400 Hz), se obține:

$$\frac{\Delta i}{i_N} = \frac{500}{s} t_{c_{min.}} = 0,25 \quad /2.30/$$

La un curent mediu prin mașină, egal cu cel nominal, se obține:

$$\frac{I}{I_N} = \sqrt{1 + \frac{0,0625}{12}} \cong 1,0025 \quad /2.31/$$

În acest caz deci, pierderile ohmice cresc doar cu 0,5%, față de funcționarea la curent continuu.

2.3.2.2.-Mașina de c.c. cu excitație separată.-

Folosirea acestei mașini în scheme cu VTC implică scheme complexe pentru comandă simultană și corelată a circuitului indusului și a excitației pentru a obține suplețea necesară pentru tracțiune. Componenta alternativă a curentului din excitație trebuie să fie cât mai redusă, pe măsură ce fluxul mașinii scade, deoarece t.em. modulată de curentul din excitație, produce la rîndul ei modularea curentului din indus, care, deformat datorită acestei t.em., produce pierderi suplimentare. În plus, se semnalează bătăi /31/, în special la pornire, datorită interferențelor frecvențelor de lucru a VTC din indus și din excitație.

În ceea ce privește VTC și în special schemele cu comutație indirectă, mașina cu excitație separată are o influență deosebită asupra încărcării condensatorului de stingere. Aceasta se datorește inductivității mici ce o prezintă mașina cu excitație separată, t.em. la mers în gol și de aceea posibilității apariției curentului întrerupt la sarcini mici. În aceste situații la VTC cu comutație indirectă, este mult îngreunată încărcarea condensatorului prin mașină și deci procesul de stingere.

Pentru mașinile cu excitație separată se recomandă modificări în schemele de forță a VTC cu comutație indirectă, cum ar fi așa numita diodă de accelerare /1, 80/.

În /58/ se determină valori limită privind încărcarea condensatorului pentru VTC cu comutație indirectă ce alimen-

-tează o mașină cu excitație separată. În cazul depășirii acestor valori limită, este necesară modificarea schemei VTC.

Pentru motivele expuse, se recomandă o bobină de netezire și în cazul mașinii cu excitație separată, eventual de valoare mai mare decât pentru o mașină serie de aceeași putere.

2.3.2.3.-Mașina cu magneti permanenți.-

Această mașină este deja utilizată în scopuri de tracțiune pentru vehicule de viteză redusă.

Cum fluxul la această mașină este constant, comanda lor se face doar pe indus. În prezent astfel de mașini se realizează pînă la puteri de cca.200 Kw, cu o stabilitate remarcabilă în funcționare, comutație foarte bună și randament excelent /31/.

Pentru a se păstra fluxul constant, aceste mașini se realizează constructiv cu polul mai lung decât polul bobinat echivalent. Aceasta înseamnă că mașinile cu magneti permanenți au raportul lungimea indusului pe diametru, mai mare, deci la putere egală au inerție mai mică decât cele convenționale.

Problema cea mai stringentă la acest tip de mașină o reprezintă încă prețul deosebit de ridicat al magnetilor permanenți.

2.3.3.-Probleme specifice ale mașinii de c.c. cu excitație serie, în scheme de frînare recuperativă.-

2.3.3.1.-Regimul de scurt circuit al mașinii de c.c. cu excitație serie.-

Mașina de c.c. cu excitație serie a fost folosită în unele aplicații ca generator în cadrul acționărilor cu grupe de mașini /59/. Cum curentul de sarcină este și curent de excitație, apar probleme de aceeași natură ca cele prezentate la frînarea reostatică, în fig.2.12. Mașina de c.c. cu excitație serie în regim de generator, poate fi considerată ca o sursă de tensiune cu rezistență neliniară negativă cu un domeniu de instabilitate (zona AB a caracteristicii în fig.2.12).

Legarea în scurt circuit a mașinii de c.c. cu excitație serie ce are loc prin închiderea lui T (fig.2.11), este de o importanță deosebită pentru amorsarea procesului de auto-

-excitare a mașinii, cât și pentru studiul procesului de comutație. Pentru a scrie ecuația diferențială este valabilă schema echivalentă din fig.2.13., care respectă configurația mașinii.

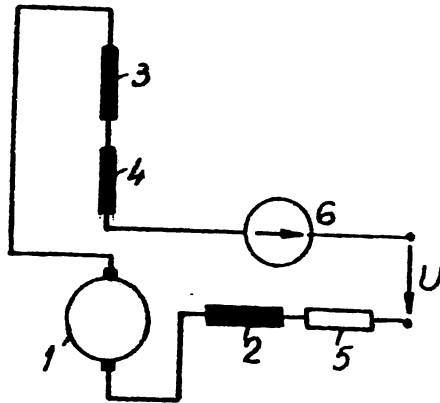


Fig.2.13.-Schema echivalentă a unei mașini de c.c. serie.

- 1.-înfășurarea indusului; 2.-înfășurarea de excitație; 3.-înfășurarea de compensație; 4.-înfășurarea polilor auxiliari;
- 5.-rezistența totală; 6.-căderea de tensiune la perii.-

Inductivitatea rotorului, a polilor auxiliari și a înfășurării de compensație poate fi considerată constantă și de valoare relativ mică, datorită întrefierului relativ mare în axa neutră. Întrefierul cîmpului de excitație fiind mic, inductivitatea polilor principali este dependentă de curent.

Se poate scrie:

$$U + U_p = U_e - R_i - L \frac{di}{dt} - \frac{d\psi}{dt} \quad /2.32/$$

unde:

$U_e = K \cdot \psi \cdot \Omega$ este t.em.

ψ - înlămțuirea magnetică a polilor de excitație;

L - inductivitatea comună a rotorului, a polilor auxiliari și a înfășurării de compensație;

U_p - tensiunea la perii.

La închiderea lui T are loc regimul de scurt circuit și se obține:

$$U_p + U_T = U_e - R_i - L \frac{di}{dt} - \frac{d\psi}{dt} \quad /2.33/$$

unde: U_T - căderea de tensiune pe tiristorul în conducție.

Mașina se poate autoexcita numai dacă există o înlănțuire remanentă Ψ_0 care să producă o t.em. ce respectă condiția:

$$U_e > U_p + U_T$$

Relația /2.33/ nu este rezolvabilă analitic datorită dependențelor neliniare $U_p=f(i)$; $U_T=f(i)$ și $\Psi=f(i)$.

Proprietățile mașinii în acest regim nu pot fi studiate nici experimental datorită curenților deosebit de mari care pot apare. Singura posibilitate este legată de utilizarea calculatoarelor numerice sau analogice /59/.

Simularea regimului de scurt circuit pe calculatorul analogic și unele încercări /72,93/, arată că adesea la turații pînă la turația nominală, valoarea t.em. de remanență nu poate îndeplini condiția și autoexcitarea nu se produce. Problema este complicată în plus prin faptul că, comanda tiristorului T (reprezentat idealizat în fig.2.11) se face cu impulsuri de aprindere /1,16/ de durată scurtă, iar pe durata impulsului curentul nu atinge valoarea curentului dinamic de menținere i_H și tiristorul nu se deschide. Din acest motiv schemele de frînare recuperativă cu VTC trebuie realizate astfel, ca și la turații joase, t.em. să fie suficientă pentru a asigura autoexcitarea și atingerea curentului de menținere al tiristorului la terminarea impulsului său de aprindere.

2.3.3.2.-Scheme pentru asigurarea autoexcitării mașinii de c.c. serie.

2.3.3.2.1.-Excitarea cu înfășurare suplimentară.

Cea mai simplă posibilitate este excitarea parțială a mașinii cu o a doua înfășurare de excitație. Există însă dezavantajul că la funcționarea normală a VTC, înfășurarea suplimentară se induce o tensiune datorită variației fluxului în înfășurarea principală a excitației, proporțională cu raportul de transformare al înfășurărilor. În aceste condiții înfășurarea suplimentară trebuie să aibă un număr de spire nu prea mare pentru ca în ea să nu apară prin inducție tensiuni nepermis de mari. O astfel de înfășurare cu un număr de spire mai mic trebuie alimentată cu un curent important pentru ca să fie atinsă valoarea necesară a excitației. Autoexcitarea în acest mod este de fapt proprie, în afara unor mașini de c.c. serie de construcție specială, mașinilor cu excitație mixtă.

2.3.3.2.2.-Excitarea cu o sursă suplimentară de tensiune.

Corespunzător fig.2.14.a., este posibilă excita-
rea cu o sursă suplimentară de tensiune U_s , prin dioda 2. Când
procesul de excitare este amorsat și curentul în circuitul mași-
nii atinge valori normale, căderea de tensiune pe înfășurarea de
excitație devine mai mare ca tensiunea sursei U_s și sursa auxili-
ară este deconectată pentru că se blochează dioda 2. În locul
sursei de tensiune se poate folosi și excitarea în șoc prin des-
cărcarea unui condensator peste înfășurarea de excitație.

2.3.3.2.3.-Excitarea de la sursa de tensiune.

Potrivit schemei din fig.2.14.b., se conectează o
rezistență R de la înfășurarea de excitație spre baterie, care
asigură astfel la aprinderea tiristorului T_1 un curent mai mare
decît cel de menținere și în același timp excitarea mașinii.

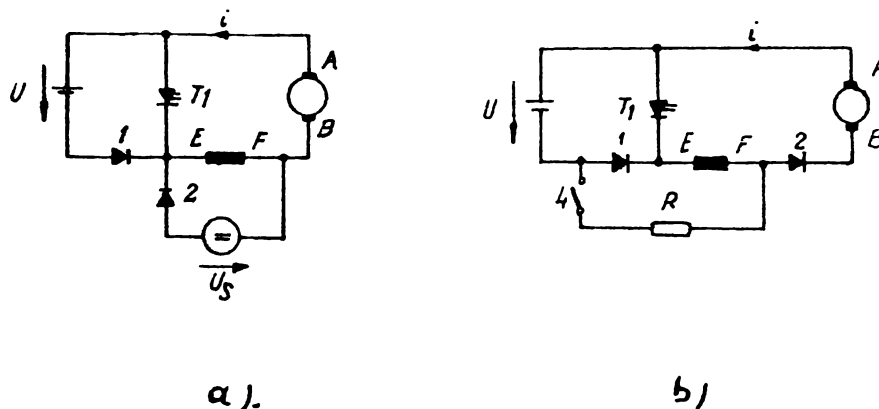


Fig.2.14.-Excitarea mașinii serie la frînare.

- a).-de la o sursă suplimentară ;
b).-de la sursa de tensiune.

Dioda 2 împiedică un curent prin rotor și
rezistența R . Condensatorul de stingere (care nu este figurat)
se încarcă tot prin R , înainte aprinderii tiristorului T_1 .

Autoexcitarea apare deja la 10% din turația
nominală la o dimensionare corectă a rezistenței.

După amorsarea procesului de frînare, rezis-
tența poate fi deconectată sau, dacă are o valoare mare, poate
fi păstrată în circuit.

2.3.3.4.-Problema frînării recuperative la linia de contact.-

Linia de contact este alimentată de la rețeaua de curent alternativ prin intermediul redresoarelor din substații. Aceste redresoare sînt alcătuite în general pe baza elementelor necomandabile (diode cu siliciu), care nu permit circulația energiei electrice decît într-un singur sens, de la rețeaua de curent alternativ la linia de contact. În aceste condiții, energia recuperată trebuie preluată de celelalte vehicule din apropiere.

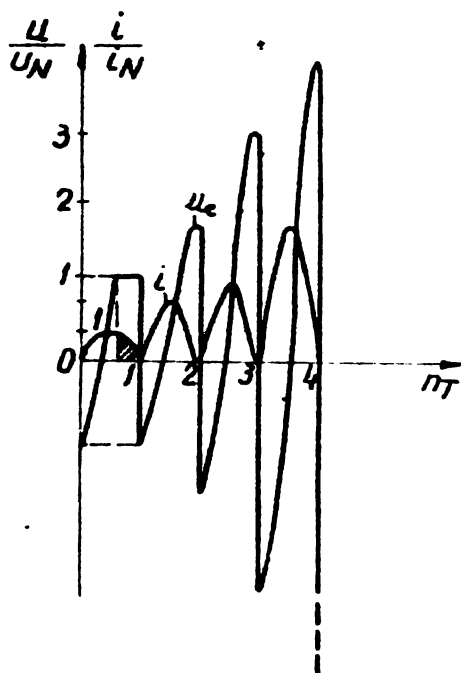
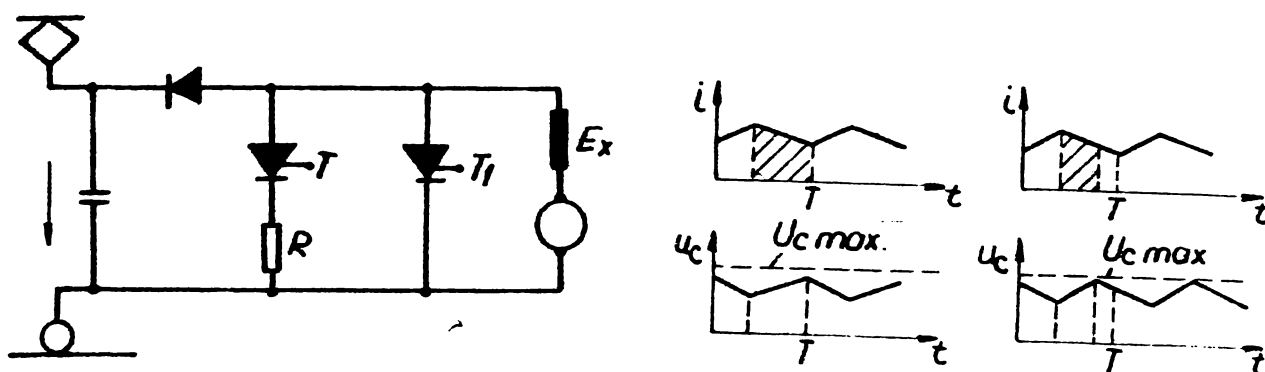


Fig.2.15.-Variația tensiunii condensatorului de stingere și a curentului mașinii la întreruperea legăturii cu linia de contact în timpul frînării (pe abscisă numărul de perioade).-

Probleme deosebite pot apare dacă pe tronsonul de linie nu se află nici un vehicul sau dacă dintr-o cauză anumită se întrerupe legătura între cuplatorul de curent și linia de contact, în timpul frînării recuperative.

Astfel, după cum se arată în fig.2.15., energia furnizată de mașină nu este trimisă în linia de contact, ci se acumulează în condensatorul de stingere, cu consecințe deosebit de grave prin solicitările la tensiuni de cîteva ori mai mari decît normal pentru condensatorul de stingere, filtrul de la intrare sau chiar în unele cazuri, pentru linia de contact. Această situație trebuie în orice caz evitată. O posibilitate de evitare o constituie disiparea parțială a energiei recuperabile în căldură pe rezistențe /30,131/, prin folosirea frînei mixte recuperativ-reostatice,

ca în fig.2.16. Rezistența de frînare este conectată în paralel cu VTC și este introdusă în circuit cu tiristorul T. Cît timp tensiunea pe condensatorul filtrului (la linia de contact) nu a depășit o valoare impusă $U_{max.}$, se frînează recuperativ. Dacă tensiunea crește peste această valoare, ceea ce arată că energia



a) b.)
 Fig. 2.16. - Schema principială a unei frâne mixte recuperativ-reostatice (a) și variația curentului recuperat (hașurat) în corelație cu tensiunea pe condensator (b).

recuperată nu poate fi integral "primită", se conectează rezistența R . De menționat că tiristorul T nu are nevoie de circuit de stingere, fiind stins prin aprinderea tiristorului principal al VTC. Se desprinde concluzia că, în general, la funcționarea la linia de contact, nu toată energia disponibilă poate fi preluată de aceasta și că este utilă folosirea unei scheme ca cea prezentată, care trimite în linia de contact doar atîta energie cîtă poate fi "acceptată".

2.4. - Analiza unor surse de tensiune pentru vehicule autonome.

Pentru vehiculele electrice autonome, sursa de tensiune este de o deosebită importanță, pentru asigurarea unei autonomii cît mai mari.

Realizările de pînă acum s-au bazat pe acumulatorul cu plumb, dar performanțele acestuia sînt relativ modeste /22, 108/.

În cele ce urmează se analizează cauzele ce determină limitarea performanțelor surselor electrochimice și, pe baza studierii comparative a unor surse electrochimice deja clasice cît și a unor surse relativ noi, apărute în urma tehnicii spațiale, se preconizează sursa electrochimică cu cele mai mari șanse pentru vehiculele electrice autonome ale viitorului.

2.4.1.-Aspecte limitative pentru performantele surselor electrochimice.-

Există o serie de limitări în energie și puterea furnizată la sursele electrochimice. Acestea se deduc pe baza legilor echilibrului electrochimic și a cineticii electrochimice.

Deasemenea există limitări tehnologice.

2.4.1.1.-Limitarea datorită echilibrului electrochimic.-

Sursa electrochimică produce reacții de oxido-reducere la cei doi electrozi. Fenomenul de trecere a metalului în soluția electrolit (oxidare) este însoțit și limitat în același timp, de fenomenul invers de trecerea ionului în stare metalică (reducere).

După Nernst /22/, potențialul anodului în raport cu electrolitul se exprimă:

$$E = E_0 + \frac{RT}{nF} \log C_n^+ \quad /2.35/$$

unde:

R - constanta gazelor perfecte ;

T - temperatura în °K ;

n - valența ionului;

F - numărul lui Faraday ;

C_n^{+-} - concentrația (activitatea) ionilor pozitivi de valență n ;

E_0 - tensiunea normală pentru concentrație (activitate) unitară.-

O expresie de același tip este obținută pentru celălalt electrod. În circuit deschis t.em. a sursei este diferența între potențialul catodului și anodului.

Dacă nu au loc fenomene suplimentare datorită curentului, energia specifică teoretică a sursei, în care o masă activă M_a eliberează o cantitate de electricitate q, are expresia, pe baza legii lui Faraday:

$$W_0 = \frac{W_{th}}{M_a} = \frac{qV_0}{M_a} = \frac{nF}{\sum k_i \cdot m_i} \cdot V_0 \quad /J/Gr/ \quad /2.36/$$

unde:

m_i - masa moleculară a constituenților ;

k_i - coeficienții stoechiometrici în ecuația
de echilibru ;
 v_0 - t.em.

Pentru sistemul considerat, este imposibilă obținerea unei energii specifice superioare celei potrivit relației /2.36/.

2.4.1.2.-Limitarea datorită efectelor cinetice.-

Energia specifică teoretică poate fi atinsă doar la debitarea unui curent foarte mic într-un timp foarte lung. La densități de curent și puteri apreciabile, diferența de potențial între electrozi scade datorită fenomenelor de polarizare și căderilor ohmice. Apariția unei t.em. de polarizare are la bază trei mecanisme /8/ :

- transferul sarcinilor ;
- difuziunea ;
- variația concentrației electrolitului.

Polarizarea de transfer este datorată unui fenomen de ireversibilitate la electrozi.

Echilibrul unui electrod care nu debitează este statistic. T.em. de polarizare prin transfer e_t acționează ca un dezechilibru asupra sistemului prin diminuarea energiei de activare pe care particulele trebuie să o atingă și să o depășească pentru a trece în soluție și prin creșterea într-o proporție diferențiată a energiei de activare pe care trebuie să o atingă pentru ajungerea ionilor pe electrod (sau invers după polaritate).

Pe baza statisticii se pot evalua numărul sarcinilor schimbate în unitatea de timp și deci curentul rezultat:

$$I = I_0 \left[e^{\frac{nF}{RT} \alpha e_t} - e^{-\frac{nF}{RT} (1-\alpha) e_t} \right] \quad 0 < \alpha < 1 \quad /2.37/$$

unde:

I_0 = curentul de schimb corespunzător echilibrului statistic.

Polaritatea de difuzie: este datorată mobilității limitate a ionilor în soluție. Dacă sursa este încărcată considerabil, electrodul absoarbe (sau trimite) un număr mare de ioni în unitatea de timp

și sărăcirea (sau acumularea) ionilor în vecinătatea acestui electrod nu este compensată de difuziunea rapidă a celor din soluție. Acest efect inertial se traduce printr-o t.em. de polarizare e_d , de forma:

$$e_d = \frac{RT}{nF} \sum k_i \frac{C_i^H}{C_i} \quad /2.38/$$

unde:

C_i^H - concentrația soluției la suprafața electrodului;
și C_i în soluție.

Polarizarea de concentrație este datorată variației medii a concentrației datorită îmbogățirii sau sărăcirii electrolitului în ioni pentru un curent dat, în timp ce efectul precedent se datorează heterogenității concentrațiilor. T.em. de polarizare e_c se exprimă după aceeași relație /2.38/, cu mențiunea că C_i^H are semnificația concentrației pentru curentul total iar C_i concentrație la curent nul.

Căderea de tensiune ohmică în electrolit este practic liniară, cu abateri datorate variației rezistivității, datorită variației concentrației în funcție de curent. Se obține tensiunea la bornele sursei sub forma:

$$U = U_0 - (e_t + e_d + e_c) - ri \quad /2.39/$$

2.4.1.3.-Limitări tehnologice.-

Dacă se are în vedere o sursă determinată și prin M_a și M_e se notează masele totale ale materiilor active și a electrolitului, ținând cont că nu se utilizează decât fracțiuni datorită structurii fizice, diluării, etc. și că P este masa accesoriilor, energia specifică devine:

$$W_s = \frac{M'_a + M'_e}{M_a + M_e + P} \cdot W_0 = \eta_m \cdot W_0 \quad /2.40/$$

La considerarea unui regim de descărcare caracterizat printr-un curent anumit, randamentul materiilor active η_m , scade, ca de altfel și tensiunea debitată, ca urmare a celor arătate mai sus. Puterea specifică se definește pentru un curent debitat I, ca:

$$P = \frac{P}{M} = \frac{U \cdot i}{M} \quad /2.41/$$

Pentru a dezvolta o putere specifică cît mai mare este necesar ca intensitatea curentului permis să fie cît mai mare. Acest lucru se realizează acționînd asupra suprafeței electrozilor și a densității de curent admise de ei. Efectul fizic este acela de a putea face să intre în reacție în unitatea de timp o masă cît mai mare de materie activă, pentru a obține o putere specifică cît mai mare.

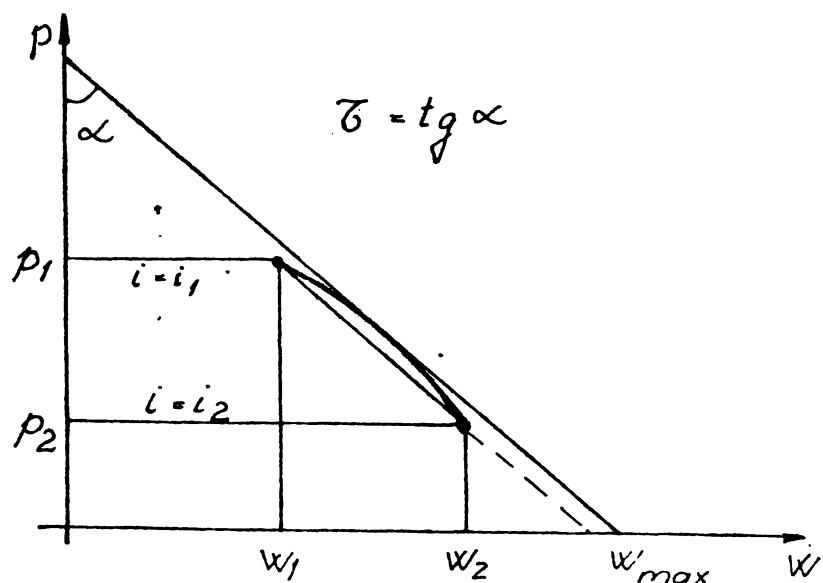


Fig.2.17.-Caracteristica de putere și aproximarea ei.-

Pe baza relațiilor/2.40/ și /2.41/ se poate obține ecuația caracteristicii de putere a sursei electrochimice sub formă parametrică (parametru curentul i). In fig:2.17 se arată o astfel de metodă. Este posibilă într-un punct de funcționare medie înlocuirea curbei cu tangenta sa, care se exprimă:

$$W_{\max.} = W + p\tau \quad /2.42/$$

O altă posibilitate o constituie înlocuirea curbei cu coarda, ceea ce înseamnă cunoașterea a două perechi de valori (w, p). Constanta τ este dată de tangenta unghiului format între caracteristica de putere și verticală și dă o indicație asupra aptitudinii sursei de a emite energie față de puterea cerută. Cu cît τ este mai mic cu atît se cedază energie mai puțină la o anumită putere cerută de la sursă.-

2.4.2.-Caracteristicile principalelor surse electrochimice.

In tabelul nr.2.2. se prezintă performanțele a șase surse electrochimice soco ite ca reprezentative /24/ :

Tabelul nr.2.2.-

Tipul sursei electrochimice.-	Capacit. specif. (Ah/kg)	t.em. (V)	W _s cūplu (Wh/kg)	W _s (Wh/Kg)	W _s regim 5h (Wh/kg)	W _s regim 1h (Wh/kg)	γ/h/
Pb - PbO ₂ (acumulator cu plumb).-	83,45	2,04	170	48,7	42,6	30	0,6
Ni - Zn	188,2	1,73	325	77	72,5	67,5	0,1
O ₂ - Zn (aer-zinc)	539,3	1,64	884	143	105	75	0,55
O ₂ - H ₂ (pilă de combustie).-	2978	1,23	3663	223	147	83	1,18
Zn - Cl ₂	393,3	2,12	834	167	152	109	0,55
Na - S	377,5	1,92	725	182	174	142	0,3

Acumulatorul cu plumb este cel mai răspândit, fiind utilizat în practică de zeci de ani. Energia sa specifică este mică pentru că elementele active au masă mare. Randamentul materiilor active (din care face parte electrolitul sulfat de plumb) reduce energia specifică la o treime față de valoarea teoretică a energiei specifice. Ameliorarea performanțelor sale nu se poate obține decât printr-o utilizare mai bună a materiilor active și prin obținerea de noi structuri de electrozi cu materie divizată foarte fin. Scăderea randamentului în sarcină este ameliorabilă prin creerea unor electrozi mai poroși. Este posibilă după /24/, obținerea unor acumuloare cu plumb cu energia masică de cca.53 Wh/Kg, în regim de descărcare de 5 ore, de cca.48 Wh/Kg în regim de descărcare de o oră. Chiar și cu aceste succese, folosirea acumulatorului cu

plumb, pentru aplicații de tracțiune, este puțin atrăgătoare.

Acumulatorul Nickel-Zinc are energia masică de două ori mai mare decât a celui cu plumb. Randamentul materiilor active este mai bun (60% față de 40% la Pb). Deasemenea pierderile suplimentare datorită sarcinii (polarizare, scăderea randamentului în sarcină) sînt mici. Caracteristica este aproape verticală, ceea ce înseamnă că energia disponibilă depinde puțin de regimul ales și că creșterea puterii specifice nu are loc în detrimentul energiei specifice.

Acumulatorul Ni-Zn nu este industrializat deoarece nu este pus la punct electrodul de zinc durabil în timp. Deși este net superior acumulatorului Ni-Cd, nu pare a avea viitor în tracțiune, datorită energiei specifice totuși scăzute și a costului ridicat al Nickelului.

Sursa aer-zinc este mai aproape de o pilă de combustie decât de un acumulator. Materia activă, zincul (fig.2.18) este vehiculată

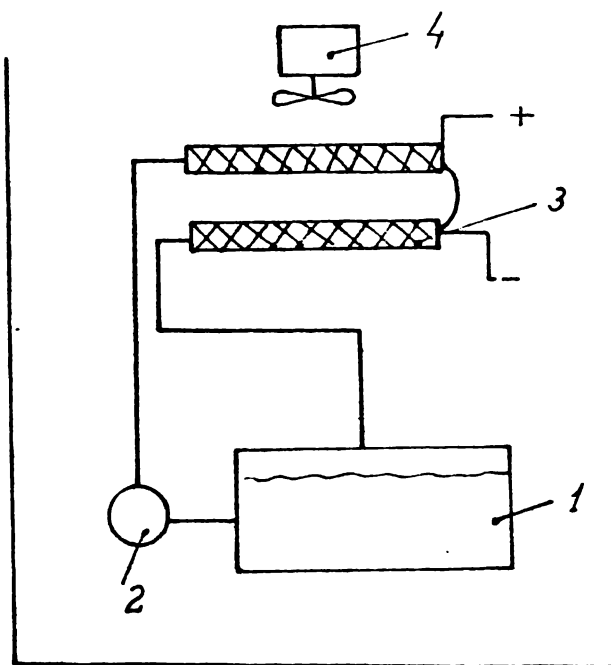


Fig.2.18.-Schema principială a sursei aer-zinc.

- 1.-rezervor; 2.-pompă; 3.-generator;
- 4.-ventilator.-

de o soluție de potasă și reacționează cu oxigenul din aer în camere de reacție. Sistemul are energia specifică ridicată (495 Wh/kg), dar randamentul mediu (42,54) în sarcină. Se poate obține energia specifică de 105 Wh/kg în regim de descărcare de 5 ore și 75 Wh/kg în regim de o oră. Panta caracteristicii de putere este comparabilă cu cea a acumulatorului cu plumb. În prezent această sursă se află în fază de laborator. iar durata de

viață a electrozilor depășește limitele impuse pentru aplicațiile legate de vehicule electrice.

Acest sistem nu folosește decât produse relativ ieftine și pare a fi competitiv sub aspect economic cu acumulatorul cu plumb. Este posibilă deasemenea o reîncărcare cvasi instantanee (cîteva minute) prin schimbarea soluției. Poate avea loc și o regenerare, ca în cazul acumulatorilor obișnuite, cu o durată de cîteva ore.

Pila de combustie hidrogen-oxigen /24/. Cuplul celor două elemente ușoare are o energie specifică teoretică mare (3663 Wh/kg). Electrolitul și anexele (rezervoare, pompe, etc.) coboară energia disponibilă foarte mult, astfel că se obține cca. 150 Wh/kg în regim de 5 ore și 80 Wh/kg în regim de o oră. De menționat că efectul polarizării este mai important decît la toate sursele examinate.

Deasemenea pila de combustie hidrogen-oxigen este una din sursele cele mai complexe utilizînd catalizatorii, în general foarte costisitori (platină) pentru a oxida convenabil hidrogenul.

Sursa Zinc-Clor utilizează un cuplu cu o energie specifică apropiată de sursa aer-zinc. Randamentul materiilor active este ridicat și se ajunge la valori de 150 Wh/kg, în regim de descărcare în 5 ore și de 100 Wh/kg în regim de descărcare de o oră. Caracteristica de putere este asemănătoare cu cea a generatorului aer-zinc. Sursa Zinc-Clor este cea mai bună din cele enumerate, dar implică constrîngerii severe. Cum este vorba de un circuit închis, în care clorul este înmagazinat sub formă de hidrat ($\text{Cl}_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$), solid la 0°C , într-un recipient, în timpul descărcării electrolitului (soluție de ZnCl_2) încălzește hidratul și eliberează clor care este trimis în camerele de reacție, unde se combină cu Zn. Clorura de zinc produsă este evacuată cu electrolitul. Reîncărcarea permite descompunerea clorurii și reconstituirea hidratului. Sistemul este complex, necesitînd rezervoare, pompe, un schimbător de căldură, etc. Trebuie realizat foarte etanș, datorită corozivității clorului. În prezent sistemul, experimentat cu succes în special în SUA, are unele probleme de fiabilitate nerezolvate, datorate agresivității clorului și a acțiunii sale asupra duratei de viață a electrozilor.

Cu toate că materiile active sînt ieftine și la îndemînă, sistemul este relativ scump, datorită complexității sale.

Acumulatorul Sodiu-Sulf are calități deosebite. Datorită elementelor cuplului relativ ușoare, energia masică teoretică atinge 725 Wh/kg. În practică se poate conta pe o valoare reală de 180 Wh/kg, datorită randamentului mediocru al materiilor active. La acest acumulator efectele polarizării sînt neglijabile, în practică conținînd doar rezistența electrolitului.

Electrolitul este solid (alumină) cu conductivitate ionică. Dezavantajul, că funcționarea este posibilă doar la temperatură relativ ridicată (300°C).

În prezent acest acumulator este încă în stadiu de laborator, cercetările întreprîndu-se în special spre evitarea coroziunii recipientilor de către materiile active și spre găsirea unei tehnologii de fabricație cît mai ieftine.

2.4.3.-O sursă probabilă pentru vehicule acționate electric.-

În cele prezentate nu s-a făcut o ierarhizare a surselor electrochimice ci, precizarea cauzelor care determină reducerea performanțelor lor cît și constrîngerile tehnologice.

Pentru vehicule electrice autonome, acumulatorul cu plumb și chiar nickel-zinc au greutate mare, ceea ce nu exclude folosirea lor, în special datorită prețului relativ coborît al acestor acumuloare.

Pragul energiei masice pentru un vehicul autonom este de dorit să fie cel puțin 100 Wh/kg /43,45/. În domeniul 100-200 Wh/kg, sursa aer-zinc cu circulație este singura care poate să aspire la o utilizare largă pe baza producerii pe scară industrială. Avantajele sale sînt: simplitate, preț relativ redus, caracteristică extrem de favorabilă (puterea și energia livrată sînt practic independente).

2.5.-Unele realizări pe plan mondial privind frînarea recuperativă.-

În privința vehiculelor alimentate de la linia de contact, există realizări cunoscute în literatură /26,36,44,128,132,139,141/, în deosebi cu referire la transportul urban dar și în tracțiunea feroviară /27,95/.

În domeniul tracțiunii miniere în c.c. realizările

notabile sînt cele din URSS și RFG /13,47,94/. De menționat că locomotivele de manevră realizate la firma SIEMENS erau prevăzute cu frînare recuperativă deja în anii 60/133/.

În ceea ce privește vehiculele autonome, față de extrema amploare a cercetarilor și a prototipurilor realizate în multe țări, pe baza consultării unor materiale studiate (prospecte, reclamă, presă), în tabelul nr.2.3. se sintetizează cele mai reprezentative vehicule autonome cu frînare recuperativă cunoscute pînă la nivelul anului 1976. De menționat că concepția lor este fie nouă (vehicul electric), fie adaptată pe auto-vehicule cu motoare termice ale unor firme cunoscute.

În privința mașinii de acționare, se vede că disputa mașină serie-mașină cu excitație separată nu este tranșată. Deasemenea se observă că la vehiculele ușoare (sub 1000 Kg) se folosesc cu succes deplin comenzile electronice tranzistorizate, mai simple.

Tabelul 2.3.-

Realizări privind vehiculele autonome cu frinare recuperativă.-

TARA ANUL	Nr. de vehi- cule. E(ex- perim.)	Struc- tură: T(ter- mic, a-)daptat) E(elec- tric).	Masa to- ta- lă. (kg)	Baterie		Nr. pa- sageri + sarcii- nă uti- lă. (kg)	Comandă electronică. Tiris- toare. (Kw)	Maşina de acţionare.-			Viteza max. (Km/h)	Auto- nomie în oraş.	Categor ia vehi- culu- lui.-	
				U C	Masa în 5h			Ex. toare.	Ex. se- rie. pa- rată.	Ex. se- rie. pa- rată.				
FRANTA 1975	30	E	650	2 + 100	48	75	112	11.	12.	13.	14.	15.	16.	17.-
TEILHOL "LESAGETTE"								x	1	x		25	55	Minivehicul.
FRANTA 1974	100	E	800	2 + 50	96	155	224	x	4	x		47	45	Transport persoane.-
TEILHOL "CITADINE"														
FRANTA 1974	15	T	1250	2 + 100	48	280	328	x	5,5	x	x	60	55	" "
RENAULT R-5														

1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.	9.	10.	11.	12.	13.	14.	15.	16.	17.
FRANTA 1974	PEUGEOT-104	E	T	1280	2+40	96	140	320	x	x	8	x	x	75	55	Transport persoane.
FRANTA 1974	LA VOITURE ELECTRONIQUE COB	50	E	760	1+240	96	75	229	x	x	4,2	x	47	40	"	"
FRANTA 1975	TEILHOL "CITACOM"	75	E	860	2+160	96	75	224	x	x	4	x	47	45	"	"
FRANTA 1973	CGE GREGOIRE	10	E	1120	2+140	96	135	300	x	x	5,5	x	60	55	"	"
FRANTA 1974	RENAULT ESTAFETTE*	E	T	2500	2+500	144	180	650	x	x	8	x	70	55	Autoutilita	
FRANTA 1974	PEUGEOT J-7	E	T	3500	2+900	144	280	1000	x	x		x	70	60	"	"
GERMANIA 1972	VOLKS WAGEN*	20	T	2600	2+800	144	150	860	x	x	19	x	75	75	"	"
GERMANIA 1972	MBB*	E	E	3100	2+860	144	180	860	x	x	26	x	80	60	"	"
GERMANIA 1975	MERCEDES* BENZ	E	T	3985	2+1000	144	150	860	x	x	35	x	80	50	"	"
ANGLIA 1975	LUCAS BEDFORD CF	42	T	3070	2+900	216	170	750	x	x	30	x	90	65	"	"
FRANTA 1974	SITA S-29	10	T	17500	2+6000	96	770	2575	x	x	29	x	27	45	Camion.	

1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.	9.	10.	11.	12.	13.	14.	15.	16.	17.
FRANTA 1973	SOVEL 3-T-1	8	E	13500	50	240	640	4000	x	70	x	60	100	Autobuz.-		
GERMANIA 1971	M A N SLE*	22	T	16000+	100	360	455	6000	x	90	x	70	80	"		
GERMANIA 1969	MERCEDES BENZ OE.302 HYBRIDE	E	T	16000	66	380	250	3500	x	115	x	70	55	"		
ANGLIA 1974	CHLORIDE SILEN RIDER.	E	T	16300	50	330	329	4400	x	72	x	64	64	"		
JAPONIA	LI-TSUBISHI CHUBU	E	E	6300	17				x			69	100	"		
JAPONIA	CITY-BUS OF OSAKA*	E	E	14000	70	330	350	3400	x	70	x	60	75	"		

* Cu schimbarea rapidă a bateriei.-

2.6.-Concluzii.-

Frînarea recuperativă folosind VTC este în prezent întâlnită în aplicațiile din domeniul tracțiunii electrice cât și în cel al vehiculelor electrice autonome. Procedul este utilizat cu o serie de avantaje pe care metodele clasice de frînare nu le au și folosește același aparataj (VTC și comanda sa) ca și în regimul motor.

În privința VTC folosite, schemele pot fi împărțite în două clase care cuprind multe variante: cu comutație directă și indirectă. Tratarea analitică pe larg a fenomenelor în cele două scheme este necesară atât în vederea proiectării corecte a părții de forță a VTC cât și dezvoltării modelului matematic al modelului VTC-mașină, pentru calculele ce se fac în vederea estimării puterii recuperate și caracteristicilor de frînare.

În privința folosirii celor două tipuri de mașină de c.c.: cu excitație serie și cu excitație separată, există o serie de particularități la VTC folosite și trebuie luate precauții speciale pentru asigurarea autoexcitării mașinii serie în regim de frînare recuperativă. De un succes deosebit se bucură, pentru calitățile sale, mașina cu magnet permanent, care este posibil să devină mașina de acționare în viitor. Oricum, nu se poate spune, examinând realizările pe plan mondial, că disputa mașină serie - mașină cu excitație separată este tranșată în favoarea uneia dintre cele două tipuri, rezultat normal dacă se pun în balanță atât avantajele cât și dezavantajele celor două mașini.

Avantajul folosirii frînării recuperative la vehiculele autonome este legat de creșterea sensibilă a autonomiei, în condițiile unor performanțe modeste ale surselor electrochimice și de confort sport, iar mulțimea vehiculelor enumerate, care nu are caracter exhaustiv, ilustrează acestea.

3.-Calculul energiei recuperate la frînare cu mașini de c.c. folosind VTC.-

3.1.-Introducere.-

Energia recuperată în procesul de frînare contribuie la sporirea autonomiei vehiculului /64,65/, respectiv la realizarea unor economii de energie /42/, iar sub aspect tehnic prevederea unei frîne electrice de serviciu determină o siguranță sporită în funcționare.

În literatură se folosesc, pentru vehicule autonome diferiți indicatori energetici /35,52/ ai frînării recuperative, determinați experimental, cum ar fi:

- autonomia vehiculului prevăzut cu posibilitatea de a frîna recuperativ ;
- durata de funcționare între două încărcări ale bateriei ;
- starea de încărcare a bateriei după un parcurs dat.

În acest capitol se dezvoltă o metodă originală /97/ pentru calculul energiei recuperate, avînd în vedere tipul schemei VTC folosit și metoda de comandă (bipozițională sau în tensiune). Precizia metodei este încălțată de ipotezele simplificatoare folosite.

Metoda de calcul folosită, bazată pe un model matematic al ansamblului VTC-mașină, se pretează la utilizarea calculatorului numeric, dar pe baza caracteristicilor puterii recuperate medii se poate calcula energia recuperată și pe cale grafică, folosind ecuația de mișcare a vehiculului pentru regimul de frînare, p.3.4.2.-

3.1.1.-Ipoteze simplificatoare.-

Pentru a limita complexitatea relațiilor ce alcătuiesc modelul matematic al frînării recuperative, se introduc ipoteze simplificatoare. În privința ipotezelor simplificatoare generale, folosite în lucrare, gruparea lor se face față de:

a).-Sursă:

- 1.-Sursa de tensiune se presupune de impedanță nulă. Ea poate fi o sursă electrochimică sau o baterie de condensatoare de mare capacitate, din componența unui filtru (în cazul unei rețele de alimentare de c.c.).

b).-VTC.:

- 1.-Elementele semiconductoare comandate (tiristoarele) și cele necomandate (diodele) se consideră ideale. Se neglijează rezistența la conducție în sens direct și se consideră rezistența infinită la polarizare inversă. Deasemenea nu se ia în considerare întârzierea la intrarea în conducție (care este de ordinul $2-5 \mu s$), cât și timpul de revenire ($20-70 \mu s$). Se menționează că procesele periodice au loc cu durate de ordinul milisecundelor.
- 2.-Condensatorul de stingere se presupune ideal și este descris doar de o capacitate de valoare constantă. Bobinele VTC (de stingere și reîncărcare) se presupun de asemenea ideale, descrise de o inductivitate constantă.

c).-Mașina de curent continuu:

- 1.-Parametrii mașinii se consideră constanți. Inductivitatea indusului mașinii se modifică cu curentul, dar, în cazul de c.c. serie, ipoteza este sugerată de faptul că această inductivitate este mică comparativ cu inductivitatea înfășurării de excitație, ultima modificându-se relativ puțin pentru domeniul de lucru al mașinii /117/. Pentru calcule se consideră în scheme inductivitatea dinamică a mașinii determinată experimental în spiritul celor arătate în /7,121/.
- 2.-Mașina este considerată avînd circuitul magnetic executat din tole. Această execuție este caracteristică pentru noile mașini de tracțiune, destinate echipamentelor tiristorizate /104/, mașinile cu circuitul magnetic masiv avînd pierderi în fier relativ mari în noile condiții de alimentare.
- 3.-Periile se presupun în axa neutră. Se neglijează reacția indusului și căderea de tensiune la perii.-

3.1.2.-Raportarea mărimilor electrice și mecanice din relațiile de calcul.-

Pentru a obține un grad larg de valabilitate a relațiilor, a diagramelor și a concluziilor rezultatelor se vor folosi unități relative obținute prin raportarea mărimilor electrice și mecanice din relații, după cum urmează:

- tensiuni - raportarea la tensiunea sursei ;
- curenți - la curentul de scurt circuit al mașinii I_{sc} ;

- viteze unghiulare - la viteza unghiulară nominală ;
- timpî - la constanta de timp a maşinii ;
- putere - la puterea de scurt circuit U^2/R a maşinii.

Acest sistem de raportare simplifică mult scrierea relațiilor, facilitând astfel scrierea programelor de calcul.

Cuplul electromagnetic se raportează, pe baza celor prezentate și a relațiilor de definiție, la $U^2/R\Omega_N$.

Viteza unghiulară de rotație este raportată la cea de mers în gol ideal $\Omega_0 = U/k$ (presupunînd fluxul constant și deci înglobat într-o constantă a maşinii) la maşina cu excitație separată. În privința forței de frînare dezvoltate pentru vehicul, aceasta se raportează la forța de tracțiune corespunzătoare regimului nominal al maşinii.

3.2.-Determinarea modului de variație al curentului maşinii de c.c. la frînare cu VTC în regim cvasistationar.-

3.2.1.-Punerea problemei.-

VTC din fig.2.2.a,b, pot fi echivalente pentru schema de calcul : cu un întrerupător T în cazul schemei cu comutație directă ; în cazul schemei cu comutație indirectă se prevede și circuitul de stingere compus din condensator și tiristor de stingere (întrerupător T_2).

În cele ce urmează, turația maşinii este considerată constantă (p.2.1.4.2.). Schema echivalentă de calcul pentru ansamblul sursă de tensiune, VTC, maşină, este arătată în fig.3.1.

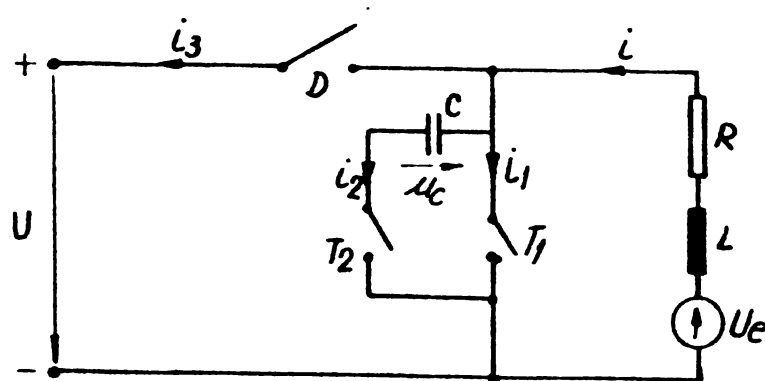


Fig.3.1.-Schema echivalentă de calcul în cazul folosirii variatorului cu comutație indirectă (pentru scheme cu comutație directă lipsește circuitul C.T₂).-

Modul de variație al curentului mașinii $i(t)$ se obține din alăturarea curenților $i_1(t_1)$, $i_2(t_2)$, $i_3(t_3)$ corespunzători succesiunii etapelor de funcționarea schemei, astfel că :

$$i(t) = i_1(t_1) + i_2(t_2) + i_3(t_3) \quad /3.1/$$

În intervalul de timp t_1 este închis T_1 iar T_2 și D sînt deschise. În acest interval de timp are loc și reîncărcarea condensatorului cu polaritatea din fig.3.1., prin circuitul de reîncărcare (care pentru simplitatea figurii nu mai este arătat).

În intervalul de timp t_2 este închis T_2 iar T_1 și D sînt deschise. În intervalul t_3 este închis D , T_1 și T_2 fiind deschise. Curentul i_3 reprezintă curentul recuperat în procesul de frînare.

În intervalul t_4 $i(t)=0$ (cazul curentului întrerupt).
Se poate scrie deci:

$$T = t_I + t_{II} + t_{III} + t_{IV} \quad /3.2/$$

În afara duratei relative de conducție, introduse cu relația 2.27, se utilizează și durata relativă de conducție lărgită :

$$a_1 = \frac{t_I + t_{II}}{T} \quad /3.3/$$

În intervalul de timp $0 \leq t_1 \leq t_I$ variația în timp a curentului $i_1(t_1)$ se obține prin rezolvarea ecuației:

$$U_e = i_1(t_1)R + L \frac{di_1(t_1)}{dt_1} \quad /3.4/$$

cu:

$$t_1 = t - nT \quad \text{la } n=0,1,2, \dots \quad /3.5/$$

În acest mod t_1 și în continuare t_2, t_3, t_4 sînt $\leq T$.
În intervalul de timp $0 \leq t_2 \leq t_{II}$ este valabilă

ecuația:

$$U_e = i_2(t_2)R + L \frac{di_2(t_2)}{dt_2} - \dot{u}_c \quad /3.6/$$

pentru găsirea variației $i_2(t_2)$. Aici:

$$t_2 = t - nT - t_I \quad /3.7/$$

În intervalul de timp $0 \leq t_3 \leq t_{III}$ este valabilă

$$U_e = i_3(t_3)R + L \frac{di_3(t_3)}{dt_3} + U \quad /3.8/$$

unde:

$$t_3 = t - nT - t_I - t_{II} \quad /3.9/$$

în intervalul de timp $0 \leq t_4 \leq t_{IV}$:

$$i_4(t_4) = 0 \quad /3.10/$$

cu:

$$t_4 = t - nT - t_I - t_{II} - t_{III} \quad /3.11/$$

Condițiile de continuitate ale variației curentului la trecerea de la un interval de timp la altul, în cazul curentului neîntrerupt, sînt:

$$i(nT) = i_1(0) = i_0 = i_3(t_3) \quad /3.12/$$

$$i(nT+t_I) = i_2(0) = i_I = i_1(t_I) \quad /3.13/$$

$$i(nT+t_I + t_{II}) = i_3(0) = i_{III} = i_2(t_{II}) \quad /3.14/$$

În cazul curentului întrerupt, apar două condiții suplimentare:

$$i(nT + t_I + t_{II} + t_{III}) = i_4(0) = i_3(t_{III}) = 0 \quad /3.15/$$

$$i(nT) = i_4(t_{IV}) = i_1(0) = i_0 = 0 \quad /3.16/$$

Cum în practică funcționarea la curent întrerupt este mai puțin răspîndită, în cele ce urmează, toate considerațiile se fac pentru situația curentului neîntrerupt, fiind valabile relațiile 3.12, 3.13 și 3.14.

Prin rezolvarea ecuațiilor diferențiale 3.4, 3.6, 3.8, cu condițiile sus menționate, se poate determina modul de variație al curentului mașinii în regim cvasistaționar.

O problemă deosebită apare la mașina de c.c. cu excitație serie, datorită faptului că tensiunea electromotoare U_e este dependentă prin intermediul fluxului, de curentul mașinii. Pentru a putea rezolva ecuațiile diferențiale menționate, este necesară liniarizarea caracteristicii $U_e = f(i, n)$.

3.2.2.-Linia rizarea caracteristicii $U_e=f(i,n)$.-

T.em. a mașinii serie, ca funcție de curent la turație nominală, se poate obține din caracteristica de magnetizare a mașinii serie /107/ sau pe cale experimentală. Această dependentă este prezentată în fig.3.2. pentru mașina folosită la experimentări.

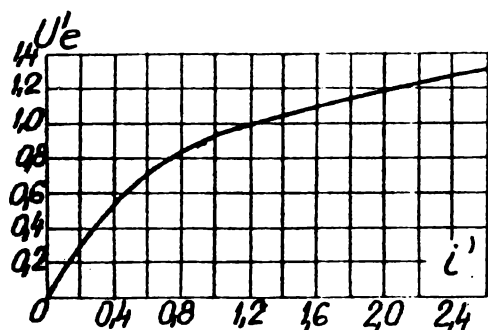


Fig.3.2.-Caracteristica $U_e=f(i)$ la turație nominală a mașinii serie de tip Ce 12, UMEB.-

Cu ajutorul acestei curbe se poate obține caracteristica $U_e=f(i)$ la o turație diferită de cea nominală. Pentru a reprezenta această caracteristică într-un interval de variație a curentului, sub forma: $U_e = U_{e0} + k_R i$, s-a creat o procedură de calcul "CURBA", care oferă valorile U_{e0} și k_R pentru respectivul interval de variație al curentului și o anumită turație, pornind de la caracte-

ristica mașinii din fig.3.2.

Cerințele pe baza cărora se realizează linia rizarea sînt:

- energia magnetică calculată pe baza linia rizării curbei trebuie să aibe aceeași valoare cu cea obținută din curba de magnetizare (caracteristica $U_e=f(i,n)$ reală) ;
- media erorii pe intervalul respectiv la o turație dată trebuie să fie zero, pentru a corespunde valorile calculate instantanee ale cuplului și curentului ;
- panta k_R este calculată ca înclinația coardei în intervalul respectiv (fig.3.3), respectîndu-se în acest interval, astfel, valoarea reală a inductivității dinamice a mașinii.

Se poate demonstra pe baza celor arătate în /126/, că valoarea lui U_{e0} obținută pe baza primei cerințe, satisface și a doua și invers, ambele revenind la egalarea ariilor S_{AEB} și S_{AEB} și deci la obținerea valorii U_{e0} .

Procedura "CURBA", folosită în continuare la toate calculele ce se efectuează la mașina serie, se prezintă în fig. 3.4.(anexa 2).

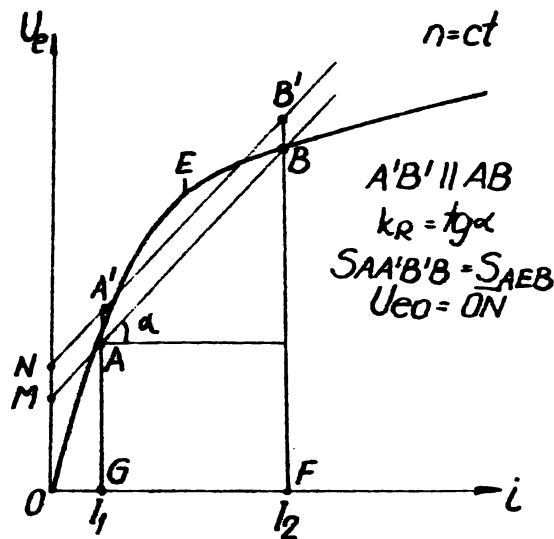


Fig.3.3.-Liniarizarea caracteristicii $U_e=f(i, n)$

Caracteristica $U_e = f(i)$, obținută experimental (sau pe baza catalogului fabricii constructoare), este introdusă ca un număr de valori distincte în memorie. Este necesară pentru aflarea valorii lui U_e la valori diferite de cele introduse, o interpolare, de dorit cât mai precisă. S-a ales pentru interpolare metoda Lagrange /79/, realizarea interpolării efectuându-se pentru o turație dată, cu o procedură simplă.

Limita superioară a intervalului de variație a curentului I_2 , se compară cu valoarea variabilei $C\phi T$ a curentului la care apare saturația în curba $U_e=f(i)$ (valoare cunoscută).

Dacă valoarea I_2 este mai mică decât valoarea variabilei $C\phi T$, curba $U_e=f(i)$ se exprimă prin ea însăși (porțiunea liniară), în caz contrar caracteristica se exprimă pentru intervalul respectiv printr-o dreaptă care nu trece prin origine.

Parametrii acestei drepte se determină pe baza celor arătate în fig.3.3., cu observația că suprafața de sub curbă $S_{AE BFG}$, se calculează prin integrarea numerică, după metoda Simpson/79/. Din egalarea ariilor $S_{AA'B'B} = S_{AE B}$, rezultă latura par alelogramului $AA'B'B$ și deci ordonata la origine U_{eo} a drepte ca aproximează caracteristica $U_e = f(i, n)$, în intervalul considerat. În/33, 34/ se compară rezultatele în urma studiului unei mașini serie pe baza liniarizării caracteristicii $U_e = f(i, n)$ și respectiv prin folosirea directă a caracteristicii, dar cu integrarea pas

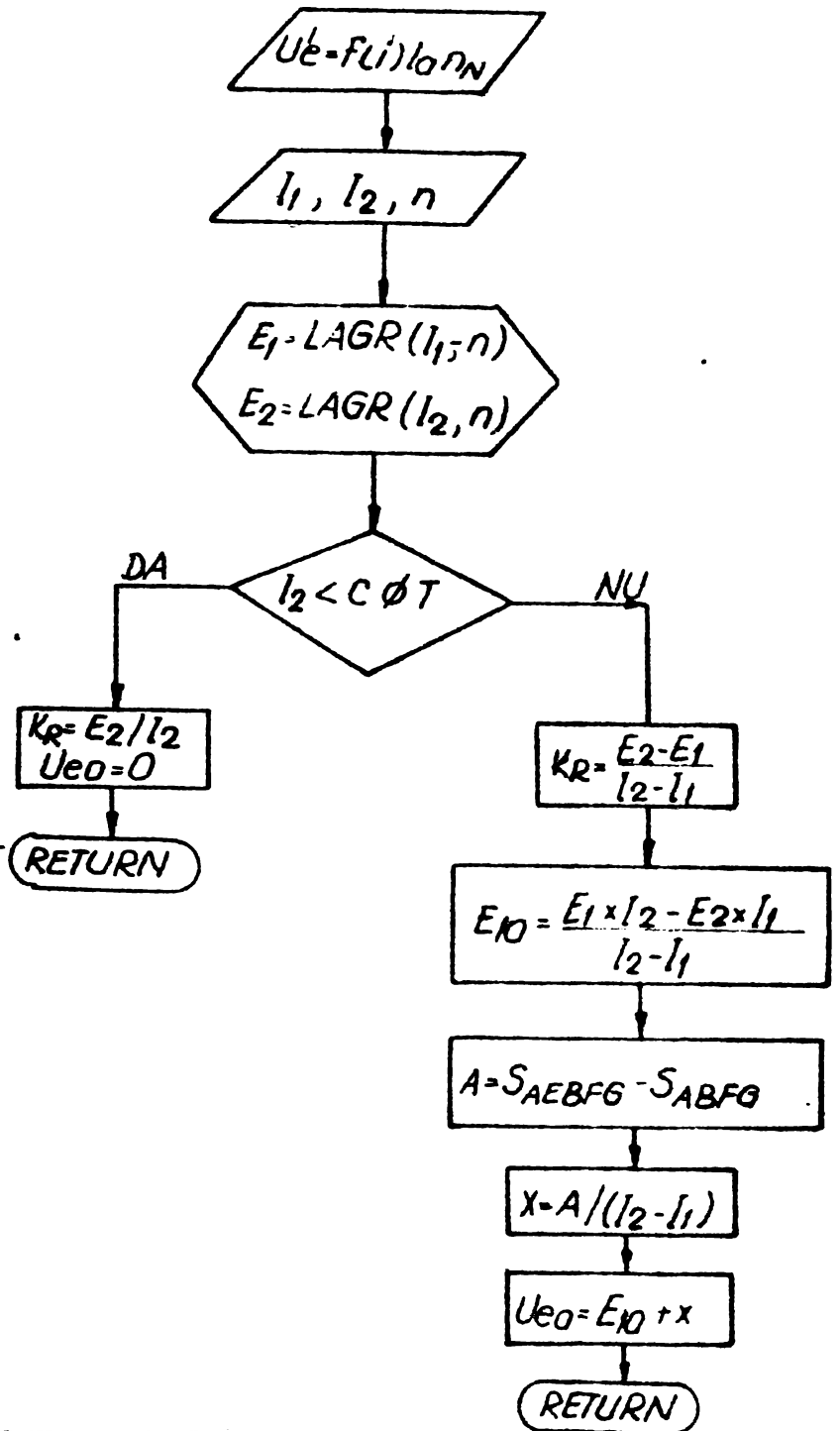


Fig.3.4.-Organigrama procedurii "CURBA"

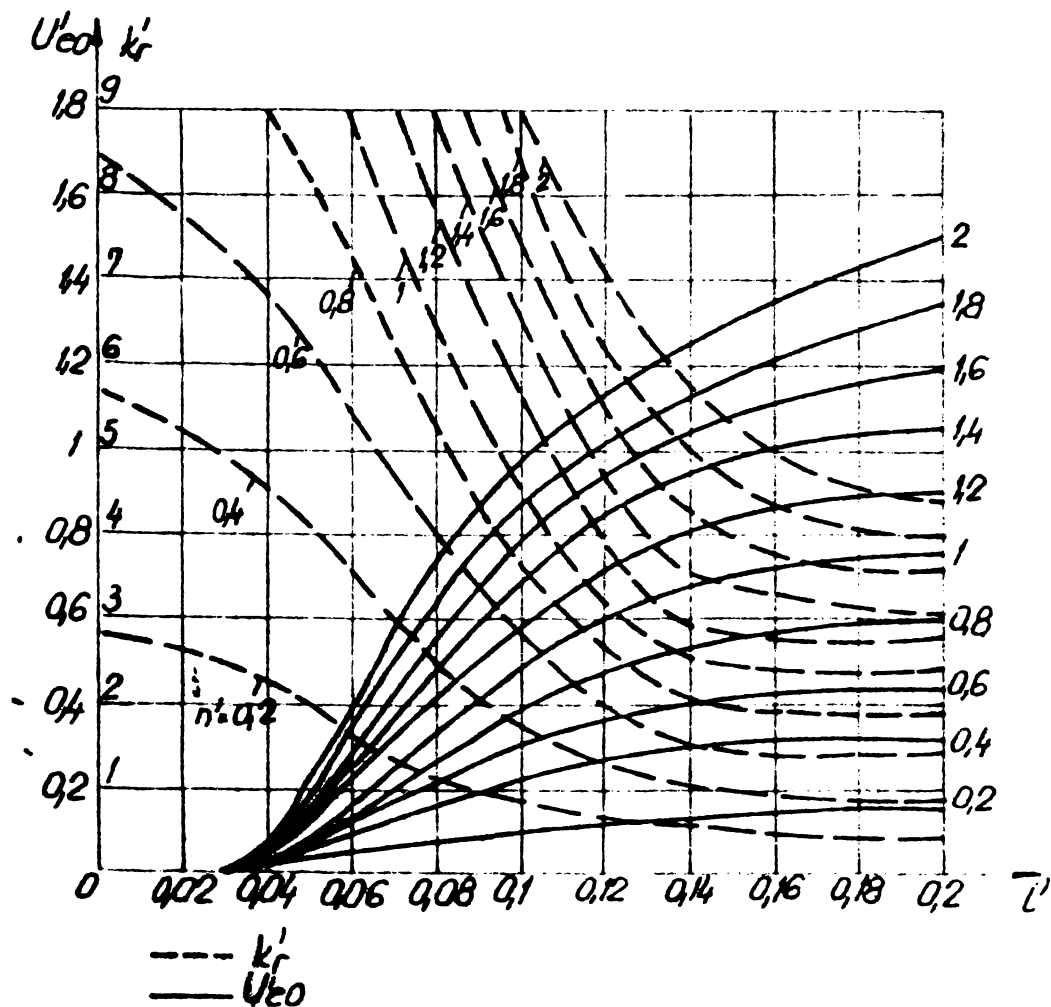


Fig.3.5.-Variațiile pentru U'_{eo} și kr în funcție de curba și turații; $l_1=0.01$

cu pas a ecuațiilor. Ambele metode presupun utilizarea calculato-
rului și coincidența rezultatelor este bună.

Rezultatele diferă mai mult în jurul cotului
curbei, fiind extrem de apropiate pe porțiunile liniare.

Ținând cont de aceste concluzii și de faptul că
integrarea pas cu pas a ecuațiilor diferențiale necesită un timp
de calcul mai lung, în continuare studiul referitor la mașina de
c.c. serie se va face cu considerarea caracteristicii $U_e=f(i,n)$
liniare într-un interval precizat de variație a curentului.

În fig.3.5. se prezintă curbele de variație pen-
tru U_{e0} și k_R în valori raportate pentru diferite valori ale
curentului prescris și ale turației mașinii la reglare bipozițio-
nală a curentului cu $\Delta i' = 0,01$, calculate pe baza curbei de mag-
netizare din fig.3.2.

3.2.3.-Determinarea modului de variație a curentului la mașina serie.-

În cele ce urmează se pleacă de la cele arătate
la p.3.2.1. La schema cu comutație indirectă apare necesitatea stu-
dierii intervalului de comutație care nu poate fi neglijat /51,80/.
Particularitățile survenite datorită modului de comandă folosit se
evidențiază atât pentru comanda în tensiune cât și pentru comanda
cu reglare bipozițională a curentului.

3.2.3.1.-Modul de variație al curentului la mașina serie folosind VTC cu comutație directă.-

Pentru VTC cu comutație directă condițiile de con-
tinuitate ale variației curentului (3.12, 3.13, 3.14) devin:

$$i(nT) = i_1(0) = i_2(t_{II}) \quad /3.16/$$

$$i(nT+t_I) = i_2(0) = i_1 = i_1(t_I) \quad /3.17/$$

Considerînd t.em. liniarizată, expresia curentului
prin mașină se poate scrie, pe baza relației 3.4:

- în intervalul 1, corespunzător conducției tiristorului principal

$$i_1(t_I) = \frac{U_{e0}}{R(1-k_R')} (1 - e^{-t_1'(1-k_R')}) + i_0 e^{-t_1'(1-k_R')} \quad /3.18/$$

pentru $k_R' \neq 1$

și:

$$i_1(t_I) = \frac{U_{eo}}{L} t_1 + i_0 \quad \text{pentru } k_r' = 1 \quad /3.19/$$

- în intervalul 2 , corespunzător blocării tiristorului principal și deschiderii diodei de recuperare, pe baza relației 3.8 :

$$i_2(t_2) = i_I \cdot e^{-t_2'(1-k_r')} - \frac{U - U_{eo}}{R(1-k_r')} \cdot (1 - e^{-t_2'(1-k_r')}) \quad /3.20/$$

pentru $k_r' \neq 1$

și:

$$i_2(t_2) = i_I - \frac{U - U_{eo}}{L} t_2 \quad \text{pentru } k_r' = 1 \quad /3.21/$$

În cazul comenzii cu reglare bipozițională a curentului, histereza regulatorului determină variația curentului între două limite /1, 5l/ deci valorile la capete i_0 și i_I sînt univoc determinate pe baza circuitului prescris i_p și a histerezei regulatorului Δi .

avînd delimitat intervalul de variație al curentului (atît timp cît nu se modifică curentul prescris și la turație constantă), valorile U_{eo} și k_r pot fi determinate cu procedura CURB_a.

În acest caz se obține, din relația 3.18, pentru durata intervalului 1 :

$$t_I = \frac{\tau}{1-k_r'} \ln \frac{U_{eo} - i_0 R(1-k_r')}{U_{eo} - i_I R(1-k_r')} \quad \text{pentru } k_r' \neq 1 \quad /3.22/$$

și, din relația 3.19 :

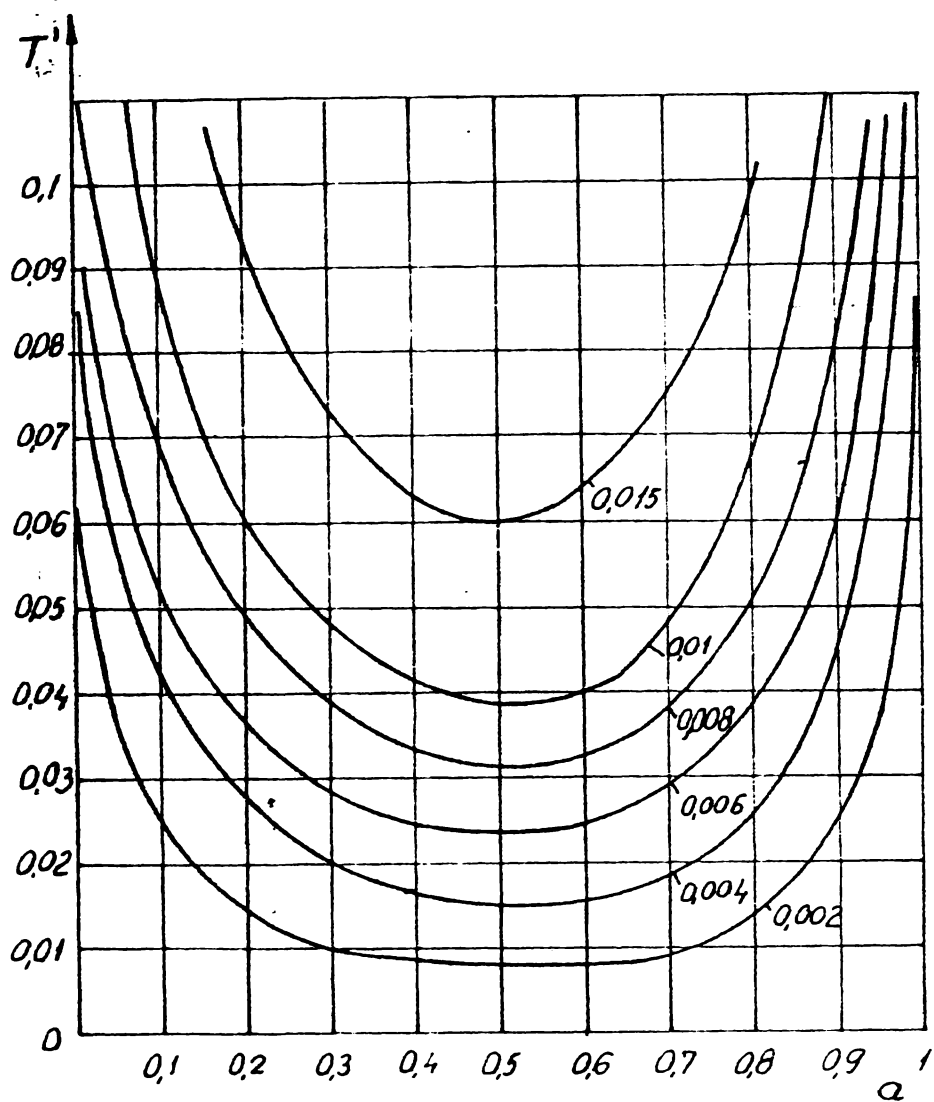
$$t_I = \frac{i_I - i_0}{U_{eo}} L \quad \text{pentru } k_r' = 1 \quad /3.23/$$

Pentru durata intervalului 2, din relația 3.20, se obține:

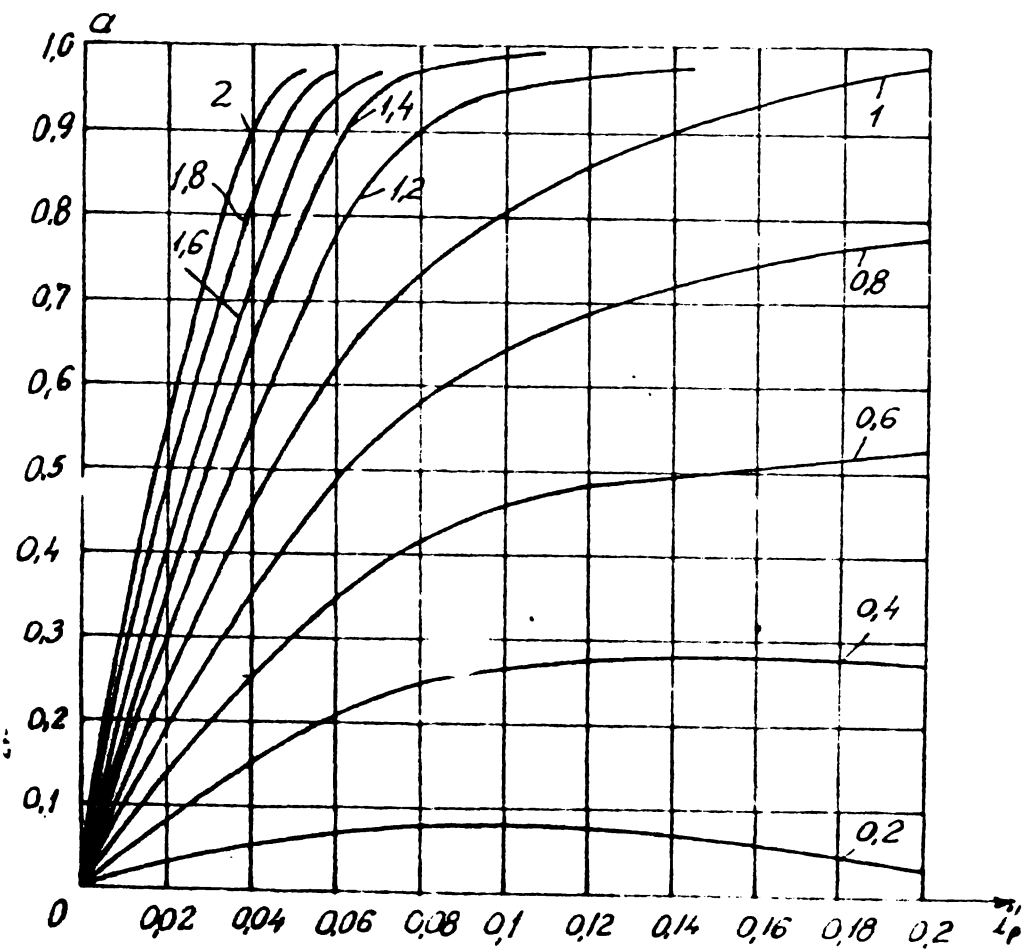
$$t_{II} = \frac{\tau}{1-k_r'} \ln \frac{U - U_{eo} + i_I R(1-k_r')}{U - U_{eo} + i_0 R(1-k_r')} \quad \text{pentru } k_r' \neq 1 \quad /3.24/$$

și din relația 3.21 :

$$t_{II} = \frac{i_I - i_0}{U - U_{eo}} L \quad \text{pentru } k_r = 1 \quad /3.25/$$



a).



b.)

Fig. 3.6.-Variația parametrilor comenzii la mașina serie.
a).-parametru $\Delta i'$; b).-parametru n' .-

În urma celor prezentate se pot determina parametrii comenzii /99, 100/ VTC la comandă bipozițională a frînării recuperative. În fig.3.6 se prezintă variația parametrilor comenzii (perioada și durata relativă de conducție) obținută în urma calculului numeric pe baza relațiilor 3.16 la 3.25; aceste valori sînt utile la proiectarea elementelor componente ale VTC.

În cazul comenzii în tensiune, este cunoscută durata intervalului l , t_I și frecvența de lucru, datorită modului de comandă /1, 51/ și se deduce simplu t_{II} . Nu se cunosc însă limitele de variație ale curentului decît în urma rezolvării sistemului, obținut din 3.18 și 3.20, pentru $k'_r \neq 1$:

$$i_I = \frac{U_{eo}}{R(1-k'_r)} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{aT'}{1-k'_r}}}{1 - e^{-\frac{T'}{1-k'_r}}} - \frac{U - U_{eo}}{R(1-k'_r)} \frac{e^{-\frac{aT'}{1-k'_r}} - e^{-\frac{T'}{1-k'_r}}}{1 - e^{-\frac{T'}{1-k'_r}}} \quad /3.26/$$

$$i_o = \frac{U_{eo}}{R(1-k'_r)} \frac{e^{-\frac{(1-a)T'}{1-k'_r}} - e^{-\frac{T'}{1-k'_r}}}{1 - e^{-\frac{T'}{1-k'_r}}} - \frac{U - U_{eo}}{R(1-k'_r)} \frac{1 - e^{-\frac{(1-a)T'}{1-k'_r}}}{1 - e^{-\frac{T'}{1-k'_r}}} \quad /3.27/$$

Acești curenți se pot calcula dacă sînt determinați U_{eo} și k'_r (coeficienții liniarizării t.em) care însă depind de curent și deci în cazul comenzii în tensiune nu se cunosc inițial.

Rezolvarea sistemului se face iterativ ; inițializarea se face luînd $U_{eo} = 0$ și k'_r - panta porțiunii liniare a caracteristicii $U_g = f(i, n)$. Organigrama procedurii elaborate pentru determinarea valorilor i_I , i_o , "ITER", este prezentată în fig.3.7.

Această procedură apelează la procedura "CURBA" prezentată la p.3.2.2. În procedura "ITER", numărul de iterații este limitat la 500; de altfel convergența este destul de rapidă și numărul de iterații nu se epuizează pentru valorile uzuale.

La funcționare stabilă în intervalul l , curentul trebuie să aibe o variație crescătoare, ceea ce înseamnă că derivata di_I/dt_I trebuie să fie pozitivă, lucru ce se verifică ușor

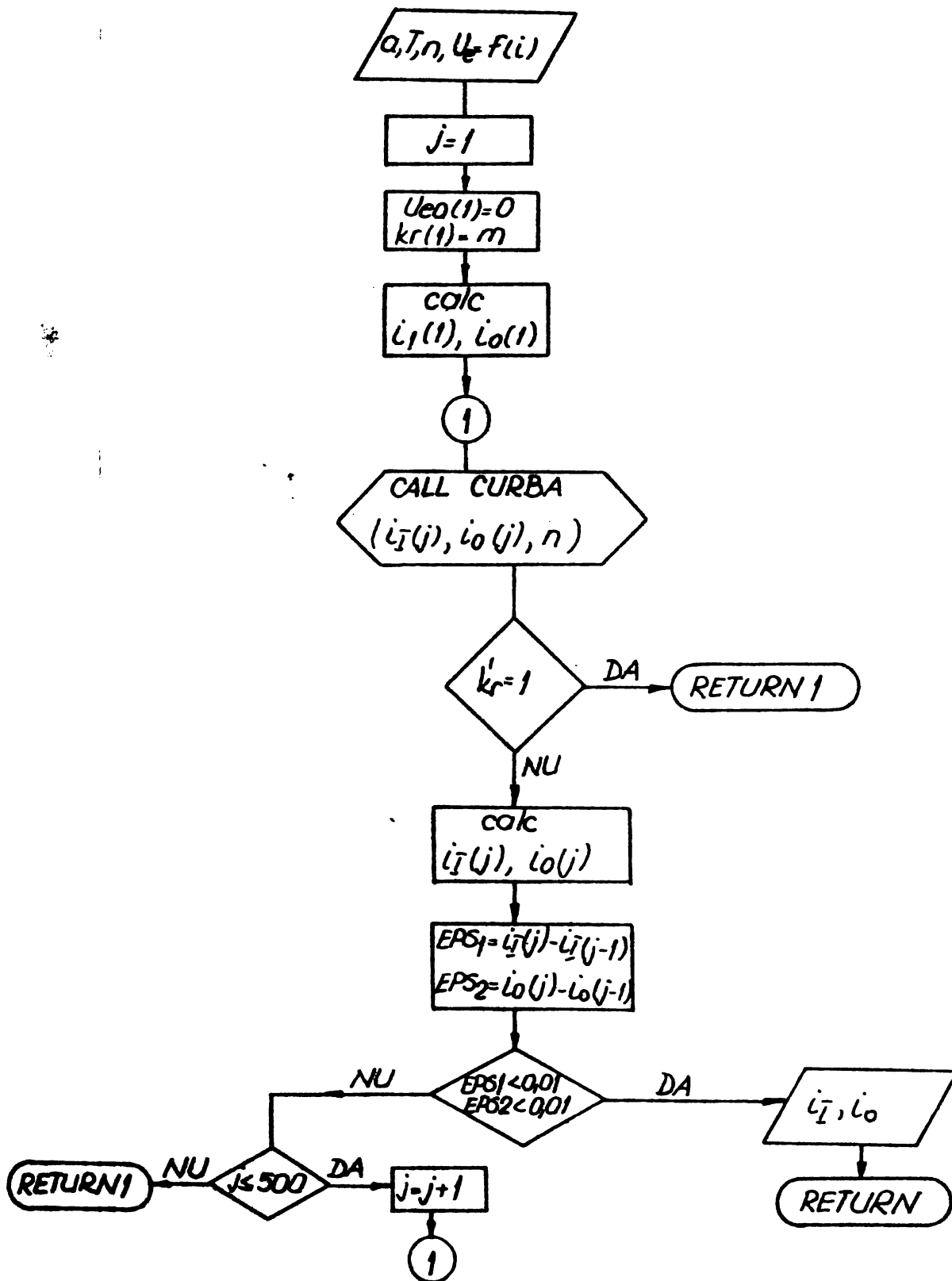


Fig.3.7.-Organigrama procedurii "ITER" pentru determinarea limitelor de variație a curentului la comanda în tensiune.-

pentru $k_r \neq 1$ și $k_r = 1$.

În intervalul 2, pentru a avea o funcționare stabilă, curentul trebuie să aibe o variație descrescătoare, în caz contrar, se ajunge la o instabilitate în funcționare /59.97/.

Testînd derivata di_2/dt_2 , se găsește condiția de stabilitate pentru $k_r \neq 1$ și $k_r = 1$.

$$U > U_{e0} + i_I \cdot |R - k_r| \quad /3.28/$$

Apariția acestei instabilități se datorește auto-excitării puternice a mașinii serie la turații și curenți mari, care are ca urmare creșterea t.em. în așa măsură că relația 3.28 nu mai este îndeplinită.

Posibilitatea funcționării instabile este testată în modelul matematic de calcul a puterii recuperate (p.3.3.2.) pe baza relației 3.28. Trebuie menționat că relația 3.28 este valabilă numai în cazul liniarizării caracteristicii $U_e = f(i, n)$.

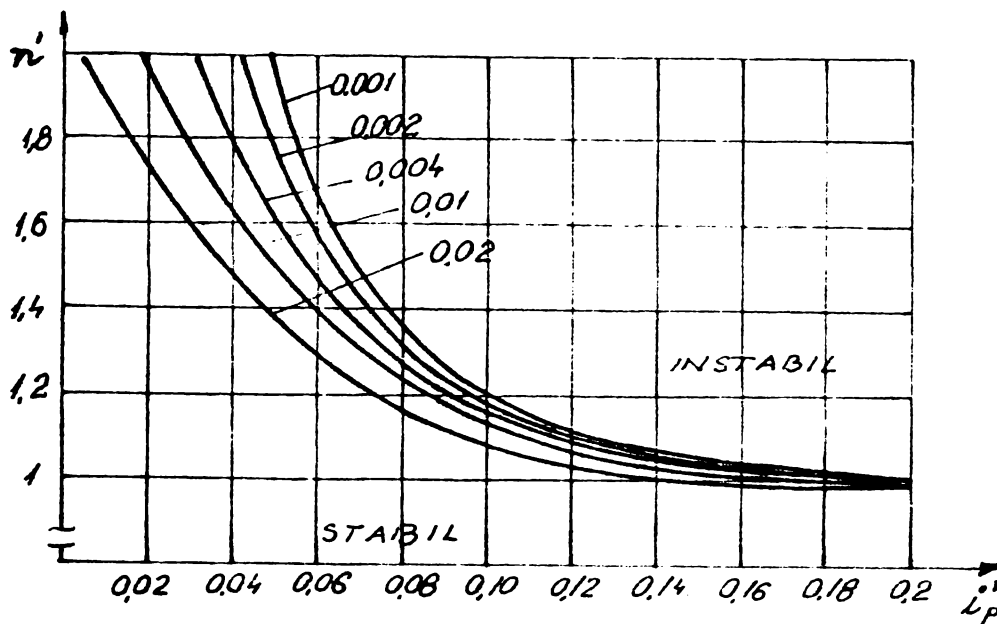


Fig.3.8.-Delimitarea zonei de funcționare stabilă la comandă bipozițională cu parametru $\Delta i'$.

Pentru comanda bipozițională în fig.3.8. este arătată zona funcționării stabile, determinată pentru câteva valori ale histerezei $\Delta i'$ ca parametru. Se constată că la viteze peste cea nominală, zona funcționării stabile se restrânge din ce în ce mai mult.

3.2.3.2.-Modul de variație al curentului la mașini serie, folosind VTC cu comutație indirectă.-

Pentru VTC cu comutație indirectă condițiile de continuitate ale variației curentului sînt rel.3.12, 3.13, 3.14. Intervalul 1, corespunzător conducției tiristorului principal, este identic ca la p.3.2.3.1.

Intervalul 2 corespunde conducției tiristorului de stingere (întreprătorul T_2 inclus în fig.3.1), tiristorul principal T și dioda D fiind blocate.

Pe baza celor arătate la p.3.2.1., se poate scrie:

$$i_2(t_2) = e^{-\frac{R-k_r}{2L}t_2} \left(i_I \cos \omega t_2 + \frac{U_{eo} + U_{co} - \frac{R-k_r}{2} i_I}{\omega L} \sin \omega t_2 \right) \quad /3.29/$$

și:

$$u_c(t_2) = -U_{eo} + e^{-\frac{R-k_r}{2L}t_2} \left\{ (U_{eo} + U_{co}) \cos \omega t_2 - \left[i_I \omega L - \frac{R-k_r}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} (U_{co} + U_{eo}) \right] \sin \omega t_2 \right\} \quad /3.30/$$

unde i_I și U_{co} sînt valorile inițiale ale curentului și respectiv a tensiunii condensatorului la conectarea lui T_2 și $\omega = 1/\sqrt{LC}$.

Intervalul 3 este corespunzător conducției diodei (întreprătorul D închis, T_1 și T_2 deschise în fig.3.1) și cele arătate la p.3.2.1 se aplică aici obținîndu-se:

$$i_3(t_3) = i_{II} \cdot e^{-t_3'(1-k_r')} - \frac{U - U_{eo}}{R(1 - k_r')} \cdot (1 - e^{-t_3'(1-k_r')}) \quad /3.31/$$

pentru $k_r' \neq 1$, și :

$$i_3(t_3) = i_{II} - \frac{U - U_{eo}}{L} t_3 \quad \text{pentru } k_r' = 1 \quad /3.32/$$

În cazul comenzii cu reglare bipozițională a curentului durata intervalului 1 și a intervalului 3 se determină ca la p.3.2.3.1. Durata intervalului 2 se determină pe baza condiției de deschidere a diodei D (fig.3.1) :

$$- u_c(t-t_{II}) = U \quad /3.33/$$

și se poate obține analitic doar pentru $k'_r=1$, sub forma:

$$t_{II} = \frac{1}{\omega} \left(\text{arc. sin} \frac{U - U_{eo}}{\omega L \sqrt{i_{II}^2 \left(\frac{U_{eo} + U_{co}}{\omega L} \right)^2}} + \text{arc. tg} \frac{U_{eo} + U_{co}}{\omega L i_{II}} \right) \quad /3.34/$$

Pentru $k'_r \neq 1$ relația 3.33 conduce o ecuație transcendentă ce nu poate fi rezolvată analitic. În p.3.2.3.3. se determină printr-o procedură specială, durata intervalului de comutație și elementele ce o influențează.

În cazul comenzii în tensiune, pentru a determina durata intervalelor și limitele de variație ale curenților, stau la dispoziție următoarele ecuații:

$$i_I = \frac{U_{eo}}{R(1-k'_r)} \left(1 - e^{-\frac{aT'}{1-k'_r}} \right) + i_o e^{-\frac{aT'}{1-k'_r}} \quad /3.35.a/$$

$$i_{II} = e^{-\frac{R-kr}{2L}t_{II}} \left(i_I \cos \omega t_{II} + \frac{U_{eo} + U_{co} - \frac{R-kr}{2} \cdot i_I}{\omega L} \sin \omega t_{II} \right) \quad /3.35.b/$$

$$U = U_{eo} e^{-\frac{R-k_r}{2L}t_{II}} \left\{ (U_{eo} + U_{co}) \cos \omega t_{II} - \left[i_I \omega L - \frac{R-k_r}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} (U_{co} + U_{eo}) \right] \sin \omega t_{II} \right\} \quad /3.35.c/$$

$$i_o = i_{II} \cdot e^{-\frac{(1-a_1)T'}{1-k'_r}} - \frac{U - U_{eo}}{R(1-k'_r)} \left(1 - e^{-\frac{(1-a_1)T'}{1-k'_r}} \right) \quad /3.35.d/$$

Găsirea elementelor necunoscute i_o, i_I, i_{II}, t_{II} , este mult îngreunată de faptul că componentele t.em. liniarizate sînt funcție de limitele curenților (ce nu se cunosc), iar t_{II} presupune rezolvarea ecuației transcendente 3.35.c.

De aceea în /124/ se recomandă unele simplificări pentru rezolvarea acestui sistem, cum ar fi liniarizarea variației

curentului în intervalul de comutație sau considerarea curentului în intervalul de comutație ca fiind constant.

Considerarea curentului în intervalul de comutație constant, permite obținerea unui sistem mai simplu de ecuații:

$$i_I = \frac{U_{eo}}{R(1-k'_r)} \left(1 - e^{-\frac{aT'}{1-k'_r}} \right) + i_o \cdot e^{-\frac{aT'}{1-k'_r}} \quad /3.36.a/$$

$$i_o = i_I \cdot e^{-\frac{(1-a_1)T'}{1-k'_r}} - \frac{U-U_{eo}}{R(1-k'_r)} \left(1 - e^{-\frac{(1-a_1)T'}{1-k'_r}} \right) \quad /3.36.b/$$

$$t_{II} = \frac{(U + U_{co})C}{i_I} \quad /3.36.c/$$

a cărui rezolvare este posibilă printr-un calcul iterativ asemănător cu cel din cazul schemei cu comutație directă de la p.3.2.3.1.

În fig.3.9 se prezintă organigrama procedurii "ITER-1", pentru rezolvarea sistemului 3.36.

După inițializare, în relațiile de calcul este apelată subrutina "CURBA" care oferă valorile pentru liniarizarea t.em. cu care se recalculează noi valori pentru curent. Se testează diferența între valorile actuale și cele precedente, calculele fiind oprite pentru o diferență $\leq 0,01$.

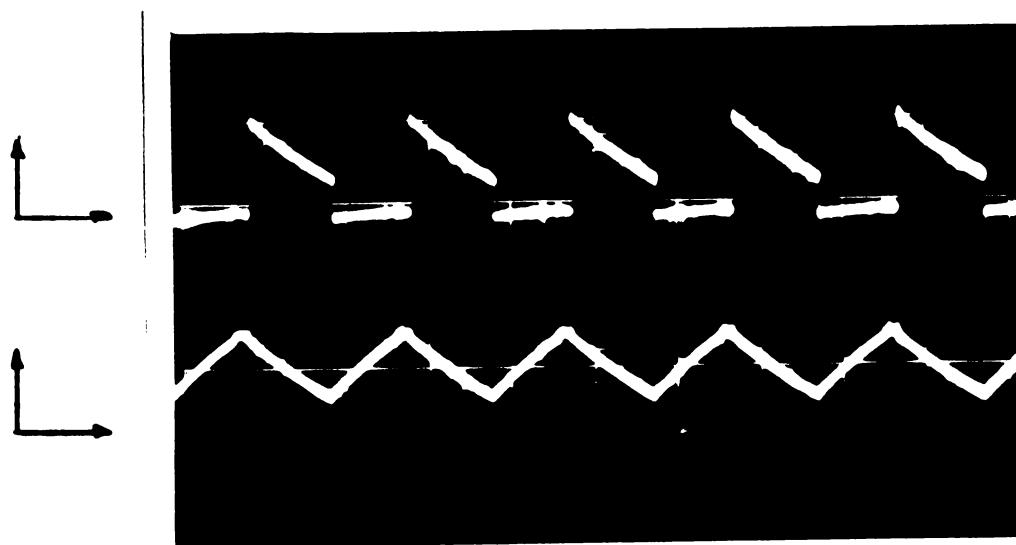


Fig.3.10.-Oscilograma curentului de frânare la mășina serie cu VTC cu comutație indirectă (jos). Sus, curentul în intervalul 3. Esc. de timp 2 ns/div. Curent 5A/div.-

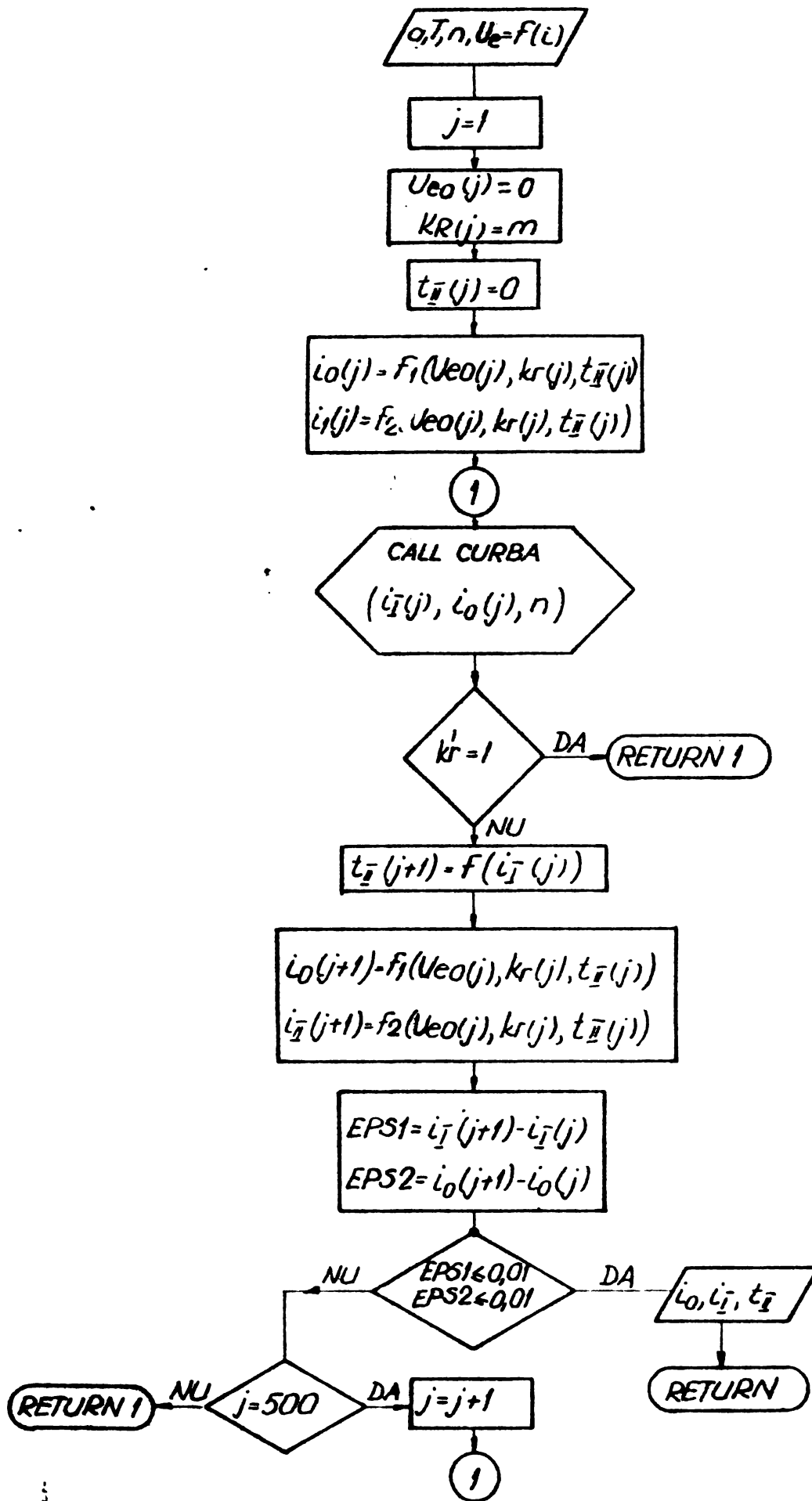


Fig.3.9.-Organigrama procedurii "ITER-1", pentru determinarea limitelor de variație a curentului și a intervalului de comutație la comanda în tensiune.-

Pentru ilustrarea modului de variație a curentului în cele trei intervale, se prezintă oscilograma curentului în regim de frînare a unei mașini serie cu un VTC cu comutație indirectă, în fig.3.10. Intervalul de comutație este caracterizat în acest caz de un raport $t_{II}/T \approx 0,1$. La curenți mari de frînare durata intervalului de comutație se reduce mai mult (p.3.2.3.3) și analogia cu cazul schemelor cu comutație directă devine mai evidentă.-

3.2.3.3.-Metoda numerică de studiu a intervalului de comutație la comandă bipozițională.-

Pentru rezolvarea numerică a ecuației 3.33, s-a întocmit procedura "TCOM" cu ajutorul căreia se determină durata intervalului de comutație t_{II} și valoarea curentului la sfârșitul intervalului de comutație $i_2(t=t_{II})=i_{II}$. Organigrama procedurii "TCOM" este arătată în fig.3.11.(Anexa 2).

Mărimile de intrare sînt valoare inițială a curentului în intervalul de comutație i_1' , pulsația care caracterizează circuitul oscilant alcătuit din condensatorul de stingere și inductivitatea mașinii, turația mașinii, pasul inițial pentru parcurgerea intervalului de timp $\Delta t_0'$.

Se recurge la procedura "CURBA", prezentată deja, pentru a obține valorile U_{e0} și k_r în primul interval de timp. Urmează calculul tensiunii pe condensatorul de stingere și a curentului condensatorului ; se obțin pe baza lor, apelînd din nou la procedura "CURBA", noi valori pentru U_{e0} și k_r , cu care se recalculează u_c și i_c , ș.a.m.d. Dacă două valori consecutive ale lui u_c diferă cu mai puțin de 5% (valoarea aleasă astfel pentru a nu avea un timp de calcul exagerat), iterația pe primul interval Δt este încheiată și se mărește intervalul Δt (după ce s-a verificat în prealabil condiția de încheiere a intervalului de comutație). Calculele se reliau analog și la depășirea condiției de deschidere a diodei D (rel.3.33), se revine la penultimul interval de timp; se reduce de 5 ori pasul pentru parcurgerea intervalului de timp și se reliau iterațiile.

La obținerea pentru $\Delta t'$ a unei valori foarte mici față de cea inițială (concret 0.00005 față de 0.001), se consideră pe baza celor arătate în /79/ că valorile obținute pentru timp și pentru curent reprezintă cu suficientă precizie valorile căutate

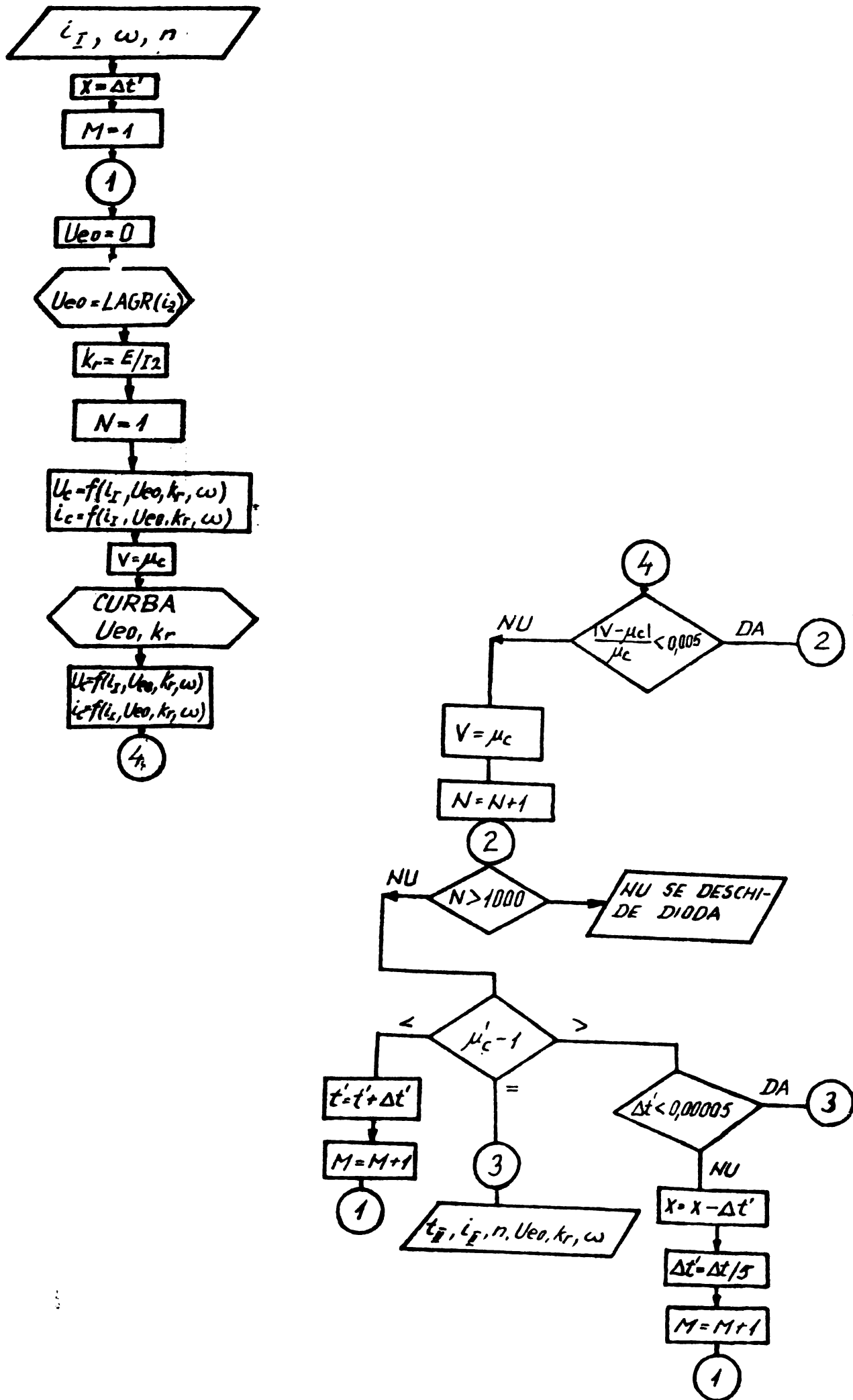


Fig. 3.11.-Organigrama TCQM pentru calculul intervalului de comutație.-

t_{II} și respectiv $i_2(t=t_{II})=i_{II}$. Procedura mai are posibilitatea de a detecta și anumite cazuri imposibile de rezolvare a ecuației prin mesajul "nu se deschide dioda", care indică o funcționare fără recuperare a schemei (deci necorespunzătoare), pentru unele valori inițiale.

În fig.3.12 se prezintă variația tensiunii pe condensator și a curentului, calculată cu procedura menționată, pentru diferiți curenți prescriși în valori relative, iar în fig.3.13., aceleași mărimi înregistrate în timpul experimentărilor (p.5.1).

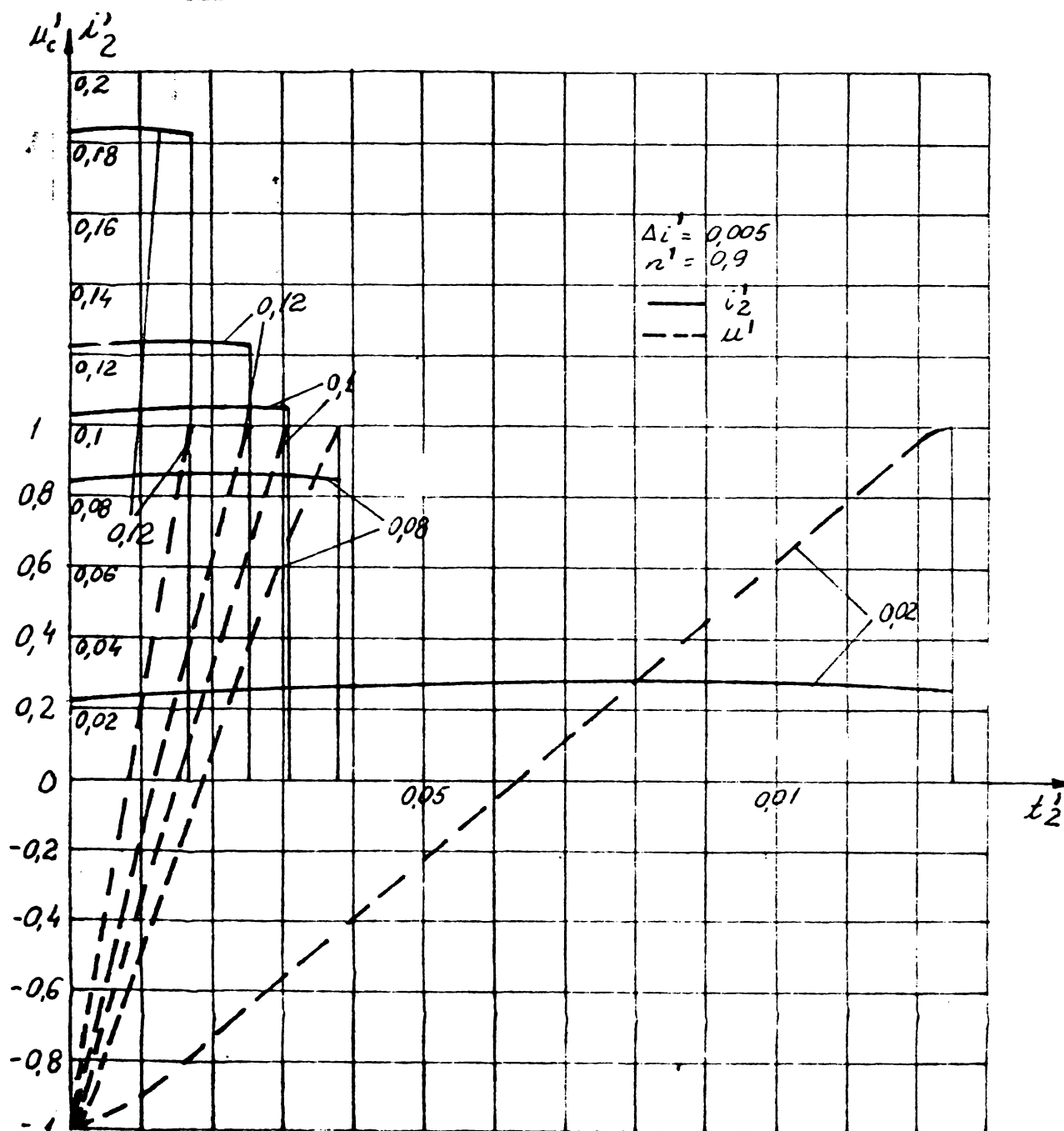


Fig.3.12.- Variația curentului și a tensiunii pe condensator în intervalul de comutație, pe baza curii de magnetizare din fig. 3.2. (Mașina SE-12, UMEB).-

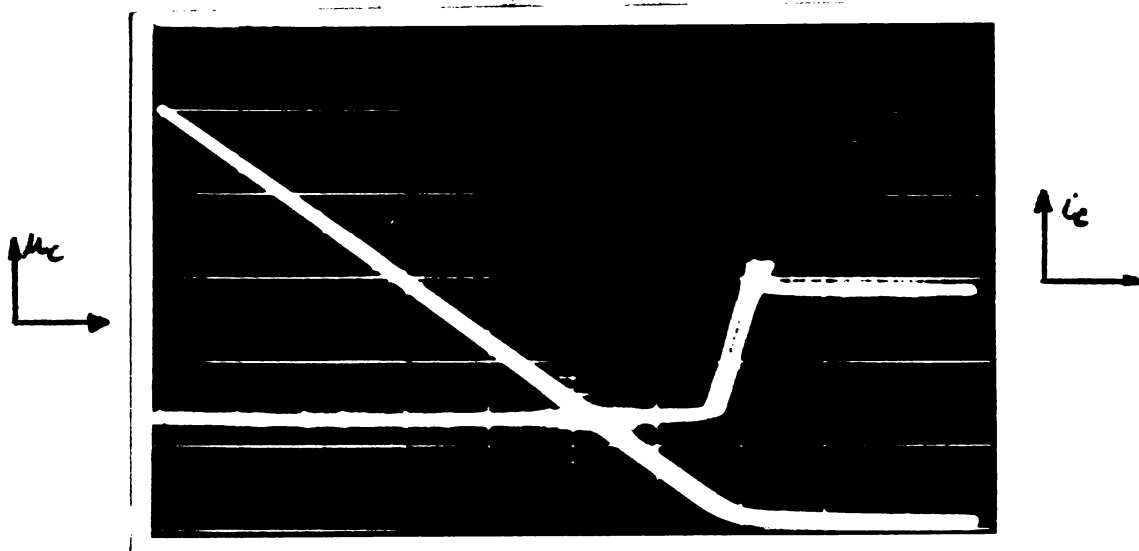


Fig.3.13.-Variația tensiunii pe condensator și a curentului în intervalul de comutație :
baza de timp $60 \mu\text{s/cm}$; tensiune 50 v/cm ;
curent 10 A/cm ; încercări cu Mașina
CE-12, UMEB.-

Din motive tehnice, polaritatea tensiunii pe condensator și a curentului, sînt opuse celor din fig.3.12., dar se poate constata că modelul matematic descrie foarte bine fenomenul, întrucît formele de variație sînt foarte asemănătoare.

Pentru $\Delta i' = 0.005$, în fig.3.14, se prezintă modul de variație al duratei intervalului de comutație în funcție de curentul prescris.

3.2.4.-Determinarea modului de variație a curentului la mașina cu excitație separată.-

Pentru mașina cu excitație separată se are în vedere aceeași metodică de calcul, cu considerarea felului schemei VTC (în comutație directă, respectiv indirectă).

Avînd în vedere principiul de funcționare al mașinii cu excitație separată și cele arătate pentru mașina serie la p.3.2.3., este suficient, pentru abordarea mașinii cu excitație separată, de a face $k_r = 0$ și de a înlocui pe U_{e0} cu U_e , în relațiile ce descriu modul de variație a curenților la mașina serie.

În acest fel mașina de c.c. cu excitație separată apare ca un caz particular, iar tratarea sa în programele de calcule întocmite, este posibilă cu modificări minime.

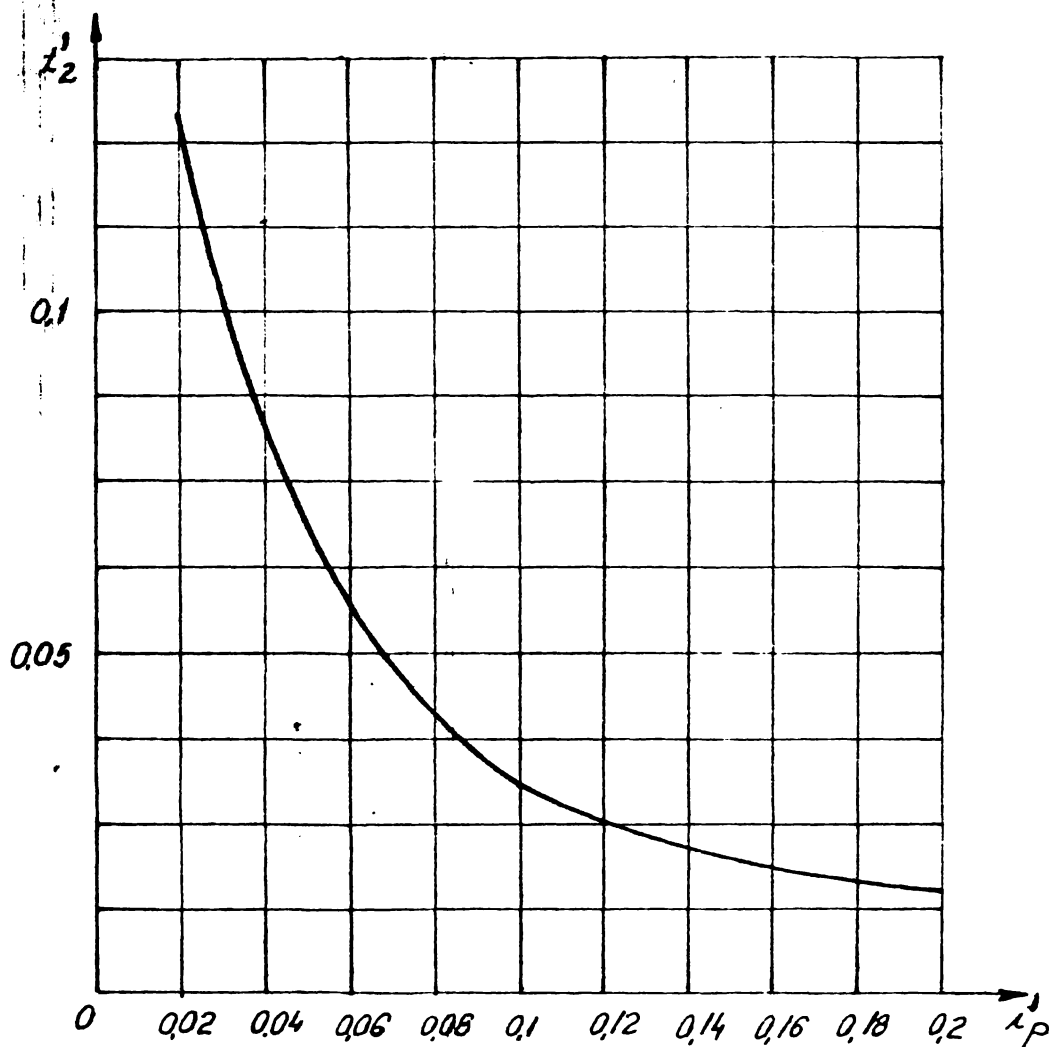


Fig.3.14.-Dependența $t'_{II}=f(i'_p)$ pentru $\Delta i'=0.005$ și $n'=0.9$ (mașina CE-12 UMEB).-

3.2.4.1.-Modul de variație al curentului la mașina cu excitație separată, folosind VTC cu comutație directă.-

Condițiile 3.16, 3.17, rămân valabile, se poate scrie:

$$i_1(t_1) = \frac{U_e}{R} (1 - e^{-t'_1}) + i_0 \cdot e^{-t'_1} \quad /3.37/$$

$$i_2(t_1) = i_I \cdot e^{-t'_1} - \frac{U-U_e}{R} (1 - e^{-t'_1}) \quad /3.38/$$

În cazul comenzii cu reglare bipozițională a curentului, se pot determina ca în /100/, parametrii comenzii. Pentru durata intervalului 1, se obține:

$$t_I = \tau \ln \frac{U_e - i_o R}{U_e - i_I R} \quad /3.39/$$

iar pentru durata intervalului 2 :

$$t_{II} = \tau \ln \frac{U - U_e + i_I R}{U - U_e + i_o R} \quad /3.40/$$

Legătura între perioada de lucru și durata relativă de conducție este stabilită prin intermediul histerezei regulatorului:

$$\Delta i' = \frac{(1 - e^{-aT'}) \cdot (1 - e^{-(1-a)T'})}{1 - e^{-T'}} \quad /3.41/$$

Pentru durata relativă de conducție se obține, dacă se alege $T' < 2$ (condiție ce poate fi oricând îndeplinită):

$$a = \frac{U - U_e + i_o R}{U} \quad /3.42/$$

Se constată că durata relativă de conducție la un curent prescris, depinde de viteza la care are loc frînarea prin intermediul t.em.

În figura 3.15 se prezintă dependența $T' = f(a)$, pe baza relației 3.41, cu parametru $\Delta i'$.

În fig.3.16, se prezintă dependența duratei relative de conducție $a = f(i'_p)$, cu parametru U_e , dedusă din relația 3.42.

În cazul comenzii în tensiune se determină direct din relațiile 3.37 și 3.38, limitele de variație, sub forma:

$$i_I = \frac{U_e}{R} \frac{1 - e^{-aT'}}{1 - e^{-T'}} - \frac{U - U_e}{R} \frac{e^{-aT'} - e^{-T'}}{1 - e^{-T'}} \quad /3.43/$$

$$i_o = \frac{U_e}{R} \frac{e^{-(1-a)T'} - e^{-T'}}{1 - e^{-T'}} - \frac{U - U_e}{R} \frac{1 - e^{-T'}}{1 - e^{-T'}} \quad /3.44/$$

Pentru o funcționare stabilă $di_2/dt < 0$, ceea ce revine la :

$$U > U_e + i_I R \quad /3.45/$$

Această condiție poate fi totdeauna îndeplinită (efectuînd eventual slăbirea cîmpului în regimul de frînare recuperativă).-

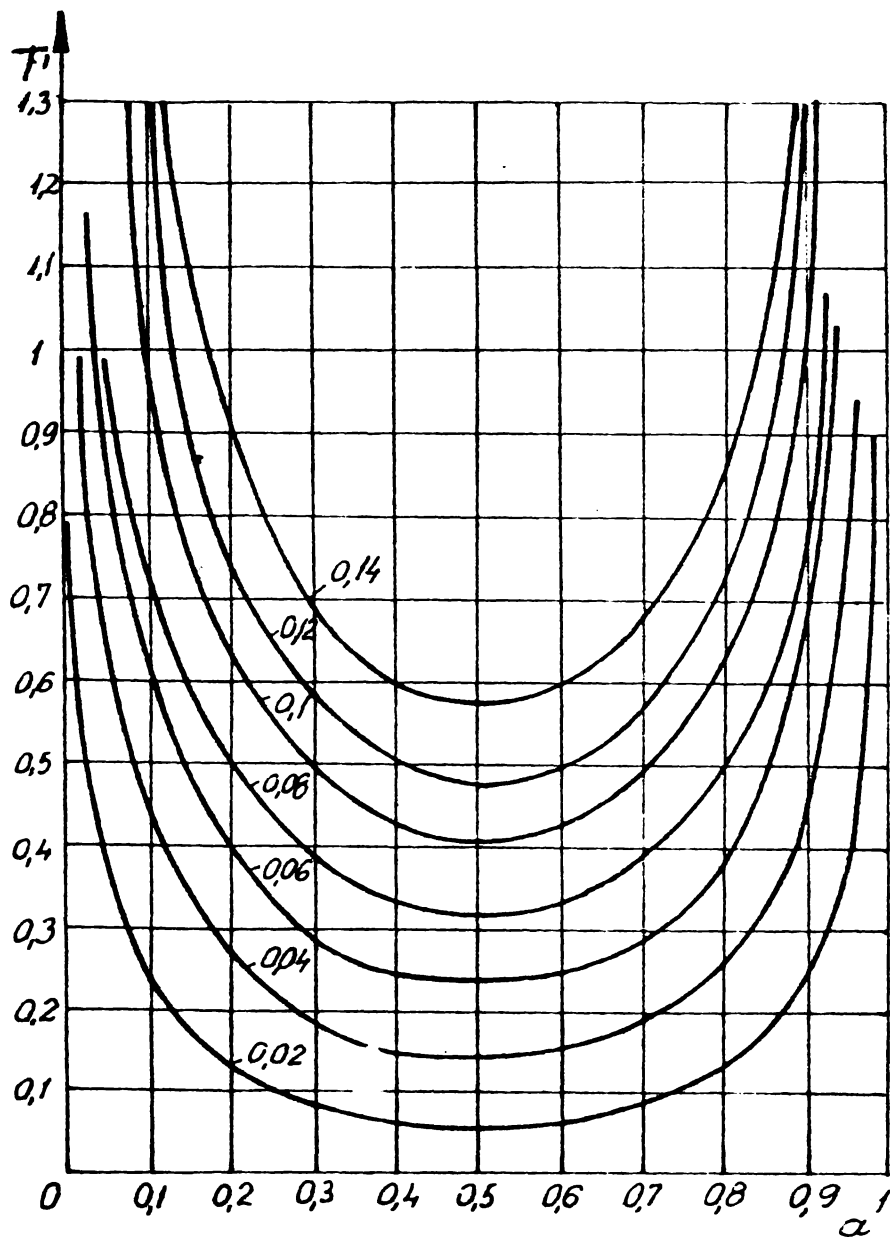


Fig.3.15.-Variația parametrilor comenzii în cazul mașinii cu excitație separată cu parametru $\Delta i'$.-

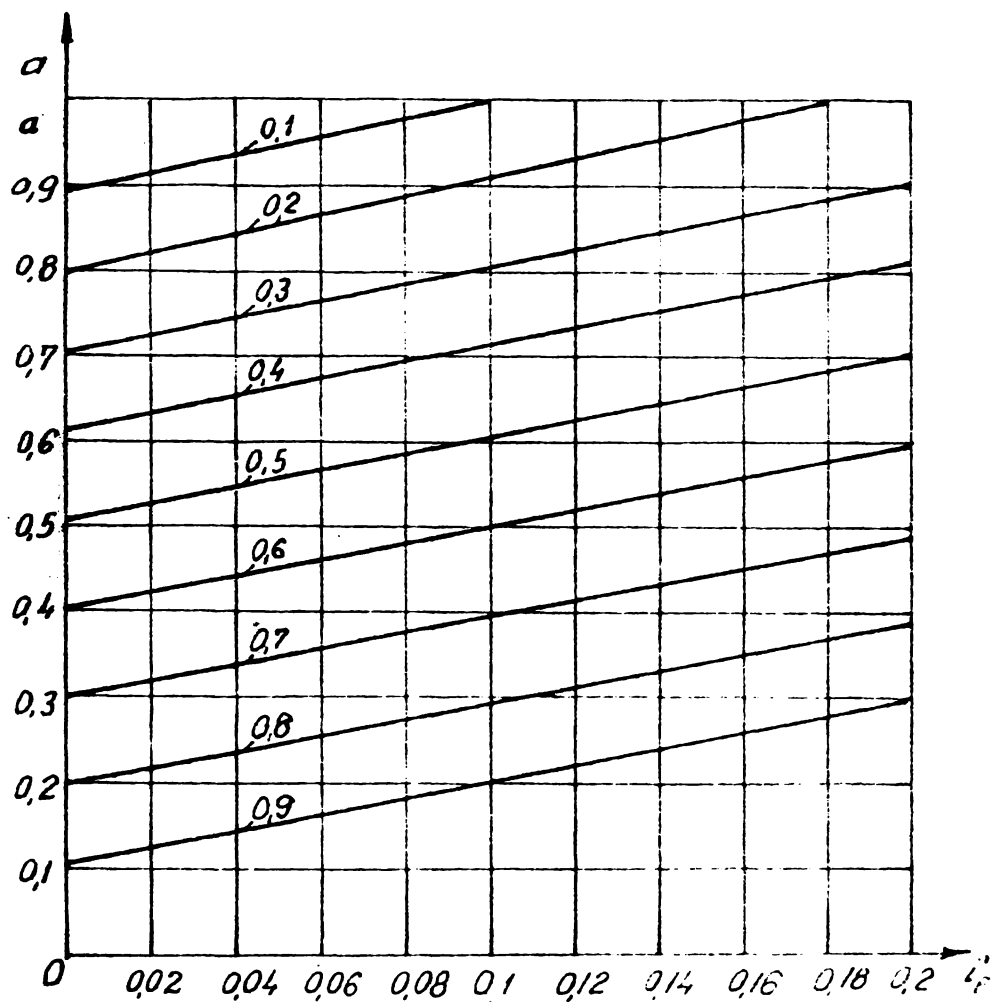


Fig.3.16.-Variația duratei relative de conducție $a=f(i_p)$,parametru U_e' .-

3.2.4.2.-Modul de variație al curentului la mașina cu excitație separată, folosind VTC cu comutație indirectă.-

Pentru VTC cu comutație indirectă condițiile de continuitate ale variației curentului sînt relațiile 3.12, 3.13, 3.14.

Intervalul 1 este descris de relația 3.37.

Intervalul 2 corespunde conducerii tiristorului de stingere, deci T_2 închis și T_1, D deschis. Se obține:

$$i_2(t_2) = e^{-\frac{R}{2L}t_2} \left(i_1 \cdot \cos \omega t_2 + \frac{U_e + U_{co} - \frac{R}{2} i_1}{\omega L} \sin \omega t_2 \right) \quad /3.46/$$

și:

$$u_c(t_2) = -U_e + e^{-\frac{R}{2L}t_2^2} \left\{ (U_e + U_{co}) \cos \omega t_2 - \left[i_I \omega L - \frac{R}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} (U_{co} + U_e) \right] \sin \omega t_2 \right\} \quad /3.47/$$

Condiția de determinare a duratei intervalului de comutație este relația 3.33.

Intervalul 3 este descris de relația:

$$i_3(t_3) = i_{II} \cdot e^{-t_3'} - \frac{U - U_e}{R} (1 - e^{-t_3'}) \quad /3.48/$$

În cazul comenzii bipoziționale durata intervalului 1 și 3 se determină ca la p.3.2.3.1. Determinarea duratei intervalului de comutație t_{II} se face tot cu procedura "TCØII", descrisă la punctul 3.2.3.3., simplificată în acest caz prin faptul că nu mai este necesară interpolarea pe curba $U_e = f(i, n)$. Analog ca la p.3.2.4.1., s-au determinat curbele de variație pentru parametrii comenzii (fig.3.17), cu parametru $\Delta i'$ și dependența $a = f(i'_p)$ cu parametru U'_e (fig.3.18).

Trebuie remarcat că forma dependenței $i' = f(a)$, cu parametru $\Delta i'$, se păstrează (fig.3.15), cu mențiunea că această dependență este influențată acum și de turația mașinii (relația 3.41 nemaifiind valabilă).

O concluzie interesantă se poate trage și prin examinarea fig.3.18, referitoare la dependența $a = f(i'_p)$, care nu mai este liniară. Astfel se observă că, la curenți prescriși mici, neliniaritatea este pronunțată și scade pe măsura creșterii curențului prescriș.

Explicația este variația duratei intervalului de comutație t_{II} cu curențul prescriș (de tipul celei arătate în fig.3.12) și apropierea la curenți prescriși mai mari, de condițiile de funcționare din cazul schemei cu comutație directă (vezi fig.3.14).

În cazul comenzii în tensiune, pentru a determina durata intervalelor și limitele de variație ale curenților, se folosesc următoarele ecuații:

$$i_I = \frac{U_e}{R} (1 - e^{-aT'}) + i_o \cdot e^{-aT'} \quad /3.49.a/$$

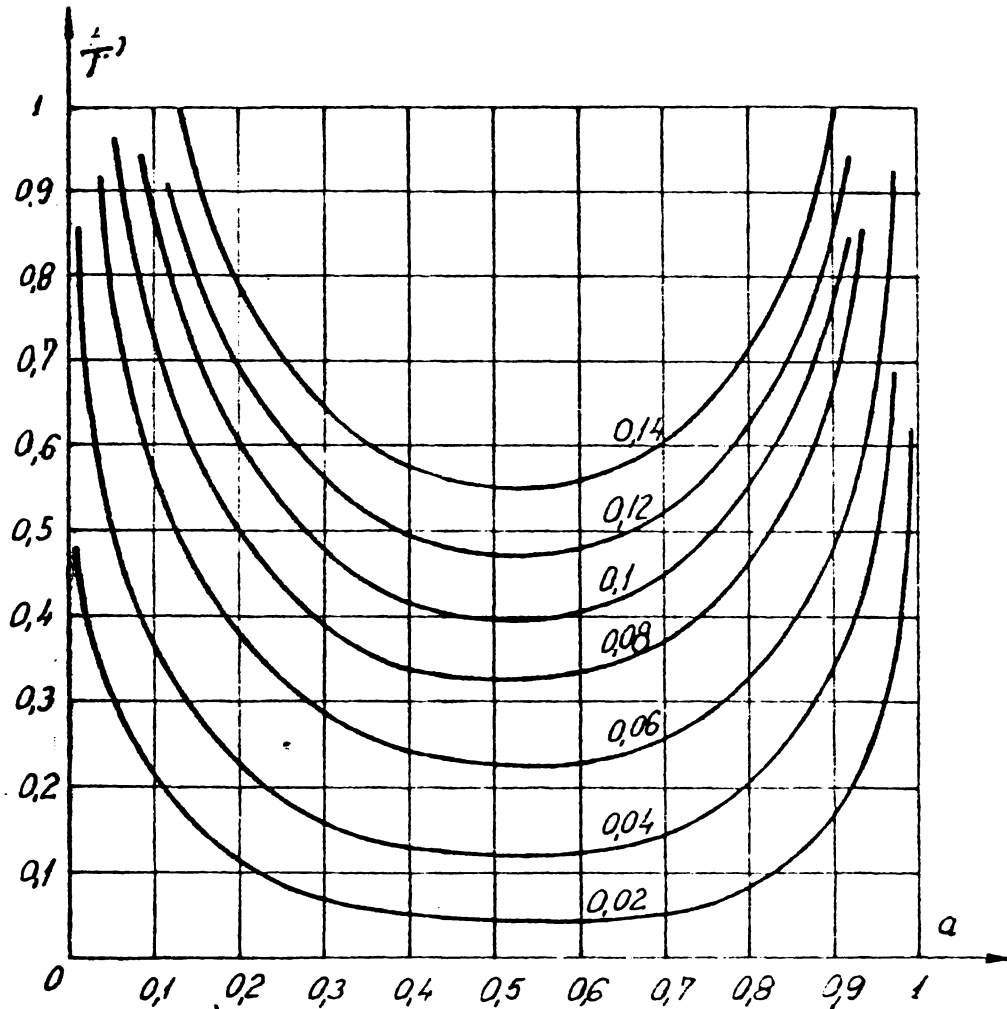


Fig.3.17.- Variația parametrilor comenzii $T'=r(a)$ cu parametru $\Delta i'$ la $U_e=0.8$.-

$$i_{II} = e^{-\frac{R}{2L}t_{II}} \left(i_I \cos \omega t_{II} + \frac{U_e + U_{co} - \frac{R}{2}i_I}{\omega L} \sin \omega t_{II} \right) \quad /3.49.b/$$

$$U = U_e - e^{-\frac{R}{2L}t_{II}} \left\{ (U_e + U_{co}) \cos \omega t_{II} - \left[i_I \omega L - \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} (U_{co} + U_e) \right] \sin \omega t_{II} \right\} \quad /3.49.c/$$

$$i_0 = i_{II} \cdot e^{-\frac{(1-a)T'}{R}} - \frac{U - U_e}{R} \left(1 - e^{-\frac{(1-a)T'}{R}} \right) \quad /3.49.d/$$

Elementele necunoscute i_0, i_I, i_{II}, t_{II} , se pot determina de data aceasta mai simplu decît în cazul relației 3.35.

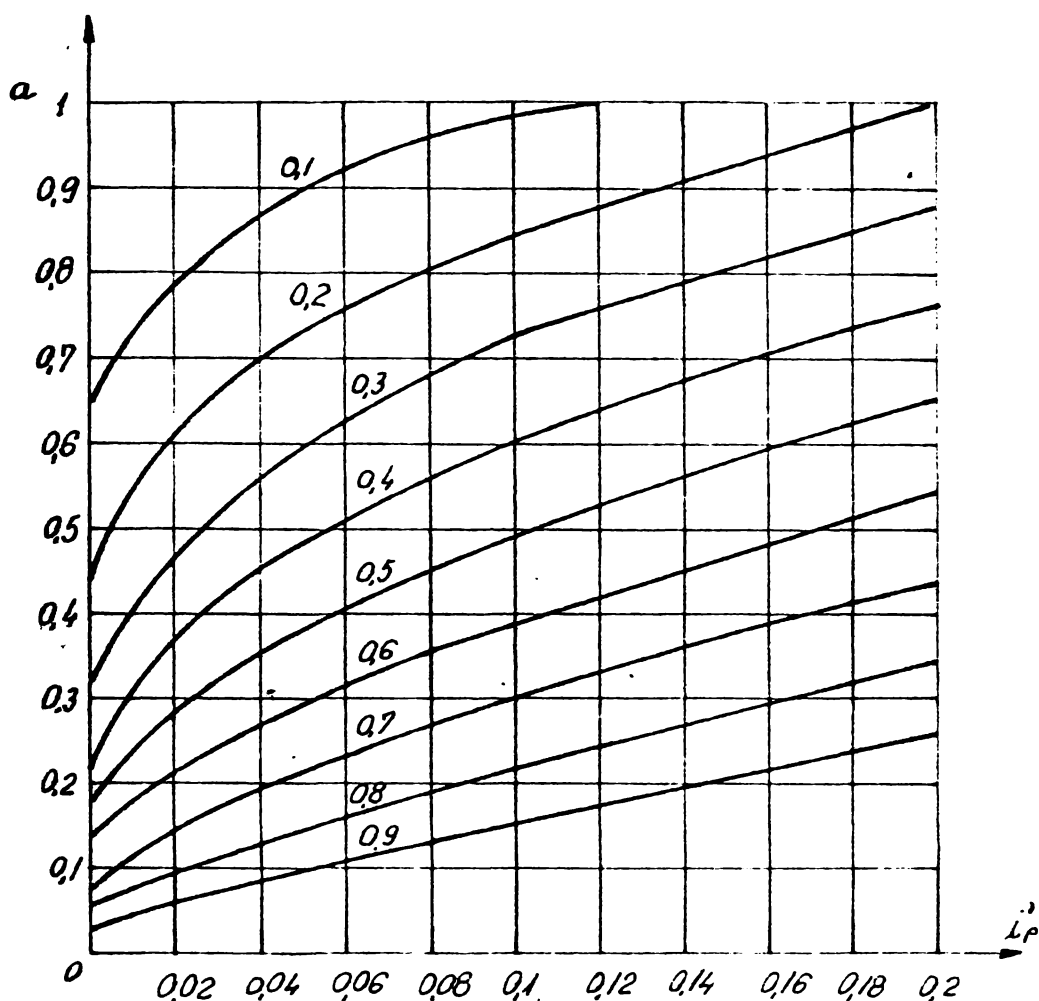


Fig.3.18.-Durata relativă de conducție $a=f(i_p)$ cu parametru U_e' la $\Delta i'=0.1$.-

Pentru rezolvarea acestui sistem se folosește procedura "ITER-1" descrisă la p.3.2.3.2., simplificată în acest caz prin faptul că U_e nu mai depinde de curentul mașinii.

3.3.-Puterea medie recuperată.

3.3.1.-Punerea problemei.-

Pentru schema din fig.3.1., puterea medie recuperată în regim cvasistaționar, într-un interval de timp t_j , este valoarea medie a puterii instantanee:

$$P_{rec.j} \approx \frac{1}{nT} \int_0^{nT} U \cdot i_r \cdot dt \quad \text{cu } nT=t_j \text{ și } n \gg 1 \quad /3.50/$$

Puterea produsă de mașina electrică în același interval de timp, este:

$$P_j = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} U_e \cdot i \cdot dt \quad /3.51/$$

Neglijînd rezistența mașinii (presupunînd deci mașina fără pierderi) și neglijînd intervalul de comutație, se găsește, pe baza relației 3.19, 3.21.:

$$P_{rec.j} = U \cdot I_{r.med} \quad /3.52/$$

respectiv:

$$P_j = U_e \cdot I_{med} \quad /3.53/$$

cu legătura:

$$I_{r.med} = (1-a) I_{med} \quad /3.54/$$

și deci relația între puterea medie recuperată și puterea produsă:

$$P_{rec.j} = (1-a) I_{med} \cdot U \quad /3.55/$$

În cazul simplificărilor arătate, condiția:

$$\frac{P_{rec.j}}{P_j} = (1-a') \cdot \frac{U}{U_e} = 1 \quad /3.56/$$

permite determinarea duratei relative de conducție a' , la care puterea medie recuperată este egală cu puterea medie produsă de mașină (fig.3.19). Dacă a devine mai mare decît a' , energia produ-

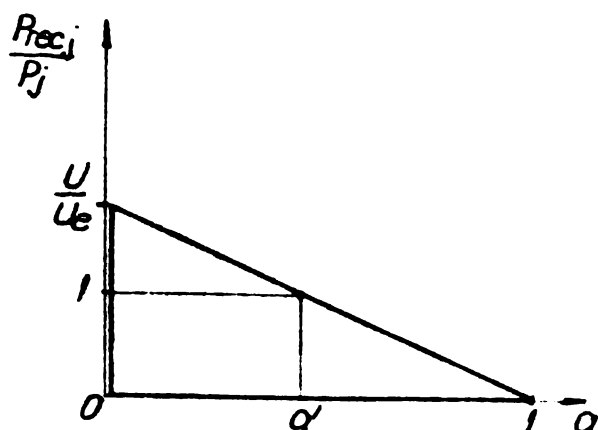


Fig.3.19.-Dependența
 $P_{rec.j}/P_j = F(a)$

să de mașină este înmagazinată în inductivitatea mașinii, ceea ce înseamnă $P_{rec.j}/P_j < 1$, dacă a devine mai mic decît a' , energia înmagazinată în inductivitatea mașinii, este livrată suplimentar prin recuperare, deci $P_{rec.j}/P_j > 1$.

Cazurile arătate sînt practic inexistente, datorită rezistenței mașinii care este permanent prezentă. Ca atare, în general, puterea recuperată medie, în regim cvasistaționar, este mai mică decît puterea medie

a mașinii, dar comportarea inductivității mașinii de a înmagazina sau ceda o parte suplimentară de energie, se menține. De aceea studiul puterii medii recuperate se va efectua pe baza componente-

-lor de calcul ale puterii medii recuperate, iar la p.3.3.3., se face o discuție asupra aportului inductivității mașinii în ceea ce privește puterea medie recuperată.

Pentru calculul energiei recuperate, se va studia dependența puterii medii recuperate față de metoda de comandă (bipozițională și în tensiune).

3.3.2.-Calculul puterii medii recuperate.-

În cele ce urmează se arată modul de calcul pentru puterea medie recuperată și rezultatele calculului sub forma caracteristicilor puterii medii recuperate în valori relative (p.3.1.2)

3.3.2.1.-Puterea medie recuperată la comandă bipozițională.-

Pentru mașina serie, neglijând intervalul de comutație, se poate scrie expresia puterii recuperate instantanee, sub forma:

$$P_{rec} = U \cdot i_r = (U_{eo} + k_r i_r) i_r - R i_r^2 - L \frac{di_r}{dt} \cdot i_r \quad /3.57/$$

Puterea medie recuperată se poate obține cu relația:

$$P_{rec} = U_{eo} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i_r dt + (k_r - R) \frac{1}{T} \int_0^T i_r^2 dt + \frac{L}{T} \int_0^T i_r di_r \quad /3.58/$$

sau:

$$P_{rec} = U_{eo} \cdot I_{r.med} + (k_r - R) I_r^2 + \frac{L}{2T} (i_I^2 - i_0^2) \quad /3.60/$$

Pe baza relației 3.60, puterea medie recuperată are trei componente:

- $P_1 = U_{eo} \cdot I_{r.med}$ - reprezintă aportul t.em.;

- $P_2 = (k_r - R) I_r^2$ - reprezintă pentru $k_r < R$, o putere ce nu este primită de sursa de tensiune (pierderi), iar pentru $k_r > R$, puterea corespunzătoare aportului suplimentar al t.em.;

- $P_3 = \frac{L}{2T} (i_I^2 - i_0^2)$ - reprezintă puterea corespunzătoare aportului inductivității mașinii.

Tinând cont de anexa 1., se pot exprima componentele puterii recuperate, în valori raportate:

$$P_1' = U_{eo}' \cdot i_p' (1-a) \quad /3.61/$$

$$P_2' = (k_r' - 1)(i_p'^2 + \Delta i' / 12)(1-a) \quad /3.62/$$

$$P_3' = \frac{i_p' \cdot \Delta i' (1-a)}{\ln \frac{[U_{eo}' - (1-k_r')(i_p' - \Delta i' / 2)] [1 - U_{eo}' + (1-k_r')(i_p' + \Delta i' / 2)]}{[U_{eo}' - (1-k_r')(i_p' + \Delta i' / 2)] [1 - U_{eo}' + (1+k_r')(i_p' - \Delta i' / 2)]}} \quad /3.63/$$

Puterea recuperată s-a adus astfel într-o formă care nu depinde decât de valoarea prescrisă pentru curentul de frînare, de valoarea histerzei regulatorului bipozițional și de turația mașinii.

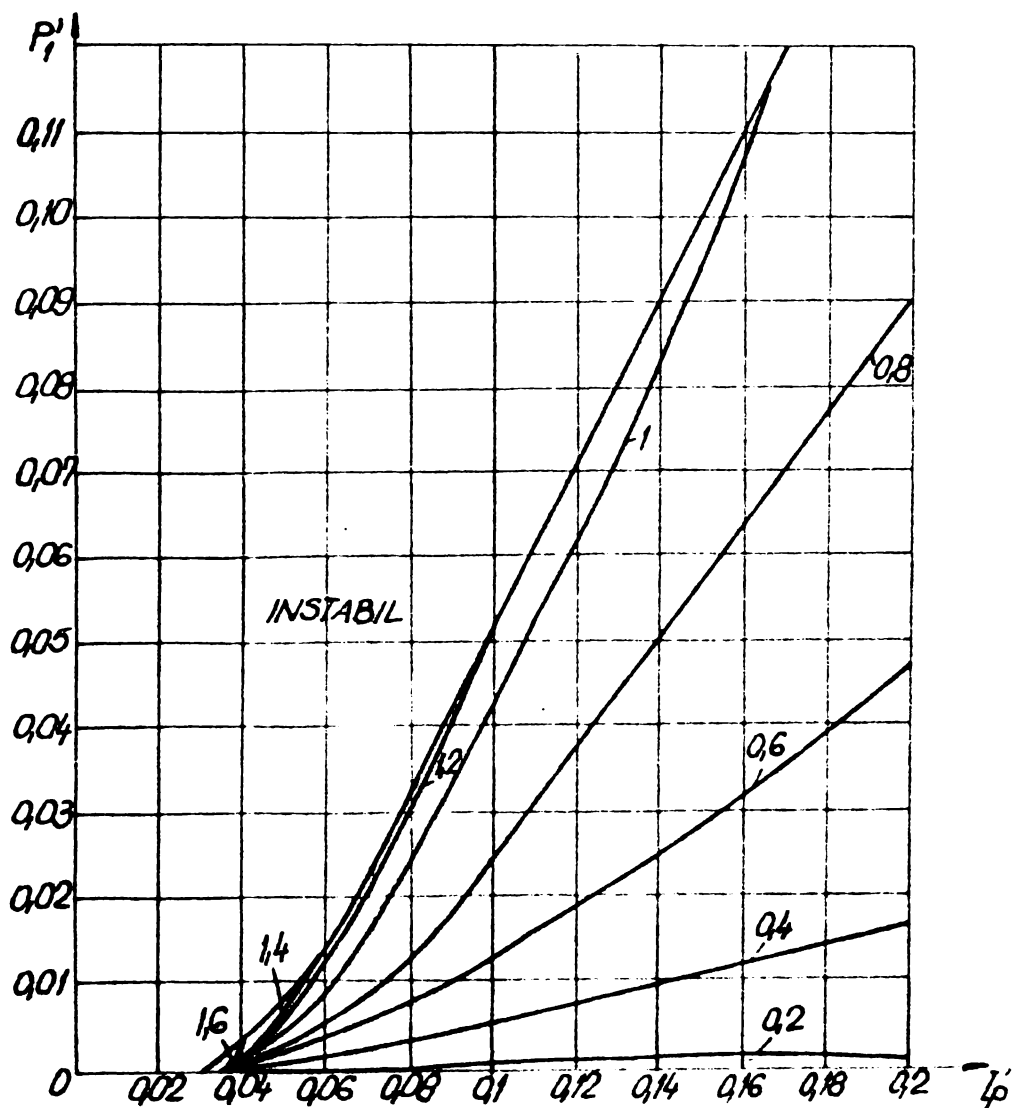


Fig.3.20.-Componentele puterii medii recuperate;
parametru n' la $\Delta i' = 0.005$
a).-Dependența $P_1' = f(i_p')$

Componentele puterii recuperate în cazul mașinii serie au doar o semnificație "de calcul", fiind introduse pe baza liniarității t.em.; acestea au fost calculate în funcție de valoarea curentului de frînare, avînd ca parametrii histereza regulatorului și viteza la care are loc frînarea (fig.3.20.a.b.c).

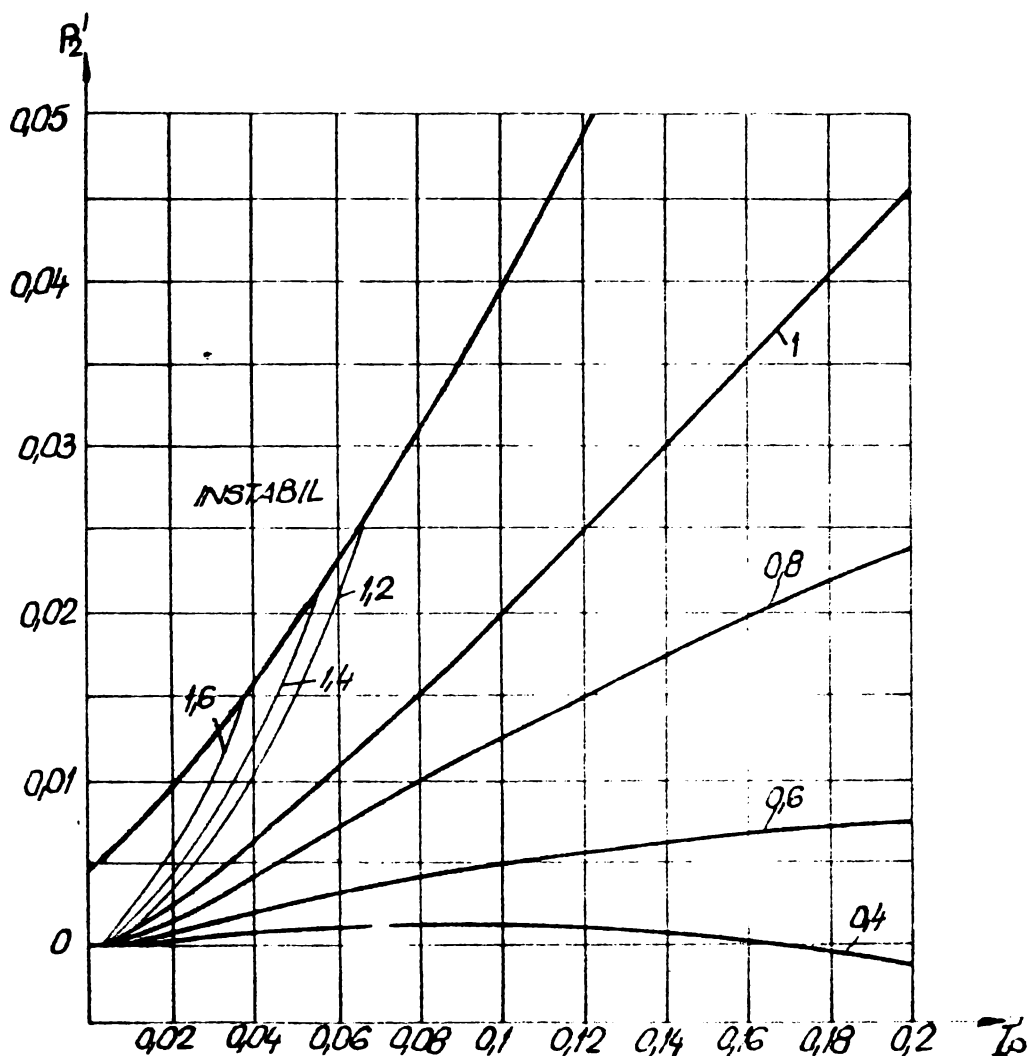


Fig.3.20.-Componentele puterii medii recuperate;
parametru n' la $\Delta i' = 0.005$
b).-Dependența $P_2 = f(i'_p)$.-

În fig.3.21. se arată caracteristicile puterii medii recuperate obținute prin însumarea componentelor puterii recuperate și cele ridicate experimental. Cum în programul de calcul s-a testat și stabilitatea procesului de frînare, pe baza relației 3.28, în fig.3.20 și fig.3.21 este marcată limita de stabilitate.

La folosirea VFD cu comutație indirectă, este necesară considerarea intervalului de comutație, care modifică forma de variație a curentului (p.3.2.3) și puterea recuperată.

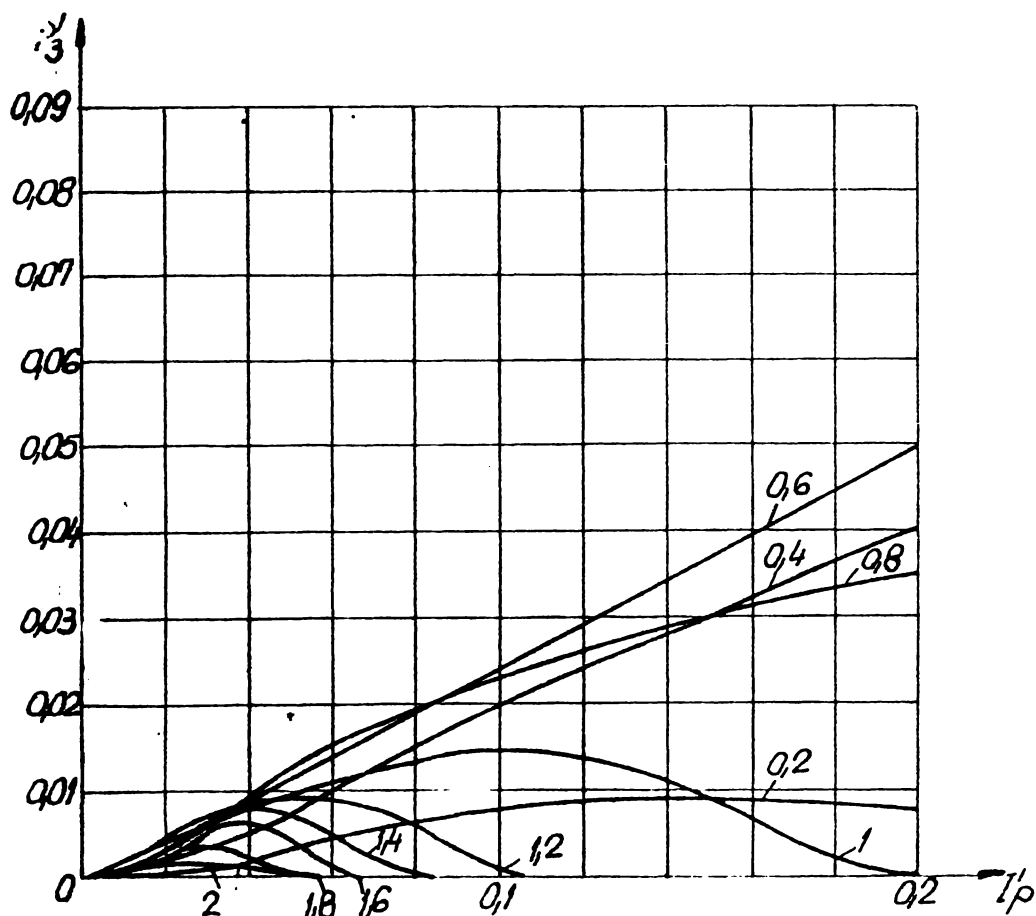


Fig.3.20.-Componentele puterii medii recuperate;
parametru n' la $\Delta i' = 0.005$
c).-Dependența $P_3 = f(\frac{1}{p})$.-

Calculul puterii medii recuperate, în valori relative, s-a făcut prin integrarea numerică a relației/98/:

$$P'_{rec} = \frac{U'_{eo}}{T} \int_0^{t'_{III}} i'_3 dt' + \frac{(k'_r - 1)}{T'} \int_0^{t'_{III}} i'^2_3 dt' + \frac{(i'^2_{II} - i'^2_0)(k'_r - 1)}{2T'} \quad /3.64/$$

cu determinarea intervalului t'_{II} și respectiv t'_{III} cu o procedură ca la p.3.2.3.3. În fig.3.22 se prezintă rezultatele calculului numeric al puterii recuperate cu aceiași parametri ca în fig.3.21, cât și caracteristicile ridicate experimental.

Examinînd caracteristicile puterii medii recuperate din fig.3.21 și 3.22, se constată variația deosebit de accentuată a puterii recuperate la mașina serie, cu turația mașinii. Deasemenea se remarcă faptul că, din considerente de stabilitate, puterea recuperată este corespunzătoare valorii numai pentru turații în jurul turației nominale, sau ceva mai mici.

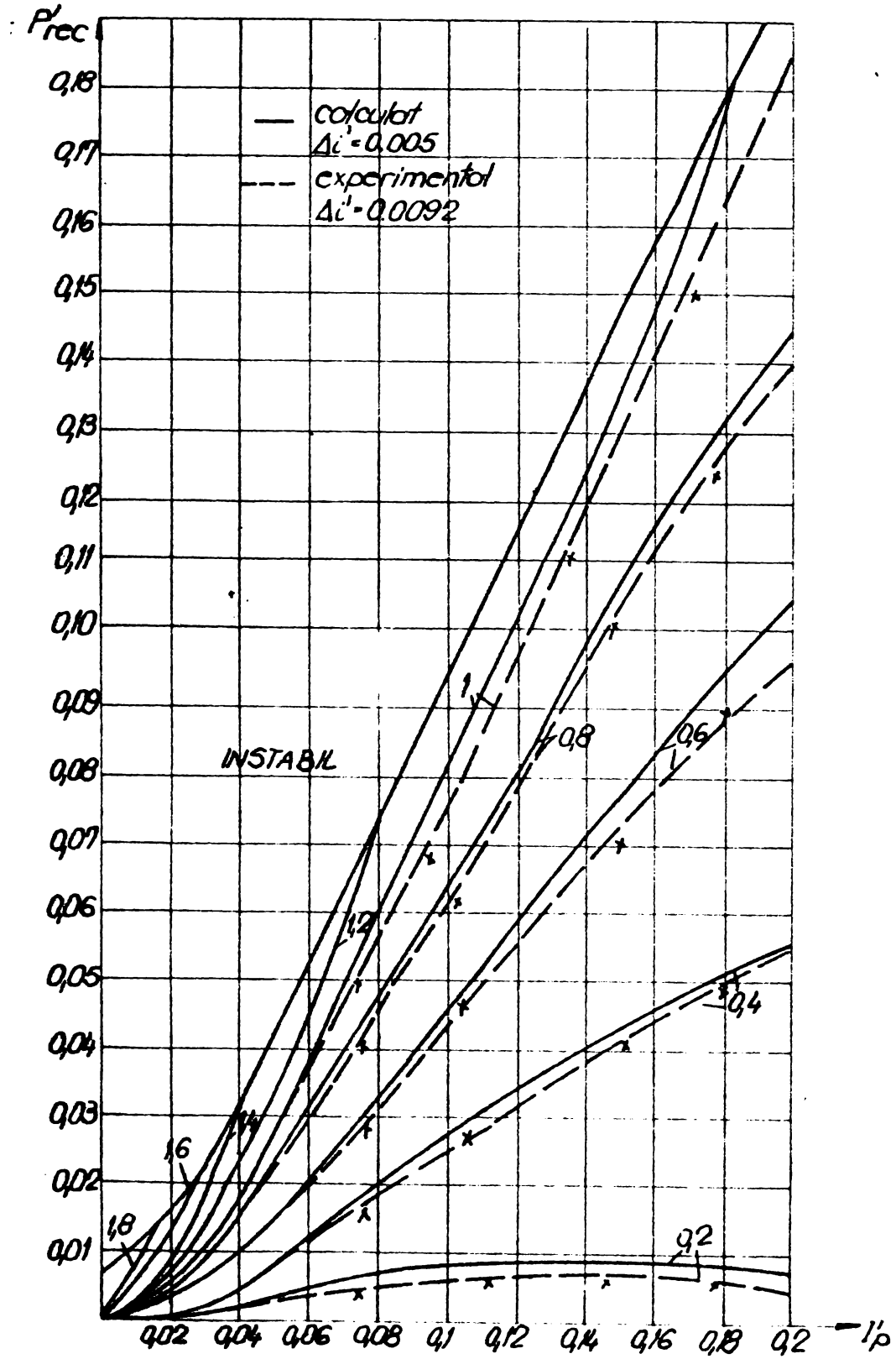


Fig. 3.21.-Dependența puterii medii recuperate $P_{rec} = f(i_p)$, cu parametru n' și marcarea limitei de stabilitate la mașina serie (pentru VTC cu comutație directă).-

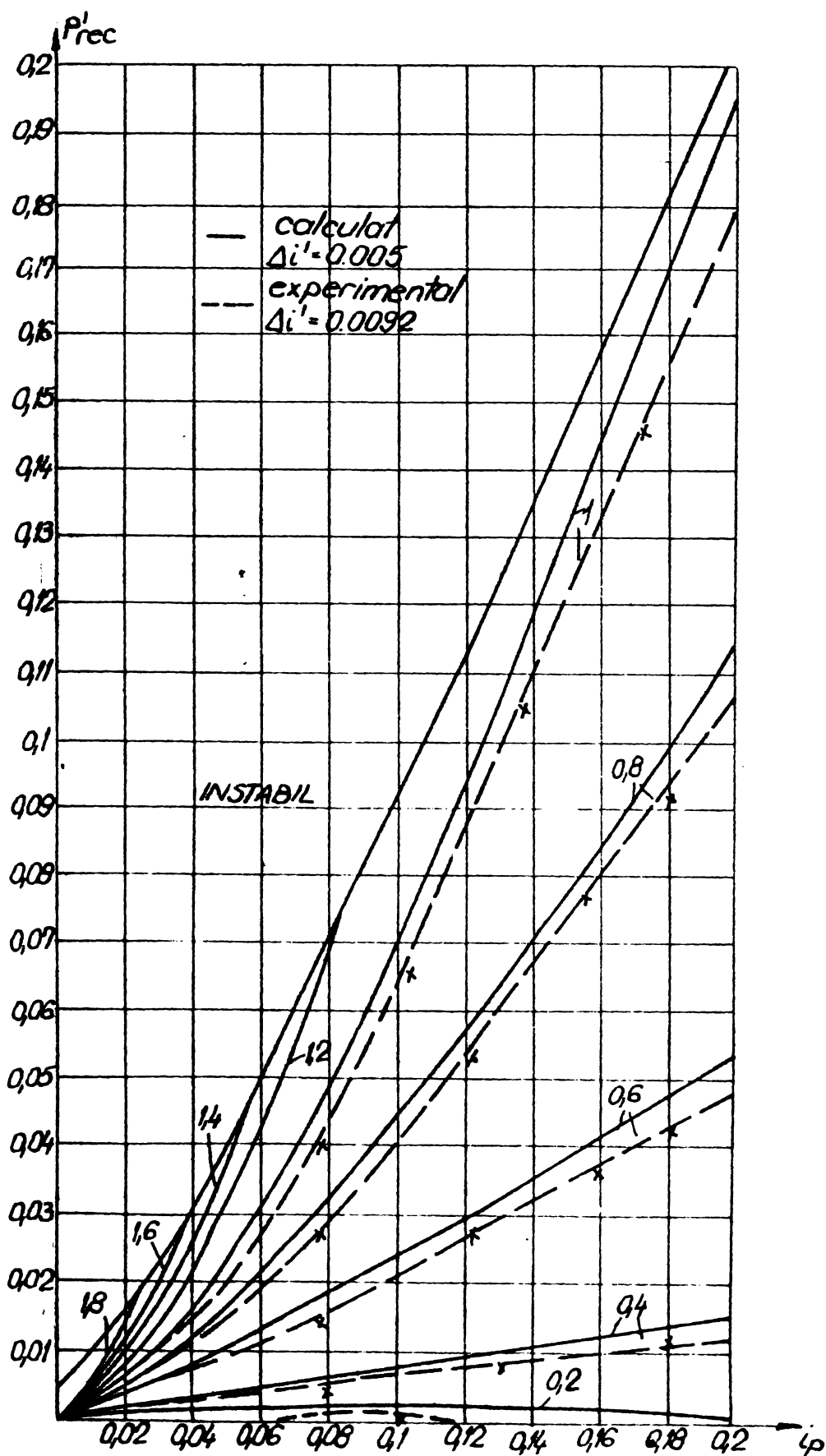


Fig.3.22.-Dependența puterii medii recuperate $P'_{rec} = f(i'_p)$ cu parametru n' și marcarea limitei de stabilitate la mașina serie.-

Domeniul de stabilitate la frînare recuperativă este practic același în ambele cazuri prezentate. Aceasta deoarece și în cazul schemei cu comutație indirectă relația 3.28 trebuie să fie îndeplinită.

Asemănarea în forma de variație a caracteristicilor este evidentă iar coincidența cu rezultatele experimentale este bună.

În privința valorilor puterii medii recuperate la același curent prescris, la considerarea intervalului de comutație, acestea sînt ceva mai mici decît la schema cu comutație directă. Se deduce că o parte din energia înmagazinată în circuitele magnetice este cedată condensatorului de stingere în intervalul de comutație. Despre un câștig suplimentar la schemele cu comutație directă (fără interval de comutație) nu este vorba, datorită faptului că o parte din puterea recuperată trimisă sursei se întoarce pentru încărcarea condensatorului de stingere în alt tact de funcționare și printr-un circuit separat de încărcare, cu care schema este prevăzută (p.2.1.3.1.).

Diferența între cele două tipuri fundamentale de scheme VTC constă doar în faptul că o parte din puterea furnizată de mașină este schimbată direct în intervalul de comutație, de circuitul magnetic cu condensatorul de stingere în cazul VTC cu comutație indirectă și indirect prin intermediul sursei de tensiune în cazul VTC cu comutație indirectă.

Valabilitatea caracteristicilor puterii medii recuperate este legată de caracteristica $U'_c=f(i')$ din fig.3.2., dar în general, la mașini diferite aspectul caracteristicilor calculate din fig.3.19, 3.20, se păstrează.

Abaterile care există între valorile puterii medii recuperate calculate față de cele experimentale, își au cauzele în ipotezele simplificatoare făcute (p.3.1.1.), în special neglijarea pierderilor în fier care face ca valorile calculate să fie mai mari, și respectiv în valoarea puțin diferită a histerezei regulatorului instalației experimentale față de cea considerată la calcul.

! Datorită instabilității în funcționare, care își are explicația în autoexcitarea puternică la viteze și curenți mari, mașina serie trebuie folosită în schemele de frînare recuperativă cu unele precauții /59, 97/.

Pentru mașina de c.c. cu excitație separată s-au calculat în același mod caracteristicile puterii medii recuperate,

avînd în vedere faptul că pe baza modelului matematic introdus, mașina de c.c. cu excitație separată se poate trata ca un caz particular al mașinii serie cu $U_{e0} = U_e$ și $k_r = 0$.

În cazul schemei cu comutație directă sau negli-
jînd intervalul de comutație t_{II} , se poate scrie:

$$P_{rec} = U_e \cdot I_{r.med} + \frac{L}{2T} (i_I^2 - i_0^2) - RI_r^2 \quad /3.65/$$

Cei trei termeni din membrul drept al relației
reprezintă:

$$P_1 = U_e I_{r.med} - \text{puterea recuperată în contul t.em ;}$$

$$P_2 = \frac{L}{2T} (i_I^2 - i_0^2) - \text{aportul de putere recuperată al inductivității
mașinii ;}$$

$$P_3 = RI_r^2 - \text{pierderi.}$$

Ținînd cont de cele arătate în anexa 1., se poate
scrie în valori relative :

$$P'_1 = U'_e \cdot i'_p (1-a) \quad /3.66/$$

$$P'_2 = \frac{i'_p \cdot \Delta i'}{\ln \frac{(U'_e - i'_p + \Delta i'/2)(1 - U'_e + i'_p + \Delta i'/2)}{(U'_e - i'_p - \Delta i'/2)(1 - U'_e + i'_p - \Delta i'/2)}} \quad /3.67/$$

$$P'_3 = (i'_p + \Delta i'/12)(1-a) \quad /3.68/$$

Pe baza relațiilor 3.66, 3.67, 3.68, s-au calcu-
lat componentele puterii recuperate și pierderile funcție de
curentul prescris, avînd ca parametru U'_e (la o anumită scară tu-
rația mașinii) și histereza regulatorului (fig.3.23.a,b,c).

În fig.3.24., se arată caracteristicile puterii
medii recuperate obținute prin însumarea componentelor din fig.
3.23 și cele ridicate experimental.

Pentru frînarea mașinii cu excitație separată cu
ajutorul unui VTC cu comutație indirectă, este considerat și inter-
valul de comutație. Calculul numeric al puterii medii recuperate
în valori relative s-a făcut prin integrarea numerică a relației:

$$P'_{rec.} = \frac{U'_e}{T'} \int_0^{t'_{III}} i'_3 dt' + \frac{i'_{III} - i'_0}{2T'} - \frac{1}{T'} \int_0^{t'_{III}} i'^2_3 dt' \quad /3.69/$$

cu determinarea intervalului de comutație t'_{II} și a lui t'_{III} cu o procedură pe baza celor arătate la p.3.2.3.3.

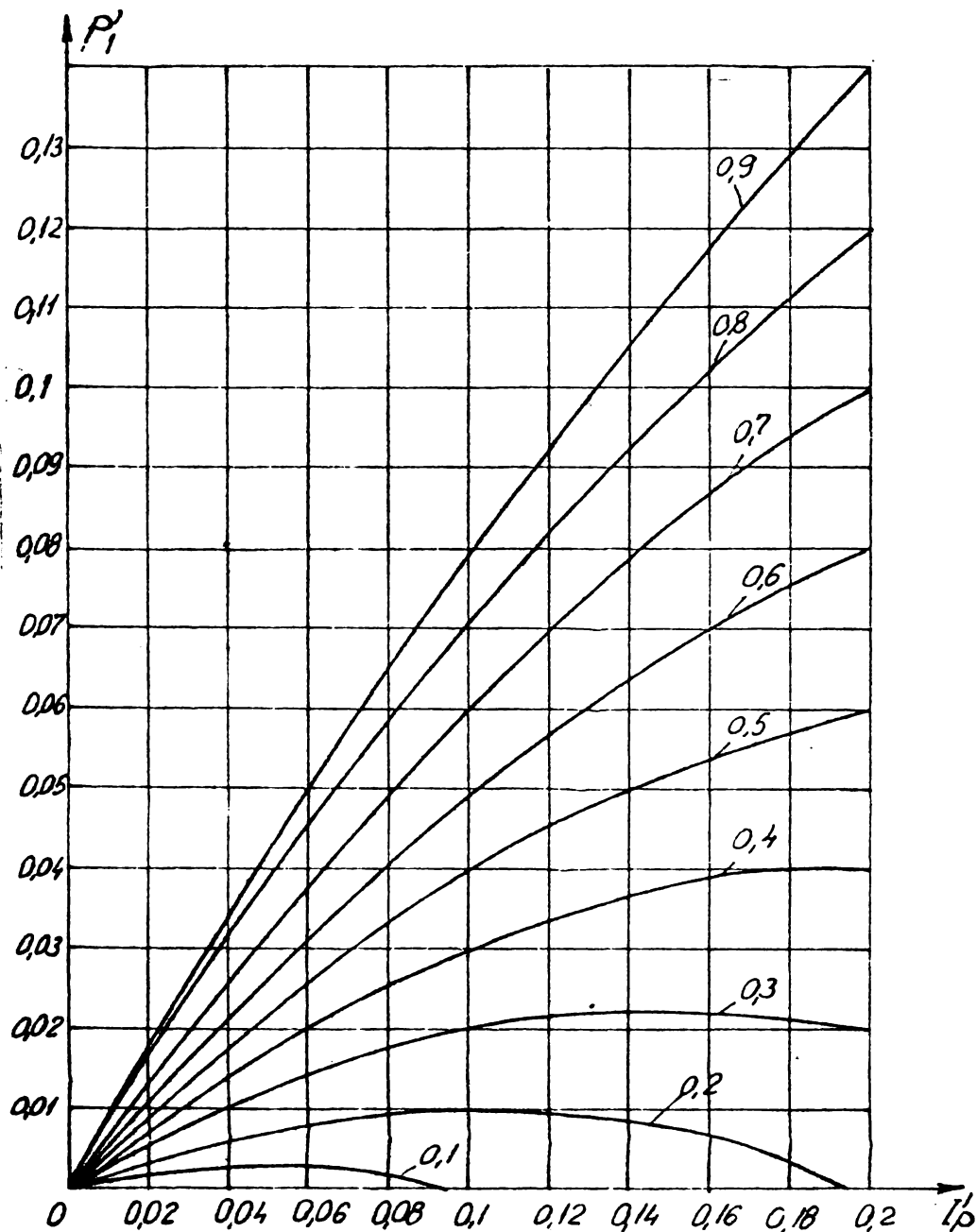


Fig.3.23.-Componentele puterii medii recuperate și pierderile pentru mașina cu excitație separată; parametru U'_e la $\Delta i' = 0.01$.
a). - $P'_1 = f(I'_p)$.-

În fig.3.25., se prezintă rezultatele calculului numeric al puterii recuperate cu aceiași parametri ca în fig.3.24 și caracteristicile puterii recuperate ridicate experimental.

Afirmațiile făcute pentru mașina serie în legătură cu circulația puterii reactive între circuitul magnetic al mașinii și condensatorul de stingere, se păstrează (fig.3.22 și 3.23) și în cazul mașinii cu excitație separată.

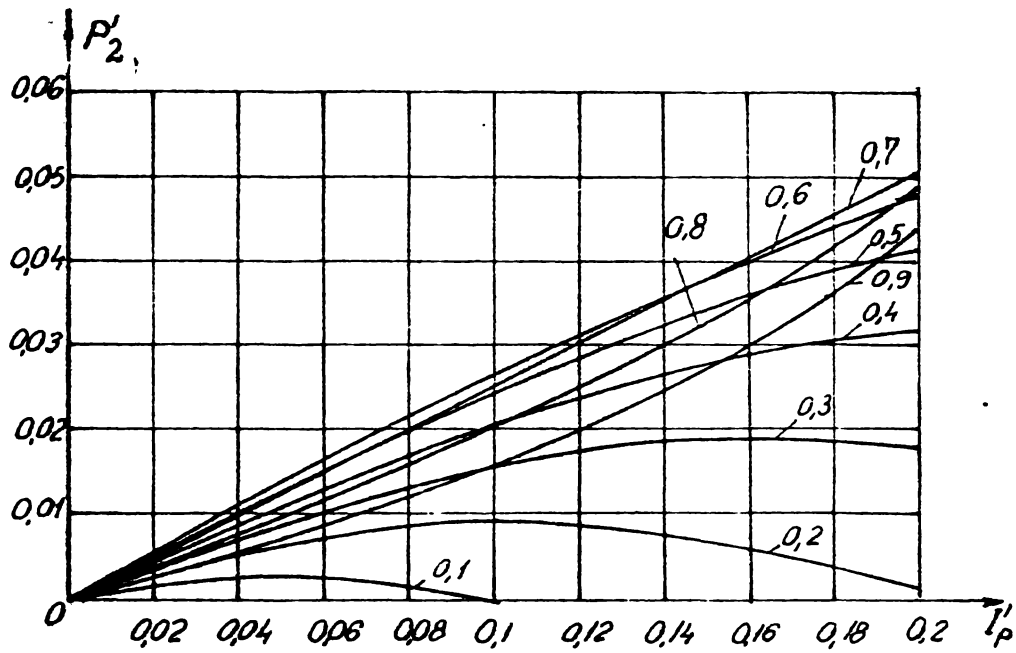


Fig.3.23.-b).- $P'_2=f(I'_p)$.-

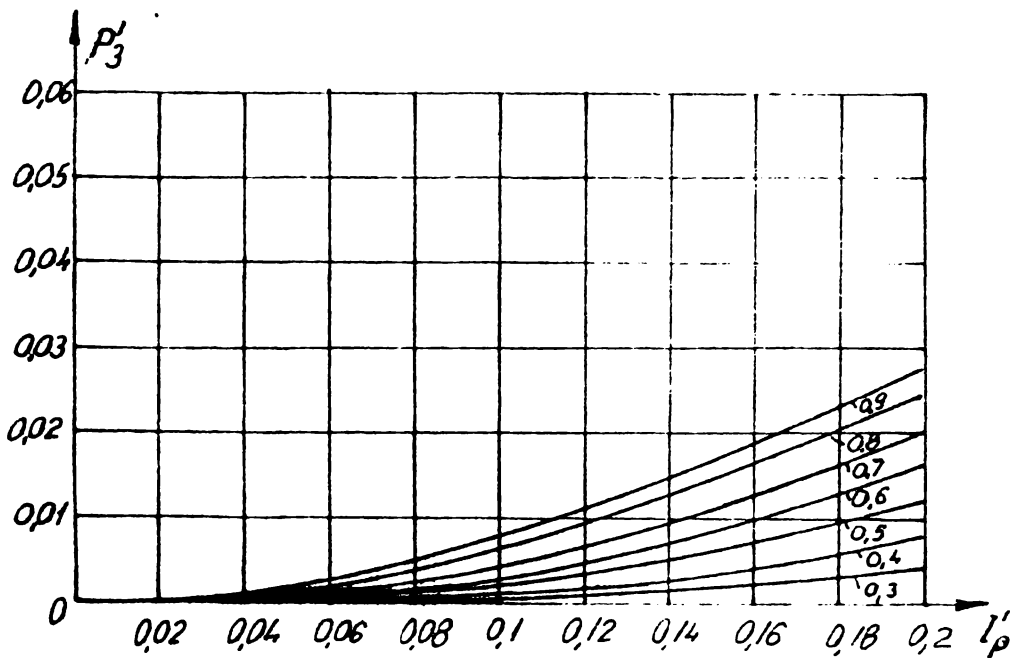


Fig.3.23.-c).- $P'_3=f(I'_p)$.-

Sub aspect energetic, ambele mașini (excitație serie și separată) pot fi folosite la fel de bine (același ordin de mărime pentru puterile medii recuperate), cu observația că este necesară respectarea condițiilor de stabilitate, la mașina serie (rel.3.28), iar la mașina cu excitație separată $U'_c < 1$, pentru recuperare în regim cvasistaționar.

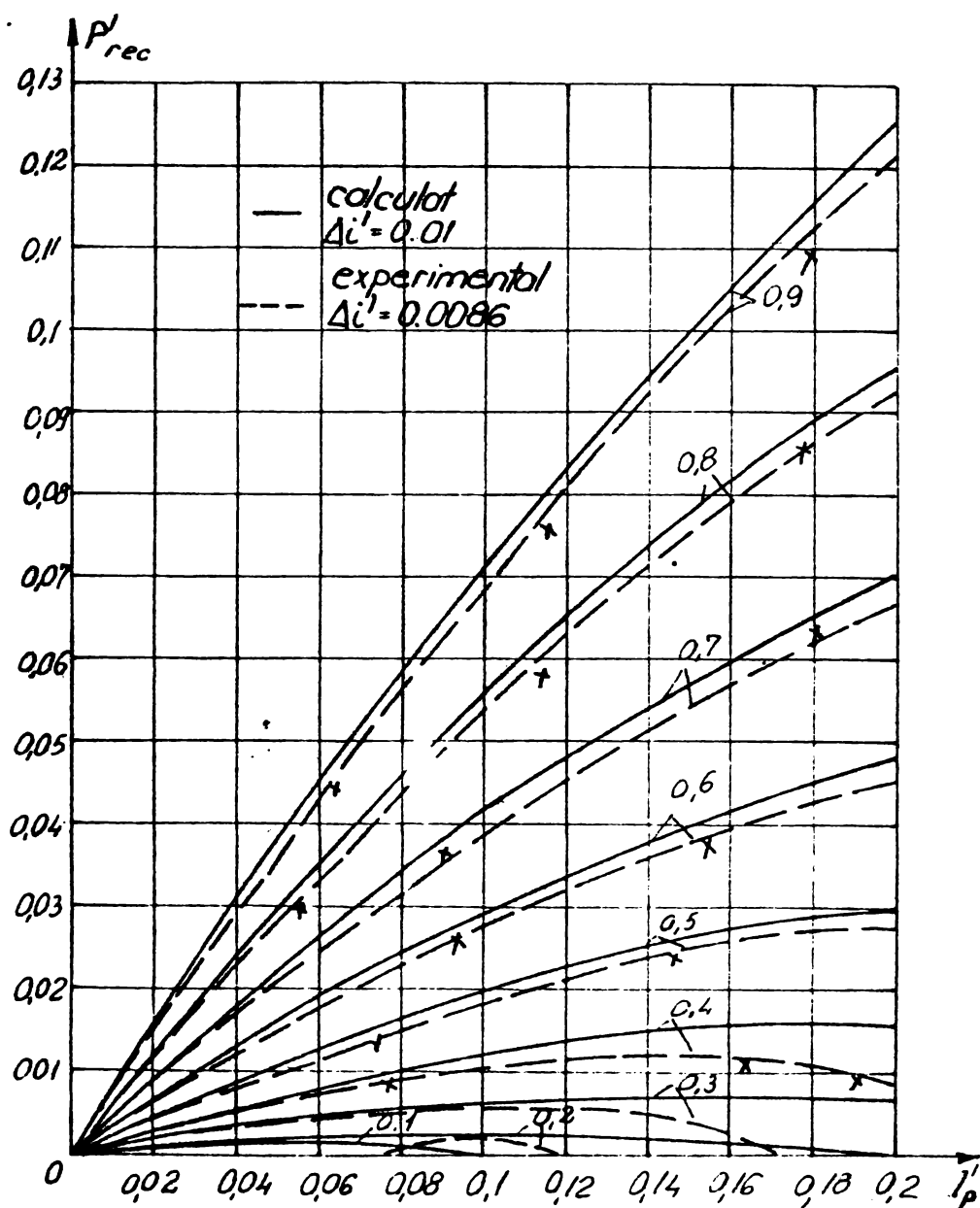


Fig.3.24.-Puterea recuperată la frînare $P'_{rec} = f(I'_p)$ la mașina cu excitație separată ; parametru U'_p . (Se neglijează intervalul de comutație).-

Cum și în regimul de motor este avantajoasă folosirea slăbirii de câmp, se poate avansa opinia că, din acest punct de vedere, mașina cu excitație serie poate fi în viitor înlocuită din aplicațiile specifice mecanismelor de translație de mașina cu excitație separată comandată în indus și excitație.

Examinînd fig.3.21, 3.24 și respectiv 3.22 și 3.25; abaterea între valorile experimentale și calculate ale puterii medii recuperate, apare mai mică decît la mașina serie, datorită faptului că nu se mai face la calcul interpolarea legată de folosirea caracteristicii $U_e = f(i)$ și datorită faptului că valoarea histerzei regulatorului instalației experimentale este mai apropiată de cea luată în calcul.

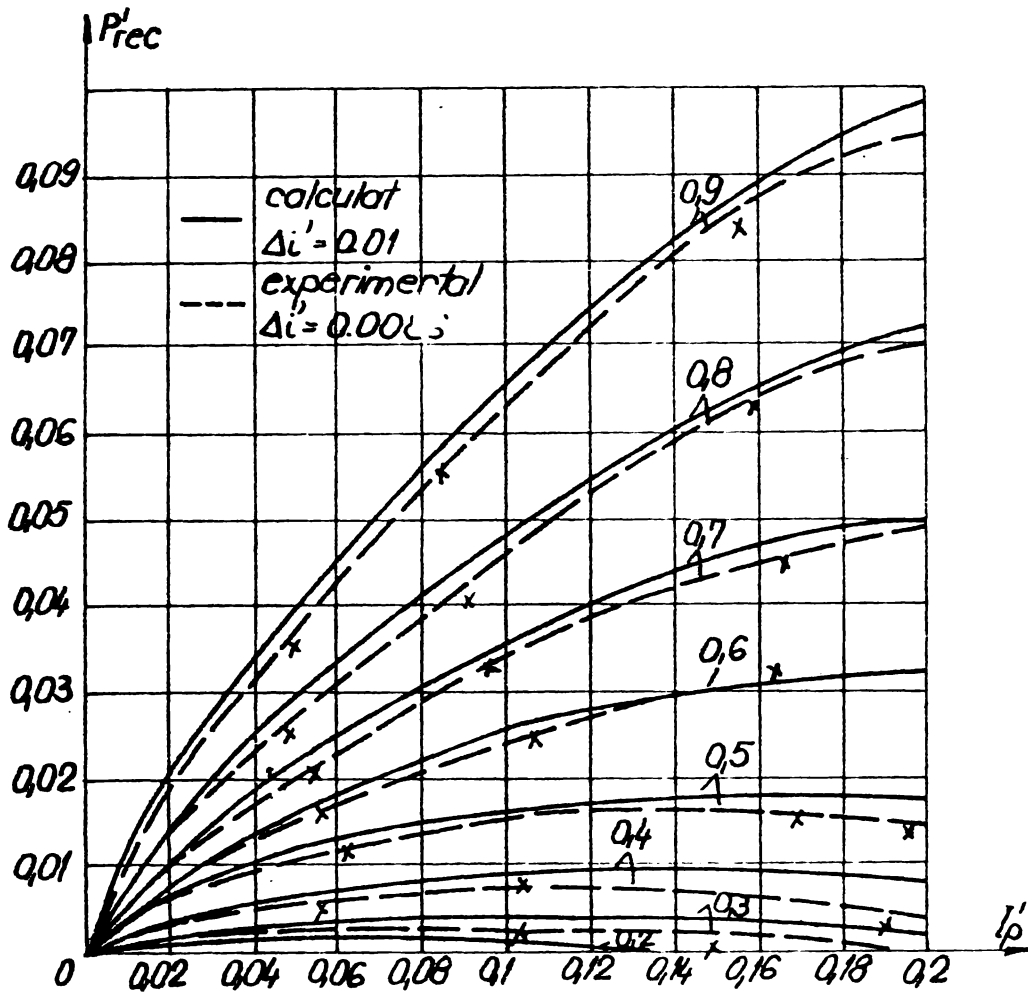


Fig.3.25.-Puterea recuperată $P'_{rec} = f(i'_p)$ la frînarea mașinii cu excitație separată ; parametru U'_e .

3.3.2.2.-Puterea medie recuperată la comanda în tensiune.-

Pentru mașina serie neglijând intervalul de comutație se poate obține expresia puterii medii recuperate în valori relative, la comanda în tensiune, pornind de la relațiile 3.57 - 3.60, sub forma:

$$P'_{rec} = U'_{eo} \cdot I'_{med} (1-a) + \frac{(k'_r - 1)}{3} (1-a) \cdot (i'^2_1 + i'^2_0 - i'^2_1 \cdot i'^2_0) + \frac{(i'^2_1 - i'^2_0)}{2T'} \quad /3.70/$$

în care i'_1 și i'_0 se introduc pe baza rezolvării rel.3.26,3.27, cu procedura ITER de la p.3.2.3.1., procedură ce furnizează și pe I'_{med} , și cu procedura CURBA pe U'_{eo} și k'_r .

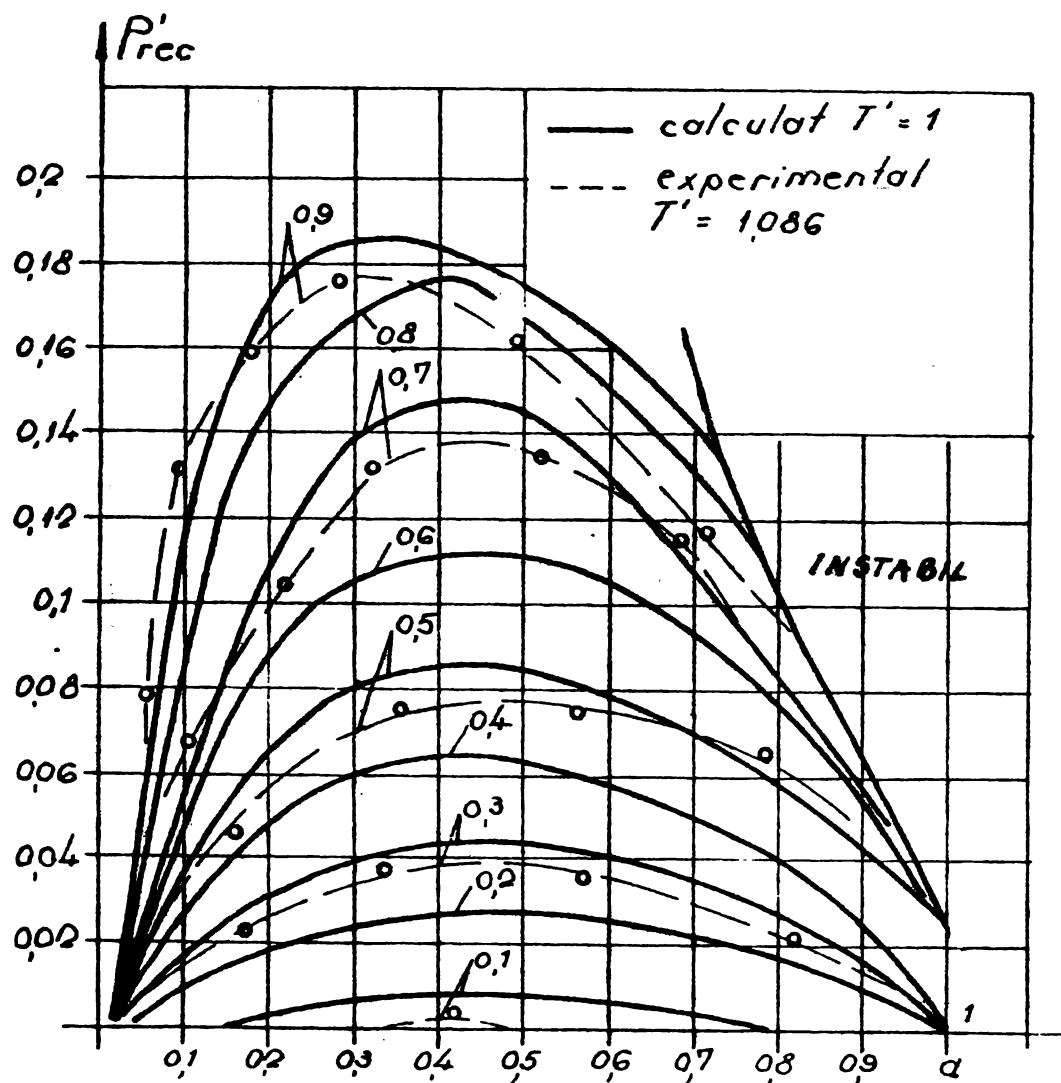


Fig.3.26.-Puterea medie recuperată $P'_{rec}=f(a)$ cu parametru n' și marcarea limitei de stabilitate pentru VTC cu comutație directă.-

În membrul drept al relației 3.70 se află cele trei componente "de calcul" ale puterii medii recuperate, introduse pe baza liniarizării t.em. Pe baza relației 3.70 s-a calculat puterea medie recuperată cu o mașină serie și VTC cu comutație directă. Calculul are la bază ca și pentru cazul reglării bipoziționale, caracteristica $U'_e=f(i')$, din fig.3.2. Caracteristicile obținute prin calcul sînt reprezentate în fig.3.26, împreună cu unele caracteristici obținute experimental.

La folosirea VTC cu comutație indirectă, calculul puterii medii recuperate se face tot pe baza relației 3.64., dar determinarea intervalelor t'_{II} , t'_{III} și a valorilor i'_{II} , i'_0 ale curentului se face rezolvînd ecuațiile 3.35, cu procedura ITER-1 de la p.3.2.3.2.-

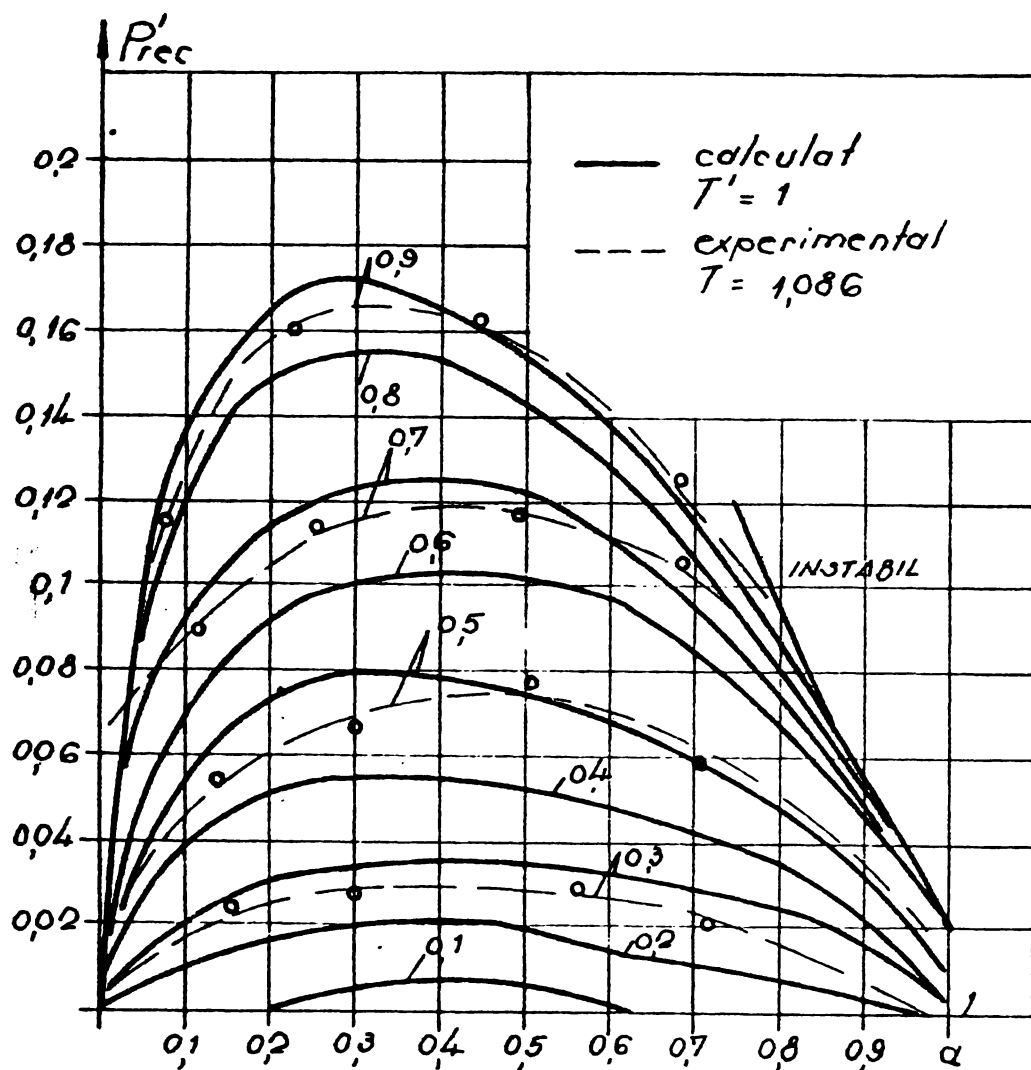


Fig.3.27.-Puterea medie recuperată $P'_{rec}=f(\alpha)$, cu parametru n' și marcarea limitei de stabilitate pentru VTC cu comutație indirectă.-

În fig.3,27 se prezintă rezultatele calculului numeric al puterii recuperate cu aceiași parametri ca în fig.3.24, cât și caracteristici ridicate experimental.

Și în cazul comenzii în tensiune, din examinarea fig.3.24 și 3.25., rezultă variația accentuată a puterii medii recuperate cu turația mașinii.

În privința comenziului de stabilitate, stabilit pe baza rel.3.28., se constată că este practic același în ambele situații (schemă cu comutație directă și indirectă). Și în acest caz, valabilitatea caracteristicilor puterii recuperate obținute, este legată de caracteristica $U'_c=f(i')$ din fig.3.2., care a stat la baza calculului, dar în general, forma caracteristicilor se păstrează.

La comanda în tensiune, este de menționat forma specifică de variație a puterii medii recuperate cu un maxim la o anumită durată relativă de conducție (lucru confirmat experimental), spre deosebire de reglarea bipozițională a curentului la care se explorează numai porțiunea ascendentă a caracteristicii (în special la turații mai mari). Abaterrea care există între valorile calculate și cele experimentale ale puterii medii recuperate, sînt ceva mai mari decît în cazul reglării bipoziționale, datorită iterațiilor suplimentare pentru interpolarea pe curba $U'_g=f(i')$ (procedura ITER și respectiv ITER-1).

Pentru mașina cu excitație separată s-au calculat analog caracteristicile puterii medii recuperate prin simplificarea modelului matematic.

În cazul schemei cu comutație directă, sau neglijînd intervalul de comutație, puterea medie recuperată are expresia:

$$P'_{rec} = U'_e \cdot I'_{med} (1-a) - \frac{(1-a)}{3} (i'^2_I + i'^2_0 - i'^2_I \cdot i'^2_0) + \frac{i'^2_I - i'^2_0}{2T'} \quad /3.71/$$

în care i'_I și i'_0 se introduc pe baza rel. 3.43 și 3.44, iar I'_{med} se calculează prin integrare numerică.

Cei trei termeni ai membrului drept reprezintă componentele puterii recuperate în contul t.em. și a inductivității mașinii, respectiv pierderile (cu semnul minus).

În fig.3.28 se prezintă caracteristicile puterii medii recuperate obținute pe baza relației 3.71., cît și unele caracteristici ridicate experimental.

Pentru frînarea mașinii cu excitație separată cu ajutorul VTC cu comutație indirectă se ia în considerație și intervalul de comutație (p.3.2.4.2). Calculul numeric al puterii medii recuperate, în valori relative, la comanda în tensiune a VTC cu comutație indirectă, s-a făcut prin integrarea relației 3.59, cu determinarea intervalelor t'_{II} , t'_{III} și a valorilor i'_{II} și i'_0 ale curentului, prin rezolvarea ecuațiilor 3.49 cu procedura ITER-1, simplificată (p.3.2.4.2.).

În fig.3.29 se prezintă rezultatele calculului numeric al puterii recuperate pentru VTC cu comutație indirectă, pentru aceiași parametri ca în fig.3.28, cît și unele caracteristici ridicate experimental.

Examinînd cele două figuri, se constată că forma caracteristicilor este aceeași pentru caracteristicile calculate pentru

scheme cu și fără interval de comutație, dar că la schemele cu comutație indirectă, valorile puterii medii recuperate sînt ceva mai mici.

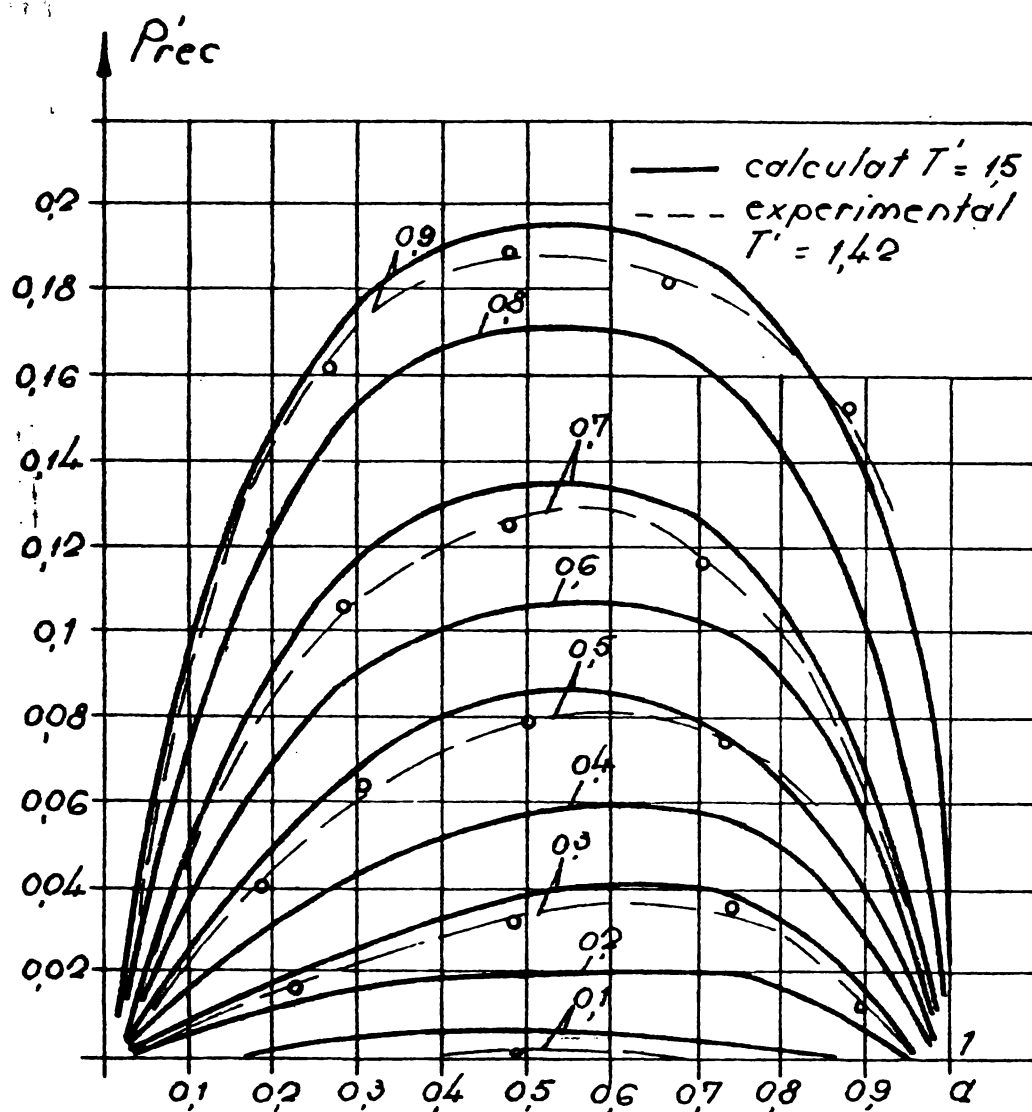


Fig.3.28.-Puterea medie recuperată la frînare $P'_{rec}=r(\alpha)$, la mașina cu excitație separată; parametru U'_e (se neglijează intervalul de comutație).-

În ceea ce privește rezultatele experimentale acestea arată o apropiere mai mare față de cele calculate, în cazul mașinii cu excitație separată, întrucît nu se mai interpo- lează la calcul pe curba $U'_e=f(i')$.

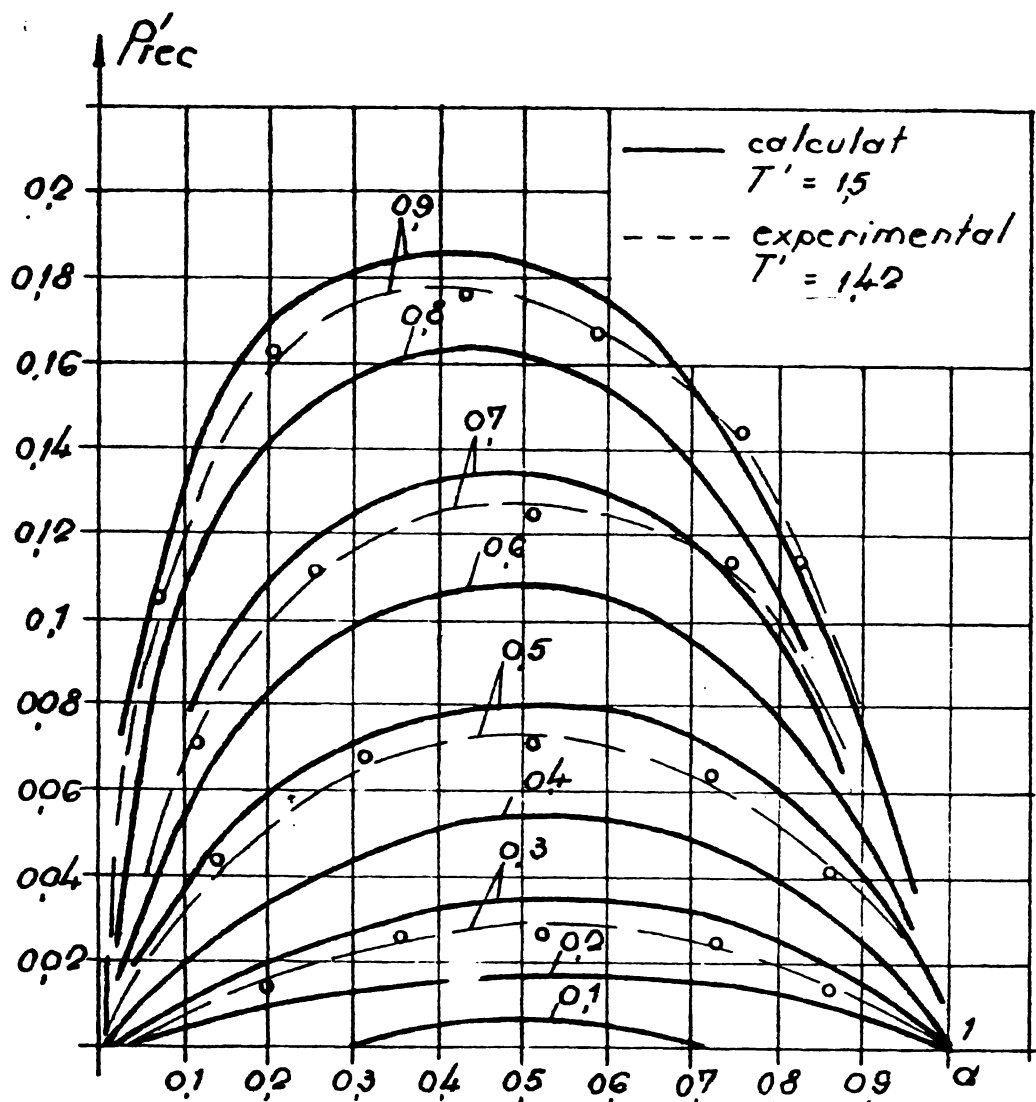


Fig.3.29.-Puterea recuperată la frinare
 $P'_{rec}=f(\alpha)$ la mașina cu excitație
 separată; parametru U'_e .-

3.3.3.-Comportarea inductivității mașinii în
 procesul de recuperare a energiei.-

În procesul de recuperare este posibilă generalizarea unor aspecte pe care le prezintă inductivitatea dinamică a mașinii de c.c. În acest sens, considerând variația curentului mașinii liniară și neglijând intervalul de comutație, se poate scrie expresia puterii furnizate de inductivitatea mașinii, sub forma:

$$P_L = \frac{L}{2} \frac{(i_I^2 - i_0^2)}{t_I + t_{III}} \quad /3.72/$$

O generalizare a problemei constă în a considera atât inductivitatea ca necunoscută cât și variația curentului i_i .

Faptul că este presupusă inductivitatea necunoscută, înseamnă de fapt că nu se cunoaște valoarea acelei inductivități suplimentare de netezire, care se leagă împreună cu mașina (inductivitatea mașinii fiind cunoscută).

Introducând în rel.3.72. expresiile lui t_I și t_{III} ca și cele din 3.23 și 3.25, pentru $i_0=i_I$ se obține puterea maximă furnizată de inductivitate:

$$P_{L,max} = \frac{i_I \cdot U_e \cdot U}{U_e + U} \quad /3.73/$$

Raportînd puterea din rel.3.72, la cea maximă se obține

$$P_L' = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{i_0}{i_I} \right) \quad /3.74/$$

Examinînd relația 3.74, se constată că valoarea inductivității nu apare, deci mărimea inductivității mașinii nu are nici o influență asupra puterii relative transmise, avînd însă o influență asupra frecvenței de lucru. Pentru aceasta, în cazul comenzii în tensiune ($T=ct$), interesează legătura între Δi și L , care se obține din rel.3.19 și 3.21, sub forma:

$$\Delta i = \frac{T}{L \left(\frac{1}{U_e} + \frac{1}{U - U_e} \right)} \quad /3.75/$$

Introducînd variația maximă a curentului la limita curentului întrerupt $i_0=0$,

$$i_{max} = i_I \quad /3.76/$$

se găsește valoarea minimă a inductivității la perioada T :

$$L_{min} = \frac{T}{\Delta i_{max} \left(\frac{1}{U_e} + \frac{1}{U - U_e} \right)} \quad /3.77/$$

și relația între variația curentului și inductivitatea mașinii:

$$\Delta i_m' = \frac{\Delta i}{\Delta i_{max}} = \frac{L_{min}}{L} \quad /3.78/$$

care este reprezentată grafic în fig.3.30.

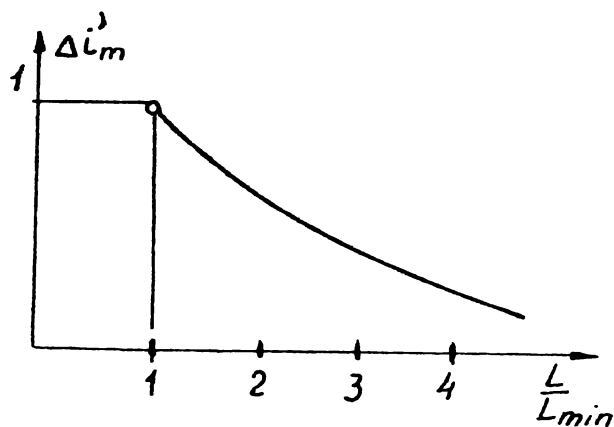


Fig.3.30.-Dependența $\Delta i'_m = f(L/L_{min})$ la $T=ct$.-

O modificare a perioadei T cu un factor $b \neq 1$, modifică pe L_{min} deci în general, pentru o altă frecvență de lucru se poate scrie:

$$\Delta i'_m = \frac{b \cdot L_{min} \cdot T}{L} \quad /3.79/$$

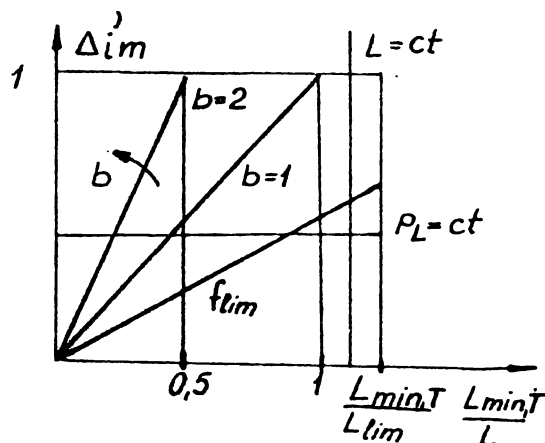


Fig.3.31.-Reprezentarea relației 3.79 cu limitările sale la $T=ct$.-

Reprezentarea relației 3.79, cu limitările care apar, este arătată în fig.3.31. Caracteristicile arată că aceeași variație a curentului, ceea ce înseamnă aceeași putere cedată, are loc la o frecvență mai mare pentru o inductivitate mai mică. Deasemenea, la o valoare constantă a inductivității, puterea cedată este cu atât mai mare cu cât $\Delta i / \Delta i_{max}$ este mai mic sau cu cât frecvența este mai mare.

Tinând cont de faptul că frecvența de lucru a VTC nu poate fi aleasă oricât de mare, datorită proprietăților reale ale tiristoarelor, cât și de sporirea pierderilor în mașină, se poate impune o frecvență limită de lucru, f_{lim} . Cealaltă limitare este impusă de valabilitatea ipotezei variației liniare a curentului, variație ce poate fi luată în considerare doar pentru $L > L_{lim}$, pentru frecvențele de lucru ce se au în vedere.

Pe baza celor arătate mai sus, se poate reprezenta dependența $P'_L = f(\Delta i'_m)(L_{min}/L)$, în coordonate spațiale cu parametru b .

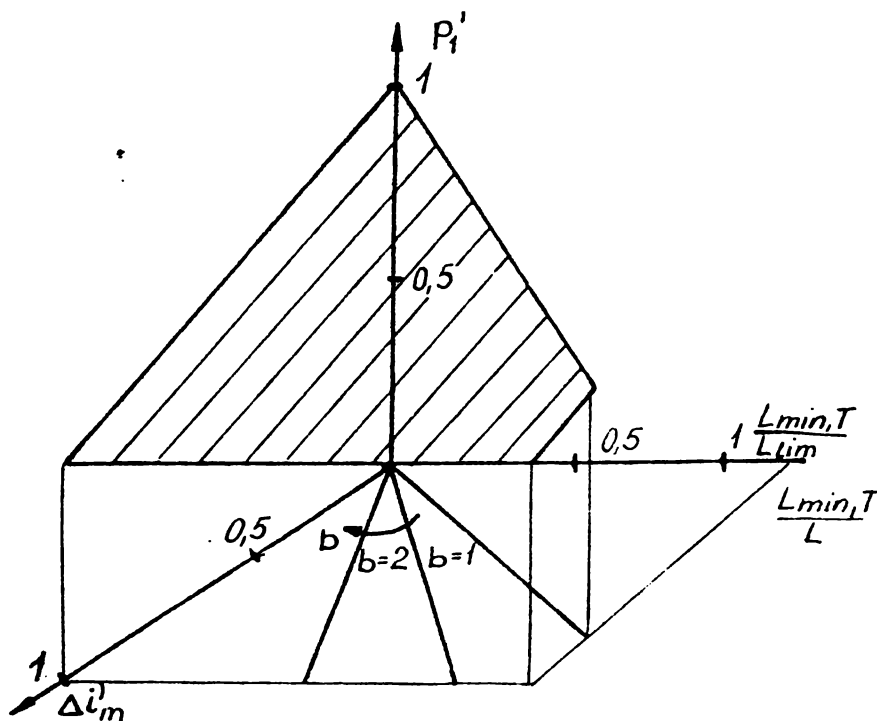


Fig.3.32.-Reprezentarea dependenței

$$P'_L = f(\Delta i'_m, L_{min}/L).-$$

Se remarcă că pentru $0 \leq i'_m \leq 1$, puterea cedată de inductivitatea mașinii se modifică între limitele $0,5 \leq P'_L \leq 1$. În ceea ce privește energia înmagazinată în circuitele magnetice ale mașinii, ea se poate obține pentru o putere P'_L cedată, sub forma:

$$W_{L(P'_L)} = \frac{T \cdot P_L}{4} \frac{1}{p'_L(1-p'_L)} \quad /3.80/$$

pe baza relațiilor 3.73, 3.75, 3.77.

Expresia energiei înmagazinate în circuitele magnetice are un minim pentru $P'_L = 0.5$, ceea ce determină valoarea limitei superioare a curentului /3.73/ sub forma:

$$i_I = 2P_L \frac{U_e + U}{U_e \cdot U} \quad /3.81/$$

și pe baza relației 3.74, $i_0 = 0$

Concluzia ce se desprinde este că energia înmagazinată în circuitele magnetice ale mașinii este minimă la o variație particulară a curentului, la limita curentului întrerupt ($i_0 = 0$).

Exprimînd variația relativă a energiei înmagazinate față de cea minimă, se obține, pe baza relației 3.80:

$$\Delta W'_L = \frac{W_L(p'_L) - W_{\min.}}{W_{\min.}} = \left(\frac{1}{4p'_L(1-p'_L)} - 1 \right) \quad /3.82/$$

Reprezentarea grafică a relației 3.82 este dată în fig.3.33.

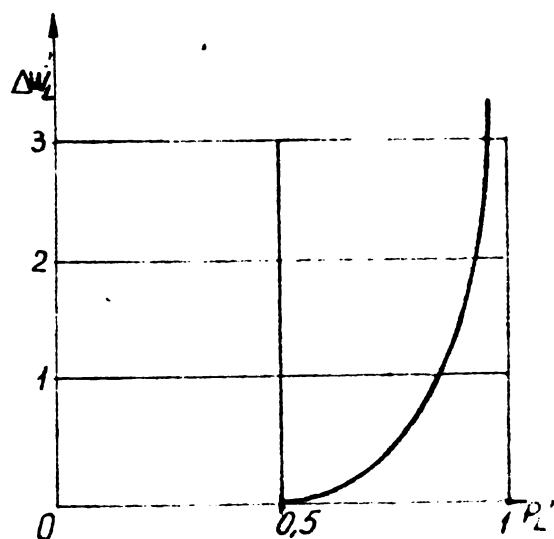


Fig.3.33. - Dependența $\Delta W'_L = f(p'_L)$. -

Se constată că la puteri cedate din ce în ce mai mari, energia înmagazinată în circuitele magnetice crește mai repede sau, cu alte cuvinte, pe măsură ce crește puterea cedată de inductivitatea mașinii, aceasta este exploatată mai defavorabil.

În ceea ce privește valoarea efectivă a curentului, în condițiile simplificărilor făcute, aceasta se exprimă, pe baza celor arătate în anexa 1., pentru o putere cedată P'_L , sub forma:

$$I(p'_L) = P_L \frac{U_e + U}{U_e \cdot U} \sqrt{\frac{1}{3} \cdot \left(\frac{1}{p'_L} - 1\right)^2 + 3} \quad /3.83/$$

Cum $0.5 \leq p'_L \leq 1$, valoarea minimă a curentului are loc la $p'_L=1$. Exprimînd variația relativă a valorii efective a curentului, se obține pe baza relației 3.83 :

$$\Delta I' = \frac{I(p'_L) - I_{\min.}}{I_{\min.}} = \sqrt{\frac{1}{3} \left(\frac{1}{p'_L} - 1\right)^2 + 3} \quad /3.84/$$

Reprezentarea grafică a relației 3.84 este dată în fig.3.34.

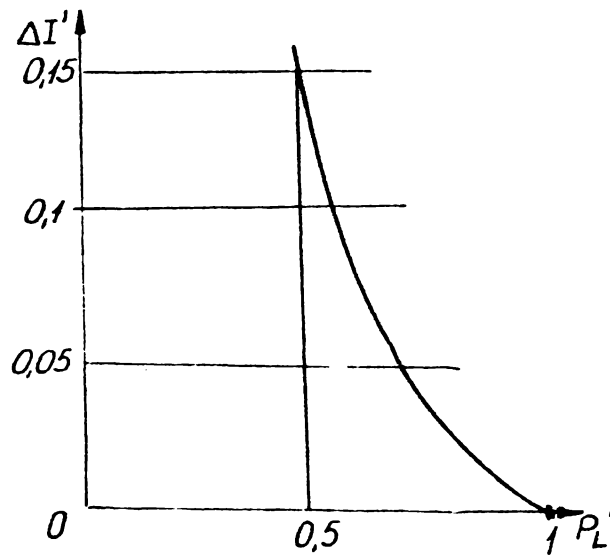


Fig.3.34.-Dependența $\Delta I' = f(p'_L)$

Se constată că în condițiile de energie înmagazinată minimă în circuitele magnetice ale mașinii, valoarea efectivă a curentului este cea mai mare ($p'_L=0.5$) și că valoarea efectivă a curentului scade prin creșterea puterii cedate. Aceasta înseamnă că în funcționare, cele două cerințe (valoarea efectivă a curentului minimă-pierderi reduse și energie magnetică înmagazinată minimă-exploatare corespunzătoare a mașinii) nu pot fi satisfăcute în același timp și că, după cum sînt impuse prin comandă valorile i_0 și i_I ale curentului, se modifică valoarea puterii cedate de inductivitatea mașinii și deci valoarea energiei înmagazinate, respectiv valoarea efectivă a curentului.

În continuare se prezintă sub formă grafică rezultatele măsurătorii efectuate pentru a determina puterea livrată de inductivitatea mașinii (Fig.3.35). Se constată o bună coincidență a rezultatelor și faptul că puterea obținută experimental

este mai mică decât cea teoretică, datorită pierderilor în mașină.

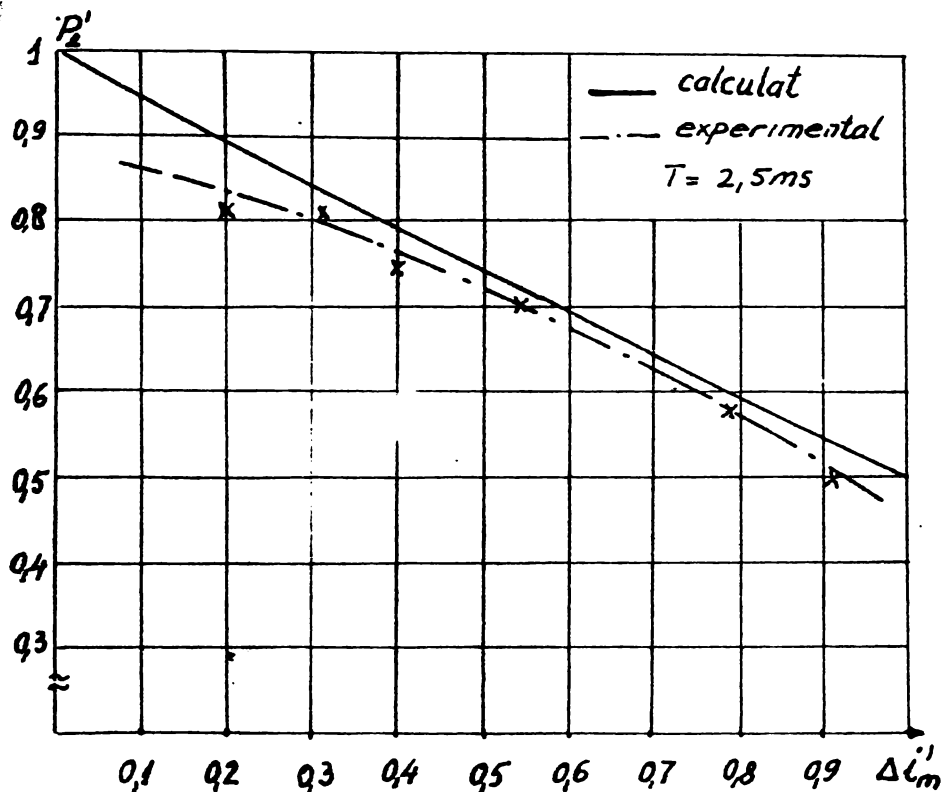


Fig.3.35.-Puterea cedată de inductivitatea mașinii $P_L=f(\Delta i'_m)$.-

La încercarea experimentală (Fig,3.36), mașina este folosită cu rotorul calat pentru a nu fi prezentă componenta puterii datorită t.em., alimentată la o tensiune echivalentă t.em. și

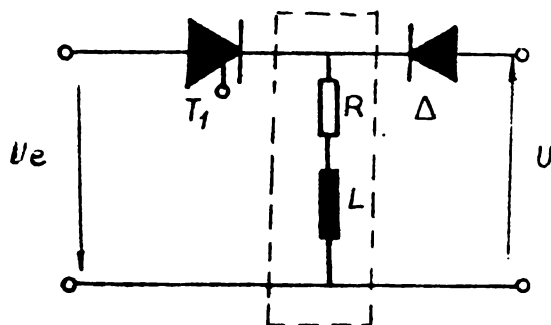


Fig.3.36.-Schema principală a montajului.-

mai mică decât tensiunea U a sursei în care are loc trimiterea energiei electromagnetice. În acest fel energia este comunicată sursei numai de circuitul magnetic al mașinii. Explicații suplimentare pentru cercetarea experimentală se dau în capitolul 5.-

3.4.-Calculul energiei recuperate în procesul de frînare recuperativă.-

3.4.1.-Punerea problemei.-

Pe baza celor arătate la p.3.3.1., unde s-a introdus puterea medie în regim cvasistaționar într-un interval de timp t_j , se poate scrie energia recuperată în acel interval de timp, sub forma:

$$W_{\text{rec.j}} = P_{\text{rec.j}} \cdot t_j \quad /3.85/$$

În tot intervalul de timp în care se execută frînarea recuperativă t_f , energia recuperată va fi:

$$W_{\text{rec.f}} = \sum_{j=1}^n P_{\text{rec.j}} \cdot t_j \quad /3.86/$$

unde:

$$t_f = \sum_{j=1}^n t_j \quad /3.87/$$

Determinarea intervalelor t_j și apoi a puterii medii recuperate în intervalul respectiv de timp, se poate face pe baza rezolvării ecuației de mișcare /15, 16/. Rezolvarea se face după metode cunoscute, fiind posibilă aplicarea unor metode numerice pentru calculatorul electronic, metode ce se vor expune în continuare sub forma algoritmilor concreți de calcul.

După cum s-a văzut la p.3.3, puterea medie recuperată este dependentă atât de viteza mașinii, cât și de parametrii comenzii, deci la valori cunoscute ale turației și ale parametrilor comenzii se poate determina valoarea puterii recuperate.

Este necesar să se execute (fig.3.37) o aproximare în trepte de turație constantă și durată t_j a intervalului în care are loc frînarea pentru a obține dependența $P'_{\text{rec.j}} = f(t')$ și deci energia recuperată în intervalul t_f .

Energia astfel calculată trebuie corectată cu randamentul VTC și cu randamentul la încărcare a bateriei (în cazul vehiculelor autonome). Într-un parcurs cunoscut, energia recuperată se obține pe baza relației 3.88 :

$$W_{\text{rec.b}} = \sum_1^n W_{\text{rec}} \cdot \eta_v \cdot \eta_b \quad /3.88/$$

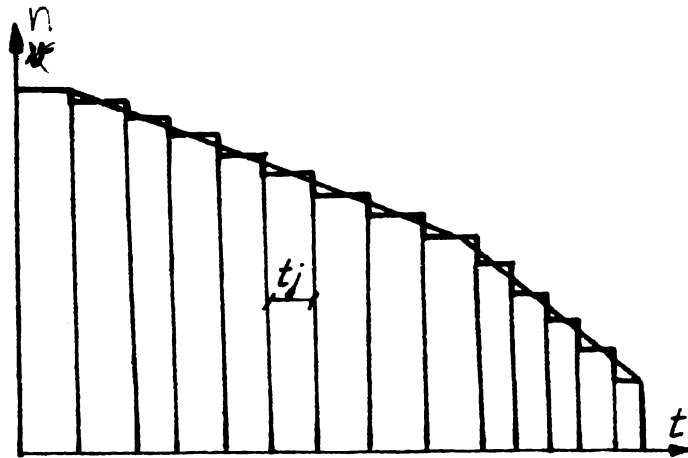


Fig.3.37.-Explicativă pentru variația vitezei la frînare și aproximarea ei în trepte pentru calculul energiei recuperate.-

care însumează energia recuperată pentru fiecare proces de frînare ținînd cont de rîndamentul VTC și al sursei în respectivul timp de frînare (p.3.4.3. și 3.4.4.).

3.4.2.-Integrarea ecuației de mișcare pentru procesul de frînare.-

În cazul regimului de frînare pentru un vehicul ecuația de mișcare are următoarea formă:

$$-F_f - F_r = m_v(1 + \alpha)dv/dt \quad /3.89/$$

În această expresie forța de frînare poate să depindă sau nu de viteză, iar ceilalți termeni au aceeași semnificație ca și în regimul de tracțiune. Ecuația mișcării în regimul de frînare se va integra considerînd cazul propriu conștienței cu reglarea bipozițională a curenților, în care forța de frînare este independentă de viteză. Cu aceeași metodă se poate aborda și frînarea cu o forță dependentă de viteză, aproximînd curba $F_f=f(v)$ cu porțiuni constante pe același principiu ca în Fig.3.37.

Prin integrarea ecuației de mișcare rezultă dependența $v=f(t)$, care în urma unor transformări simple, permite obținerea dependenței $P_{rec}^1=f(t)$, dacă se cunoaște $P_{rec}^1=f(v)$.

3.4.2.1.-Integrarea analitică a ecuației de mișcare.-

Integrarea analitică se poate efectua atunci când elementele $F_f(v)$ și $F_r(v)$ se pot exprima analitic. Cum forța de frînare se consideră independentă de viteză, va trebui exprimată forța rezistentă în funcție de viteză. Componentele forței rezistente care se iau în considerare, sînt:

- rezistența în palier și aliniament ;
- rezistența în curbe ;
- rezistența datorită declivităților.

Introducînd rezistențele specifice corespunzătoare, forța rezistentă se exprimă cu:

$$F_r = Q(r_p + r_c \pm d) \quad /3.90/$$

Dacă se neglijează rezistența în curbe, situație corespunzătoare vehiculelor cu trasee în general rectilinii, de tipul unor vehicule urbane autonome și neautonome din marile orașe, cât și a unor categorii de vehicule miniere pe galerii amenajate, ținînd cont de expresiile rezistențelor specifice, avînd în vedere tipul vehiculului /94/, se poate scrie relația:

$$F_r = Q(1 + d) + \frac{v^2}{4000} \quad /3.91/$$

Ecuația mișcării (3.89) se poate obține sub forma:

$$dt = \frac{M(1+\alpha)dv}{F_f + Q(1+d) + \frac{Qv^2}{4000}} \quad /3.92/$$

Această ecuație poate fi integrată cu elemente inițiale, care îi conferă o valabilitate mai largă. Astfel se vor preciza limitele v_0' și v_1' (inițial și final) între care se face frînarea. Ținînd cont de faptul că la $n' < 0.1$, puterea medie recuperată devine foarte mică, în general $v_1' \geq 0.1$. Forța de frînare raportată F_f' poate lua valori în domeniul (0,2) ținînd cont de valorile admise pentru curenți în mașină.

Declivitatea poate avea valori de (-10 , +10)‰.

În funcție de numărul de vagoane Q , se corectează cu un coeficient $z > 1$ pentru vagoane atagate (cazul vehiculelor urbane neautonome, etc.).

Se obține, după efectuarea calculelor de integrare:

$$t = \frac{4(1+\alpha)}{v_N \cdot g \cdot z} \frac{1}{b} \left(\operatorname{arctg} \frac{v_0'}{b} - \operatorname{arc.tg} \frac{v_1'}{b} \right) \quad /3.93/$$

cu :

$$b = \sqrt{\left(\frac{F_{fn}}{Q \cdot z} F_{f'} + 1 \pm i \right) \frac{4000}{v_N^2}} \quad /3.93/$$

În relația 3.93 se introduce $v/\text{km/h}$; q/kN ; F_{fN}/N .

Cu relația 3.93 este posibilă calcularea diagramei $v=f(t)$ în timpul frînării și în cazul că se modifică forța de frînare, prin delimitarea intervalelor în care aceasta este constantă (independentă de viteză).

3.4.2.2.-Integrarea grafo-analitică.-

Metoda de integrare grafo-analitică este folosită atunci când forța de frînare și cea rezistentă nu se pot exprima analitic funcție de viteză, sau dacă exprimarea lor analitică duce la integrale complicate. Se consideră, pentru a evita aceste situații, variații finite pentru timp și viteză, diagramele $F_f=f(v)$ și $F_R=f(v)$ fiind împărțite în intervale mici Δv , astfel că în respectivul interval suma F_f și F_R să fie constantă. Ecuația de mișcare pentru regimul de frînare are în acest caz forma:

$$\Delta t = \frac{z \cdot m(1+\alpha)}{F_f + F_R} (-\Delta v) \quad /3.94/$$

Introducând raportările menționate deja și la p.3.4.2.1., se obține:

$$\Delta t = \frac{z \cdot m(1+\alpha) v_N}{F_{fN}} \frac{v_0' - v_1'}{F_{f'} + F_{R'}} \quad /3.95/$$

sau:

$$\Delta t = T_m \frac{\Delta v'}{F_{f'} + F_{R'}} \quad /3.96/$$

cu:

$$T_m = \frac{z \cdot m(1+\alpha) \cdot v_N}{F_{fN}} \quad /3.97/$$

mărime ce are semnificație analogă cu constanta electromecanică.-

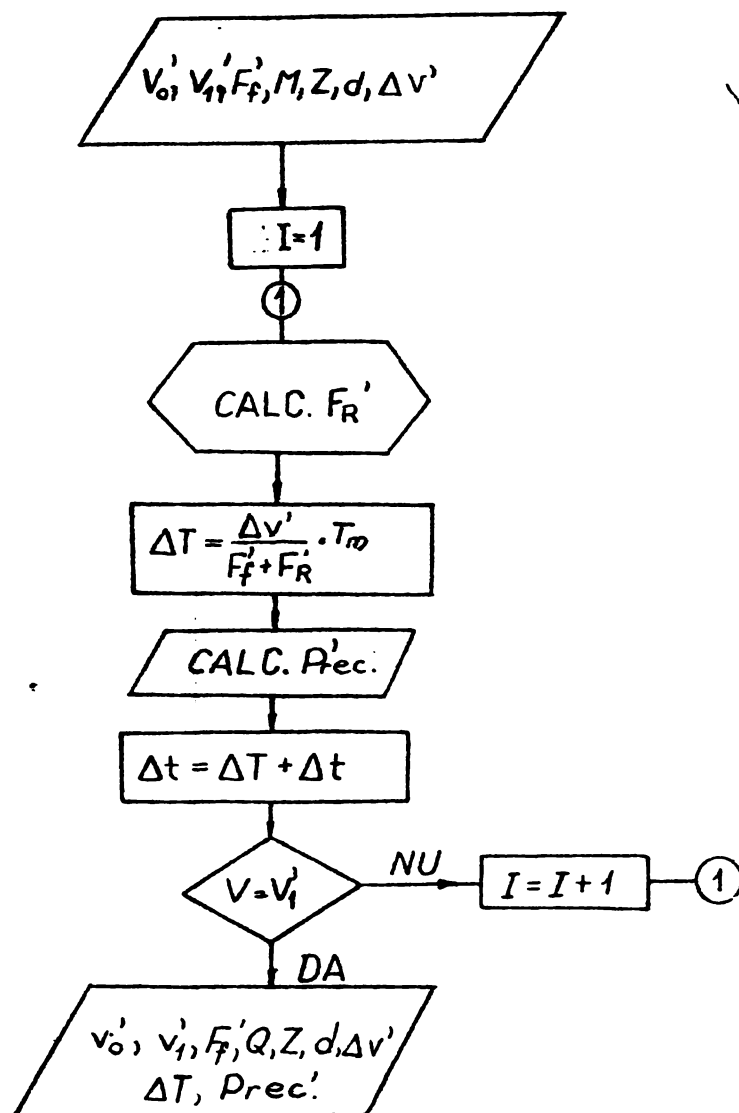


Fig.3.38.-Organigrama simplificării pentru integrarea ecuației de mișcare în regim de frînare.-

În fig.3.38 se prezintă organigrama pentru integrarea ecuației de mișcare. La început se introduc valoarea inițială și finală a vitezei, forța de frînare (în valori raportate), masa vehiculului, z-coeficientul ce ține cont de masa remorcată, declivitatea și intervalul de viteză considerat corespunzător pentru integrare. Forța rezistentă F_R' este obținută prin interpolare pe baza unor valori discrete într-o procedură analogă cu cele arătate în /79, 98/.

Se efectuează integrarea și apoi la viteză respectivă, pe baza celor arătate la p.3.3.2., se calculează și puterea medie recuperată cu o procedură specială. Se testează dacă s-a ajuns la viteza finală a procesului de frînare și dacă nu, procesul se repetă. La terminarea integrării se obține astfel funcția $P_{rec}=f(t')$ sau, cu alte cuvinte, energia recuperată în procesul de frînare.

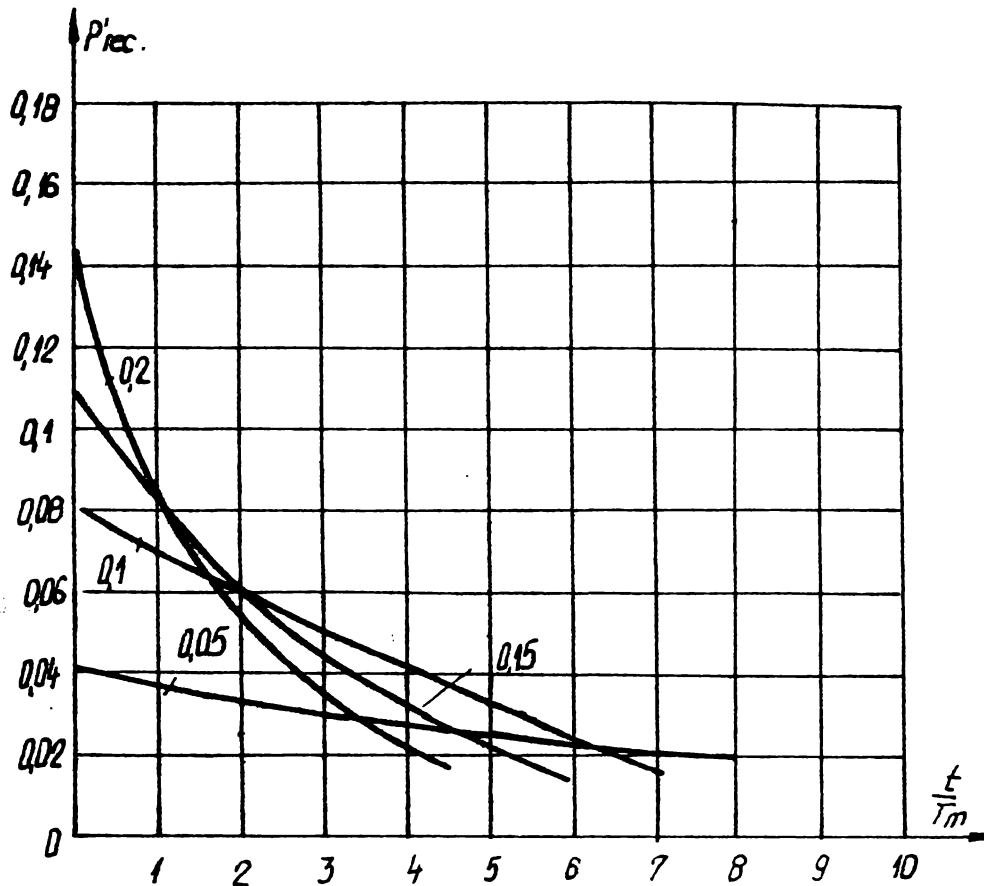


Fig. 3.39.-Variația puterii recuperate la frînare cu parametru (curentul prescris) de frînare (valoare raportată).-

În fig. 3.39 se prezintă rezultatele calculului numeric efectuat pentru diferite forțe de frînare (prin reglare bipozițională a curentului) pe o porțiune de palier. Viteza la care s-a început frînarea recuperativă este $v_0' = 0,8$ (cea limită $v_1' = 0,1$). S-a considerat ca ne semnificativă creșterea energiei la $P'_{rec} < 0,02$.

Se constată că la frînări puternice ($i'_0 = 0,2$), vârful puterii recuperate este mare. Există chiar posibilitatea, la viteze inițiale mai mari decât cea considerată, ca această putere recuperată să fie prea mare pentru posibilitățile bateriei sau ale liniei de contact și să fie necesară o disipare a puterii recuperate în primele secunde ale frînării /66, 131/. Rezultă că pentru a fi exploatată eficient, frînarea recuperativă este necesar a fi folosită ca frînă de serviciu și nu ca frînă de avarie.

;

3.4.3.-Pierderile în VTC și randamentul său.-

Pentru simplificarea modelului matematic, VTC a fost presupus pînă acum ideal. Pentru luarea în considerare a pierderilor sale și a randamentului, este necesară analiza pierderilor ce au loc în VTC și calculul lor /39, 58/. Aceste pierderi sînt:

- pierderi în elemente semiconductoare în conducție ;
- pierderi în regimurile dinamice de intrare în conducție și blocare a elementelor semiconductoare ;
- pierderi în circuitul oscilant de stingere și încărcare a condensatorului ;
- pierderi în elementele de protecție ;
- pierderi în circuitele de comandă.

Toate aceste pierderi depind de tensiunea de alimentare și de curentul din circuitul mașinii, cît și de frecvența de lucru.

Pierderile în elementele semiconductoare în conducție sînt de cea mai mare importanță în domeniul de frecvență de pînă la 400 Hz, caracteristic VTC. Ele se pot deduce pe baza caracteristicii statice $U_d=f(i_d)$, sub forma:

$$P_c = U_{d0} \cdot i_d + r_d I_d^2 \quad /3.98/$$

relație valabilă atît pentru tiristoare cît și pentru diode, cu observația că U_{d0} și r_d (rezistența dinamică) se determină pentru fiecare element semiconductor în parte, pe baza caracteristicii din catalog.

Pierderile dinamice la intrarea în conducție se datoresc variației rapide a curentului și tensiunii la amorsarea conducției în urma impulsului de comandă (Fig.3.40), ceea ce determină apariția

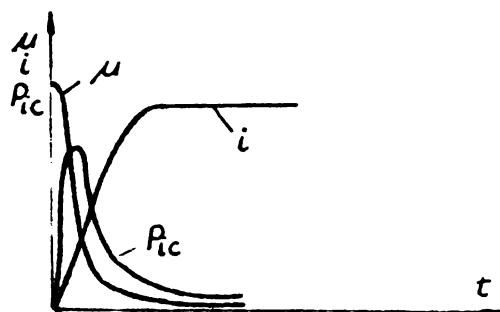


Fig.3.40.-Variația curentului, tensiunii și puterii disipate, la intrarea în conducție.-

unui vîrf de putere dirijată pe joncțiunile tiristorului.

Pierderile dinamice la intrarea în conducție depind de tensiune, curent, viteza de variație a curentului di/dt , frecvență de lucru, temperatura elementului semiconductor, etc.

Calculul lor fiind extrem de laborios, firmele constructoare pun la dispoziție nomograme pentru calcul sau diagrame sub forma sarcinii electrice corespunzătoare pierderilor:

$$Q_{ic} = f(I_d, \frac{di}{dt}) \quad /142/$$

Puterea disipată la intrarea în conducție se determină apoi cu relația:

$$P_{ic} = Q_{ic} \cdot U \cdot f \quad /3.99/$$

În cazul diodelor, pierderile de intrare în conducție sînt mult mai mici decît în cazul tiristoarelor, datorită intrării în conducție mult mai rapide (valoare caracteristică $1 \mu s$) și pot fi neglijate.

Pierderile dinamice la blocare se datoresc curentului negativ care circulă un scurt timp la blocare, datorită purtătorilor de sarcină rămași /1, 80/. Pentru uzul practic, firmele constructoare furnizează, ca și în cazul pierderilor dinamice la intrarea în conducție, diagrame sub forma sarcinii electrice corespunzătoare pierderilor:

$$Q_b = f(I_d, \frac{di}{dt})$$

la blocare. Puterea disipată la blocare se determină apoi cu relația:

$$P_b = Q_b \cdot U \cdot f \quad /3.100/$$

care este valabilă atît pentru tiristoare cît și pentru diode.

Pierderile în circuitul oscilant de stingere și încărcare a condensatorului depind de schema concretă a VFC. Pentru o schemă cu comutație indirectă, ca cea examinată la p.2.1.3.2., puterea disipată în circuitul de stingere se determină (pentru regimul de motor al mașinii), pe baza relației:

$$P_s = i_2 \int_0^{t_{II}} U dt - i_2 \int_0^{t_I} U_s dt \quad /3.101/$$

în care curentul în intervalul de comutație se consideră constant. Aceste pierderi se pot determina corect pe baza oscilogramelor.

Ca părți componente ale acestor pierderi intră pierderile de conducție și la intrarea în conducție ale tiristorului de stingere (ce se pot determina ca pentru tiristorul principal), pierderile în condensatorul de stingere, care depind de curent, cât și pierderile în bobina de reîncărcare a condensatorului.

Pierderile în elementele de protecție. Elementele de protecție de obicei RC, sînt necesare pentru a reduce tensiunile mari ce apar datorită vîrfurilor de curent la blocare, pe inductivitățile din circuit. Ele se pot calcula /51/ sau se dau în cataloagele de tiristoare (în special pentru aplicațiile de frecvență joasă).

Pentru calculul pierderilor în aceste elemente, este necesar să se cunoască forma de variație a tensiunii pe elementul semiconductor prin oscilografieră. În caz că acest lucru nu este posibil, K.Heumann și A.Stumpe, recomandă /51/ pentru calculul puterii disipate în rezistența de protecție a tiristorului:

$$P_{RC_T} = \frac{1}{T} \left[\frac{3}{2} CU^2 + \frac{\zeta_p}{t_{II}} C \cdot 4U^2 - \left(\frac{\zeta_r}{t_{II}} \right)^2 \cdot 4CU^2 (1 - e^{-\frac{t_{II}}{\zeta_r}}) \right] \quad /3.102/$$

și respectiv a diodei:

$$P_{RC_D} = \frac{1}{T} \left[CU^2 + \frac{2\zeta_p}{t_{II}} CU^2 - \left(\frac{2\zeta}{t_{II}} \right)^2 CU^2 (1 - e^{-\frac{t_{II}}{\zeta_p}}) \right] \quad /3.103/$$

Încărcarea condensatorului din grupul RC cauzează o sarcină suplimentară pentru tiristor. De aceea nu este permisă alegerea valorilor condensatorului pentru grupul RC peste cele maxim indicate în cataloage.

Pierderile în circuitele de comandă nu depind de tensiunea de alimentare și de curentul de sarcină. Ele sînt pentru o gamă relativ largă de puteri ale VFC aceleași și în același timp mici față de celelalte pierderi. De aceea, în general, aceste pierderi se neglijează.

Pe baza celor arătate, pierderile se pot însuși:

$$P_p = P_c + P_{ic} + P_b + P_s + P_{RC} \quad /3.104/$$

și randamentul se poate calcula cu relația:

$$\eta_v = \frac{1}{1 + \frac{P_p}{P}} \quad /3.105/$$

În succesiunea de mai sus, s-au calculat pentru VTC cu comutație indirectă, folosit la partea experimentală, pierderile și apoi randamentul la diferiți parametri ai comenzii (Fig. 3.41).

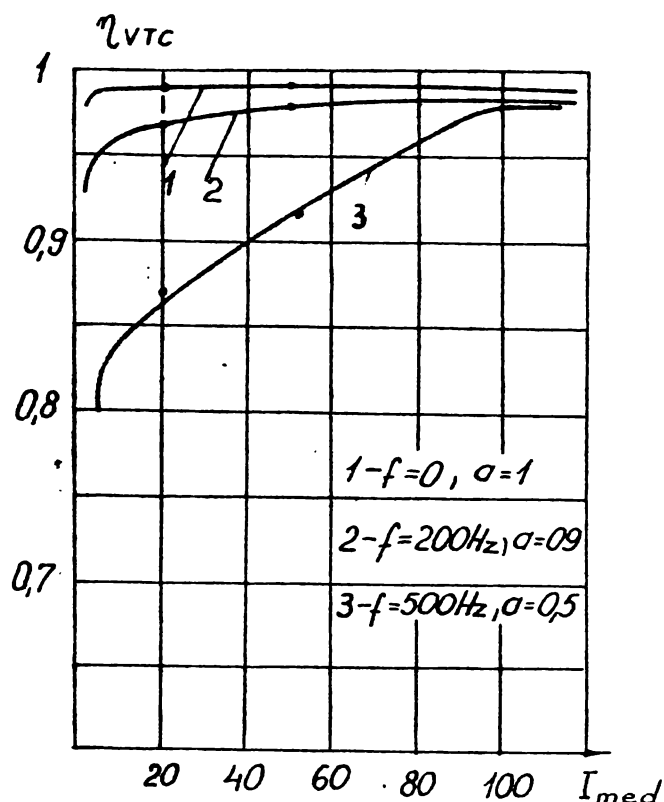


Fig.3.41.-Curbele randamentului pentru diferiți parametri ai comenzii.-

Se constată că randamentul VTC scade cu creșterea frecvenței de lucru, dar rămâne foarte bun în domeniul uzual al frecvențelor de comandă. De aceea, în multe situații, se poate considera VTC ca element de comandă cu pierderi extrem de reduse /41, 84, 132/.

3.4.4.-Comportarea bateriei la încărcarea sa în regim de impulsuri.-

Pentru tracțiune, cea mai folosită sursă electrochimică este acumulatorul cu plumb, cunoscut de peste o sută de ani și studiat mai mult prin prisma aspectelor sale chimice decât electrice. Fenomenele interne în parte insuficient lămurite, parametrii care influențează performanțele sale, unii imposibil de luat în calcul (îmbătrânirea plăcilor, antecedentele sale, etc.), fac ca descrierea analitică a fenomenelor să fie posibilă doar în

anumite cazuri particulare și în regim staționar /8, 22/.

Regimul de impulsuri al bateriei, caracteristic lucrului în scheme cu VTC, este studiat abia în ultimii ani /108, 118/. Lipsesc însă pînă acum cercetări aprofundate privind regimul dinamic de încărcări și descărcări ce se succed aleator, regim caracteristic pentru baterie la alimentarea vehiculelor autonome, care au posibilitatea de a frîna recuperativ.

În urma cercetărilor lui Runge /108/, la descărcarea unei baterii, un curent pulsator cu o frecvență destul de mare poate transmite aceeași sarcină ca și curentul continuu de aceeași valoare medie. Acest lucru se datorește inerției bateriei cauzate de fenomenul de polarizare. Diferența apare doar la pierderi, care sînt mai mari la un curent pulsator. W. Runge nu constată nici o schimbare a capacității bateriei la descărcarea în impulsuri, și găsește frecvența la care curentul pulsator nu influențează capacitatea bateriei la $f \geq 0,5$ Hz.

În privința încărcării bateriei în regim de impulsuri, în /108/ se arată unele rezultate ale cercetărilor efectuate privind influența frecvenței de lucru și a duratei de conducție, asupra randamentului la încărcare și a supraîncălzirii bateriei. Se constată (fig.3.42), că în condițiile încărcării efectuate

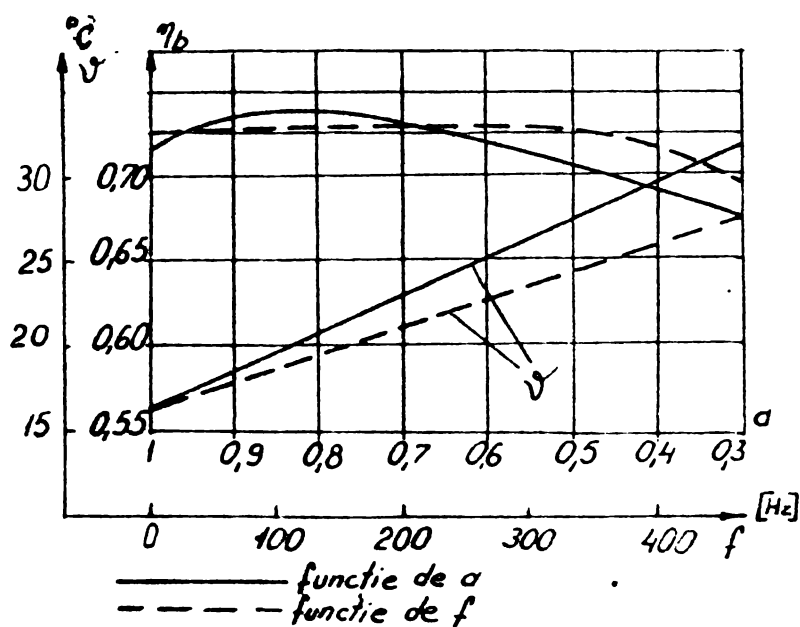


Fig. 3.42.-Dependența randamentului de încărcare și a temperaturii, funcție de parametrii comenzii.-

(timpul de încărcare 2 h cu $I_{med} = 100$ A) influența duratei relative de conducție este mai mare decât a frecvenței de lucru atât asupra randamentului la încărcare cât și asupra supratemperaturii bateriei. Randamentul de încărcare are un maxim la $a=0,8$, explicat de autori prin gazarea redusă ce se produce. La $a < 0,8$, supratemperatura crește rapid și randamentul de încărcare al bateriei scade pronunțat.

Concluziile sînt favorabile dar situația studiată nu este întîlnită la vehiculele cu frînare recuperativă, deci randamentul de încărcare dedus cu valori de 0,75-0,68 este problematic.

În realitate trebuie studiat în ce măsură bateria poate prelua energie într-o perioadă de încărcare (în general scurtă, corespunzătoare frînării) situată în timp între două perioade de descărcare, iar starea de descărcare a bateriei să nu fie în nici un caz completă.

În /108/, W. Runge, determină o relație simplificată de calcul a energiei preluate de baterie, sub forma:

$$W = \frac{\eta_b \cdot \eta \cdot 0,9 \cdot 10^{-2} \left(\frac{v}{50 \text{ km/h}} \right)^2}{0,2 \cdot \left(\frac{b}{30 \text{ Wh/kg}} \right)} \quad /3 \cdot 10^5/$$

în care η este randamentul global al vehiculului, în general 0,5 /134/, iar η_b recomandate de autor 0,66-0,8, b fiind un coeficient care ține seama de ponderea bateriei în masa vehiculului.

Se menționează însă că un timp de frînare mai mic de 10 sec., face relația inaplicabilă, întrucît energia preluată de baterie este nesemnificativă. Acest fapt denotă o înrăutățire bruscă a randamentului de încărcare a bateriei.

Relația este deci aplicabilă în cazul vehiculelor electrice, care în parcurs urban sînt confruntate cu frînări care durează mai mult de cca. 10 secunde și deci permite în acest caz calculul direct al energiei preluate de baterie.

Ținînd cont de mecanismul fenomenelor care au loc în porii plăcilor active /108/, se constată o activare a proceselor în pori chiar la durata de încărcare scurte. Consecința efectului, extrem de complex, al încărcării parțiale între descărcări incomplete, este începerea descărcării bateriei cu o stare de polarizare corespunzătoare încărcării și cu o stare a porilor plăcilor active ca la bateria încărcată.

Aceste două aspecte conduc la o îmbunătățire a randamentului în tensiune la descărcare (randament definit ca raportul între tensiunea la borne a bateriei și tensiunea electromotoare de repaos a bateriei).

3.4.5.- Estimare a eficienței frînării recuperative cu VTC.-

Această problemă este deosebit de complexă în stadiul actual de implantare a VTC pe vehiculele acționate electric, din mai multe motive:

- la vehiculele alimentate de la linia de contact nu există în general încă invertoare comandate (în substații, care după cum se va arăta în continuare sporesc în mare măsură eficiența frînării recuperative ;
- la vehiculele autonome există o serie de cifre cunoscute în literatură /64, 65, 130, 135/, dar la aceste vehicule sursa electrochimică este susceptibilă de mari îmbunătățiri (care sînt de fapt imperios necesare); valabilitatea acestor cifre este temporară. În fond vehiculele autonome sînt o problemă de sursă electrochimică.

Revenind la vehiculele alimentate de la linia de contact, în /28/ se arată eficiența frînării recuperative prin raportul între energia recuperată și cea cheltuită pentru un regim dat pe linie (în procente) (Tabelul 3.1.).

Măsurătorile și calculele s-au efectuat pe două linii de metrou moscovite, considerînd un număr diferit de vehicule pe linie, cu și fără invertoare în substații.

Tabelul 3.1.-

Vagoane cu patru motoare în	Perechi vehicule/oră						Invertoare în substații.	Linia.-
	18	24	32	36	40	44		
paralel, în regim de frînare recuperativă.	1,32	2,28	7,55	13,8	13,6	16,6	32	Gorki
	-	-	4,8	7,34	10	13,6	29	Jdanov

Examinînd tabelul se constată că eficiența recuperării crește cu numărul de vehicule de pe linie, evident existînd dependentă de profilul liniei.

A doua concluzie este că prezența invertoarelor în substații ridică considerabil eficiența frînării recuperative pînă în jur de 30% pe o linie de metrou, ceea ce este o cifră remarcabilă. Si în cazul invertoarelor în substații, eficiența depinde de profilul liniei, dar nu mai depinde de numărul de vehicule de pe linie.

În prezent sînt în curs de finalizare invertoare în substații la liniile de metrou din Moscova și München.

În privința vehiculelor autonome, pe baza examinării prototipurilor prezentate în capitolul precedent, se poate trage concluzia că în condițiile actualelor surse electrochimice și în traseu urban, eficiența se manifestă printr-un câștig de autonomie de 10-15%, completată prin confort sporit și întreținere simplă a sistemului de frînare mecanic /52, 64, 65, 130, 135, 137/-.

3.5.-Concluzii.-

Problema energiei recuperate este studiată pe baza unui model matematic care permite studiul ansamblului mașină de c.c.-VTC la frînare recuperativă, în mai multe situații: mașină serie sau mașină cu excitație separată și VTC cu comutație directă sau indirectă.

Prin introducerea unor algoritmi specializați, se ia în considerare caracteristica $U_e=f(i,n)$ linearizată și se poate determina durata intervalului de comutație, în cazul VTC cu comutație indirectă.

De menționat că mașina cu excitație separată este tratată în modelul matematic ca un caz particular al mașinii serie cu $k_r=0$ și $U_e=U_{eo}$.

Pe baza puterii medii recuperate, s-a conceput o metodă de calcul a energiei recuperate, prin amănunțirea în timp a puterii medii recuperate, în timpul procesului de frînare.

Puterea medie recuperată este practic înec de acentă de schema de VTC folosită (cu comutație directă sau indirectă). De asemenea se relevă rolul important al inductivității mașinii, în acest regim de frînare.

În urma cercetărilor teoretice, confirmate de verificările experimentale făcute, a reieșit că puterea medie recuperată, are valori mari, pe deplin utilizabile, chiar la viteze reduse (Fig.3.39). La frînări puternice (ex. $i_2^*=0,2$), apar valuri de putere recuperată care pot pune probleme în partea de alimentare.

Din acest punct de vedere, se desprinde concluzia că pentru a fi exploatată eficient, frînarea recuperativă cu VTC este de dorit să fie folosită ca frînă de serviciu și nu de avarie.

Pentru calculul exact al energiei recuperate, se arată că energia recuperată, determinată prin metoda propusă, trebuie corectată cu randamentul VTC și cu randamentul la încărcare al bateriei.

Determinările experimentale făcute pentru VTC, arată o comportare bună a sa la frecvențe scăzute, ceea ce înseamnă că pierderile VTC pot fi neglijate; studierea comportării bateriei însă, arată o comportare dependentă de mulți factori care sînt greu de luat în calcul. Se deduce că randamentul la încărcare a bateriei este slab la timpi scurți de încărcare (de ordinul secundelor), ceea ce determină în fapt ca autonomia vehiculelor electrice ușoare să fie sporită în cazul folosirii frînării recuperative, cu 10-15%.-

4.-Calculul caracteristicilor mecanice la frînarea recuperativă și probleme de stabilitate.-

4.1.-Introducere.-

Comportarea ansamblului VTC-mașină de c.c. se evidențiază în lanțul cinematic prin puncte de funcționare de pe caracteristicile mecanice de frînare, ca urmare, în acest capitol se deduce dependența curentului, respectiv cuplului mașinii de c.c. în funcție de viteză, pornind de la aceleași elemente inițiale ca și în capitolul 3. Astfel, ipotezele simplificatoare, referitoare la sursă, VTC și mașină, sînt valabile și în continuare.

Pentru obținerea pe cale numerică a caracteristicilor mecanice, se pleacă de la variația curentului mașinii de c.c. la frînare cu VTC în regim cvasistaționar. De aceea se vor face doar referiri la cele arătate la p.3.2., unde se află de fapt elementele de bază din care s-au alcătuit algoritmi pentru calculul caracteristicilor mecanice.

Pentru a păstra o formă unitară și pentru a simplifica algoritmi folosiți, s-a lucrat și aici în sistemul de raportări ca la p.3.1.2., în plus o serie de proceduri, cu și fără modificări, folosite la calculul puterii recuperative, se utilizează și în acest capitol.

În privința stabilității mașinii în procesul de frînare recuperativă cu VTC, se dezvoltă mijloace de investigare, atît pentru regimul cvasistaționar cît și pentru cel tranzitoriu.

Pe baza celor arătate în acest capitol, poate fi analizată o combinație mașină-VTC, care să ofere condiții corespunzătoare de funcționare atît în regim cvasistaționar cît și tranzitoriu.

4.2.-Deducerea caracteristicilor mecanice de frînare.

4.2.1.-Punerea problemei.-

În cele ce urmează se pornește de la cele arătate în p.3.2., referitoare la modul de variație al curentului mașinii de c.c., la frînare cu VTC, în regim cvasistaționar.

Cunoscînd variația curentului în regim cvasistaționar, (p.3.2.), găsirea caracteristicii mecanice la frînarea recuperativă cu VTC, înseamnă obținerea dependențelor între viteză (turație) și cuplu (curent).

Pentru calculul electromagnetice este necesară integrarea cuplului electromagnetic instantaneu, care în cazul mașinii de c.c. cu excitație serie, se poate scrie în valori relative, considerând Ω constant :

$$M'_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{U'_e \cdot i' dt}{\Omega'} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{U'_{eo}}{\Omega'} i' dt + \frac{1}{T} \int_0^T \frac{k'_r}{\Omega'} i'^2 dt =$$

$$= \frac{U'_{eo}}{\Omega'} i'_{med} + \frac{k'_r}{\Omega'} I'^2 \quad /4.1/$$

Valoarea medie și cea efectivă a curentului se calculează pe baza efectuării următoarelor integrări:

$$i'_{med} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{t_I} i'_1 dt + \int_0^{t_{II}} i'_2 dt + \int_0^{t_{III}} i'_3 dt \right\} \quad /4.2/$$

$$I'^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{t_I} i'^2_1 dt + \int_0^{t_{II}} i'^2_2 dt + \int_0^{t_{III}} i'^2_3 dt \right\} \quad /4.3/$$

În cazul VTC cu comutație indirectă și respectiv:

$$i'_{med} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{aT} i'_1 dt + \int_0^{(1-a)T} i'_2 dt \right\} \quad /4.4/$$

$$I'^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{aT} i'^2_1 dt + \int_0^{(1-a)T} i'^2_2 dt \right\} \quad /4.5/$$

În cazul VTC cu comutație directă.

Pentru calculul cuplului electromagnetic în cazul mașinii de c.c. cu excitație separată, în relația 4.1 se face $U'_{eo} = U'_e$ și $k'_r = 0$, obținându-se :

$$M'_{med} = \Omega'_N \cdot i'_{med} \quad /4.6/$$

În care i'_{med} se determină pe baza relației 4.2 sau 4.4, în funcție de tipul de VTC folosit.

Avînd în vedere cele arătate la p.3.2., determinarea analitică a integralelor de forma 4.2. ... 4.5., este legată de dificultăți în cazul mașinii de c.c. serie, ținînd cont de necesitatea interpolării pe curba $U'_e=f(i')$.

La mașina de c.c. cu excitație separată, este posibilă obținerea analitică a dependenței între curentul mediu de frînare și viteză, în cazul VVC cu comutație directă, prin integrarea relației 4.4.:

$$i'_{med} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Omega'_0 \left[(1-e^{-aT'}) (1+e^{-\frac{(1-a)T'}{T'}}) + (1-e^{-\frac{(1-a)T'}{T'}}) (1+e^{-aT'}) \right]}{1 - e^{-\frac{T'}{T'}}} \dots$$

$$\dots \frac{-(1-a)T' - aT'}{-(1-e^{-\frac{(1-a)T'}{T'}}) (1+e^{-\frac{(1-a)T'}{T'}})} \quad /4.7/$$

În cazul variatorului cu comutație indirectă, pentru mașina cu excitație separată, se găsește efectuînd integrala 4.2.:

$$i'_{med} = a \Omega'_0 + \frac{(i'_0 - \Omega'_0) (1-e^{-aT'}) + \left(\frac{U+U_{co}}{R} \right) \omega^2 + (i'_I + \Omega'_0 - 1) (1-e^{-\frac{(1-a)T'}{T'}})}{T'}$$

$$- \Omega'_0 (1-a_1) \quad /4.8/$$

Relația 4.8 s-a determinat pe baza variației curentului ca la p.3.2.4.2. și nu are o aplicabilitate imediată, din cauza valorilor i'_0, i'_I, a_1 , care nu sînt cunoscute inițial.

Pentru deducerea caracteristicilor mecanice de frînare, este deci necesară aplicarea calculului numeric, ce oferă soluții în toate cazurile examinate.

Principiul deducerii caracteristicilor mecanice este arătat în Fig.4.1. și constă în explorarea caracteristicilor de frînare cu caracteristici de trazație constantă.

În acest mod se obțin, prin puncte discrete, caracteristicile de frînare avînd ca parametru, durata relativă de conducție.

Procedeeul este specific pentru regiul evasistaționar, în care s-au scris relațiile curenților și își are justificarea pe variația extrem de mică a vitezei în acest regiul.

(p.2.1.4.2.).

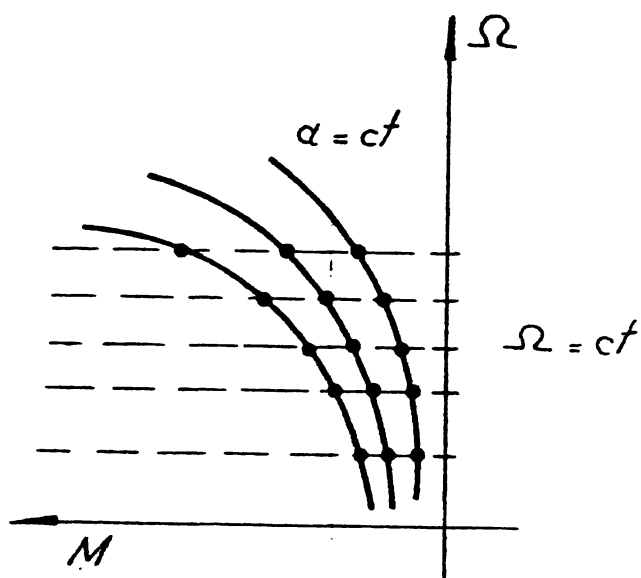


Fig.4.1.-Explicativă la deducerea
caracteristicilor mecanice
de frînare.-

4.2.2.-Metoda numerică de obținere a caracteristicilor
mecanice de frînare.-

Pentru rezolvarea numerică a relațiilor 4.1.---4.6.,
s-a întocmit procedura CARP, a cărei organigramă este arătată
în Fig.4.2.

Mărimile de intrare sînt datele nominale ale mașinii
și tipul ei. În cazul unei mașini serie, este introdusă dependen-
ta $U'_e = f(i')$ la $n'=1$, iar în cazul mașinii cu excitație separa-
tă, viteza de mers în gol ideal. Calculele sînt conduse apoi di-
ferit, după tipul comenzii aplicate, respectiv bipozițională sau
în tensiune.

La comanda în tensiune se precizează valorile duratei
relative de conducție $a=0,1-0,9$, care este parametrul în funcție
de care se determină cîte o caracteristică.

Pe baza celor arătate în p.3.2.3.2. și respectiv în
p.3.2.3.1., pentru determinarea formei de variație a curentului
se folosesc procedurile I'ER-1 și respectiv I'ER, funcție de
tipul de VTC folosit în procesul de frînare. În cazul mașinii se-
rie este necesară utilizarea procedurii CUREA (p.3.2.2.). Pentru
integrarea relațiilor 4.2. și 4.3., în cazul VTC cu comutație
indirectă, se folosește procedura SIMPS, pentru integrare numeri-
că după metoda Simpson /79/.

În cazul VTC cu comutație directă, integrarea relațiilor 4.4. și 4.5. se face cu procedura SIMS, după aceeași metodă Simpson. Ambele proceduri calculează cuplul mediu după relațiile 4.1. și respectiv 4.6.

La comanda cu reglare bipozițională a curentului, se precizează valorile curentului prescris și a histeresei regulatorului (valori raportate). În acest caz, curentul prescris este parametru în funcție de care se determină caracteristicile și durata relativă de conducție și perioada vor rezulta ca la p.3.2.4

Pentru determinarea formei de variație a curentului în acest caz, se folosește procedura TCVM, arătată la p.3.2.3.3., care oferă durata intervalului de comutație și valoarea curentului la sfârșitul intervalului de comutație. Folosirea procedurii CURBA este necesară pentru cazul mașinii serie, la obținerea componentelor t.em. liniarizate.

Atât în cazul comenzii în tensiune, cât și în cel al comenzii bipoziționale, calculele se repetă până la epuizarea șirului de valori a parametrilor, după care urmează extragerea valorilor calculate.

4.2.3.-Caracteristicile mecanice de frânare.-

Cu organigrama prezentată s-a înlocuit programul de calcul, care a furnizat caracteristicile mecanice de frânare. Aceste caracteristici s-au obținut pentru VTC cu comutație indirectă, atât în cazul mașinii de c.c. cu excitație serie cât și în cazul mașinii de c.c. cu excitație separată, la ambele mașini (prezentate la p.5.1.) folosindu-se atât comanda în tensiune cât și cea bipozițională.

În fig.4.3. se reprezintă rezultatele calculului numeric al caracteristicilor $n'=f(i'_{med})$, pentru mașina serie, cât și unele caracteristici ridicate experimental. Se observă că este o diferență substanțială sub aspectul caracteristicilor mecanice, între cele două metode de comandă, caracteristicile cu reglare a curentului furnizând practic aceleași cuplu de frânare la orice viteză, la aceeași valoare a curentului prescris. Aceasta face ca reglarea bipozițională să fie utilizată acolo unde este necesară căzarea, din considerent de confort, a efectului de frânare, ca de exemplu la electroobile.

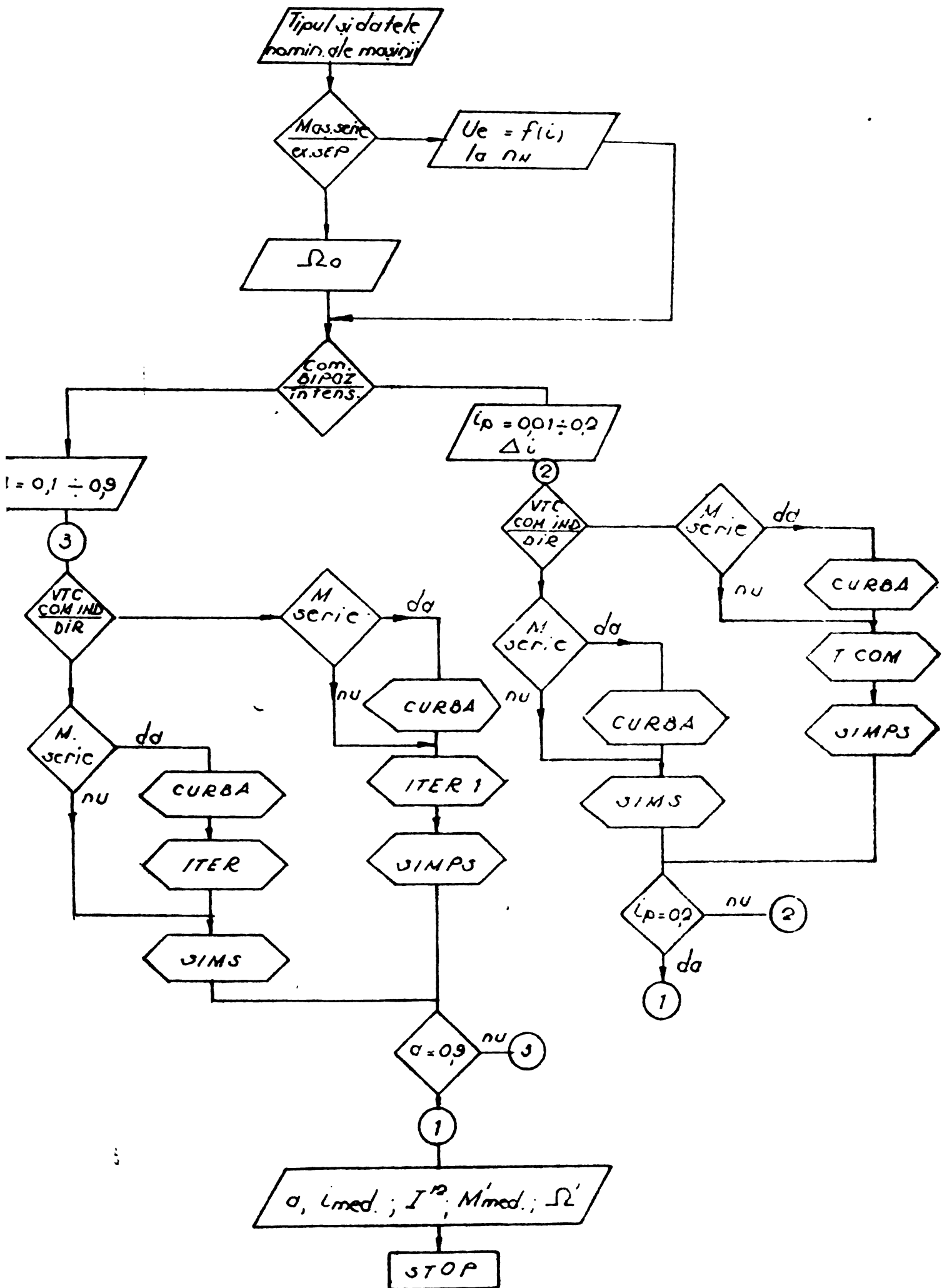


fig.4.2.-Organigrama CARF, pentru calculul caracteristicilor mecanice de frinare.-

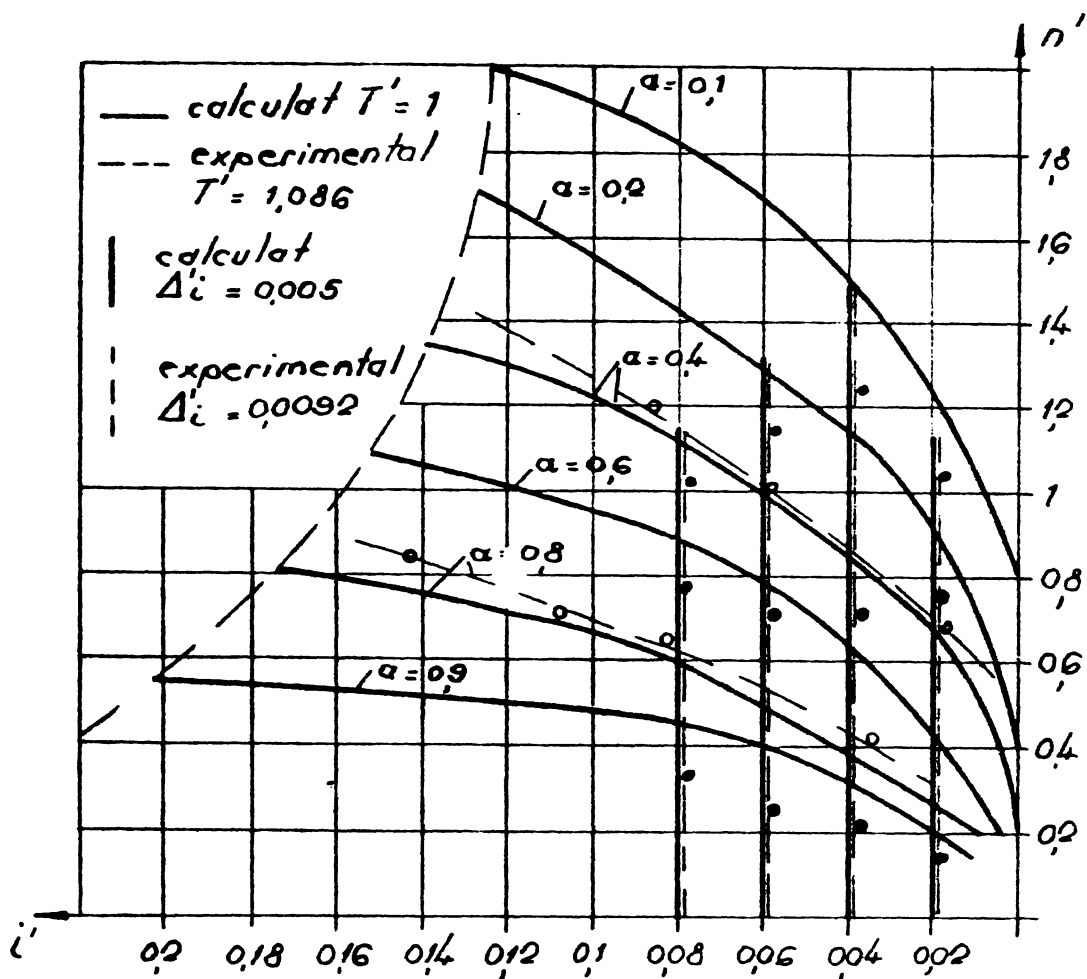


Fig.4.3.-Caracteristicile mecanice de frânare $n'=f(i'_{med})$ ale maşinii serie.-

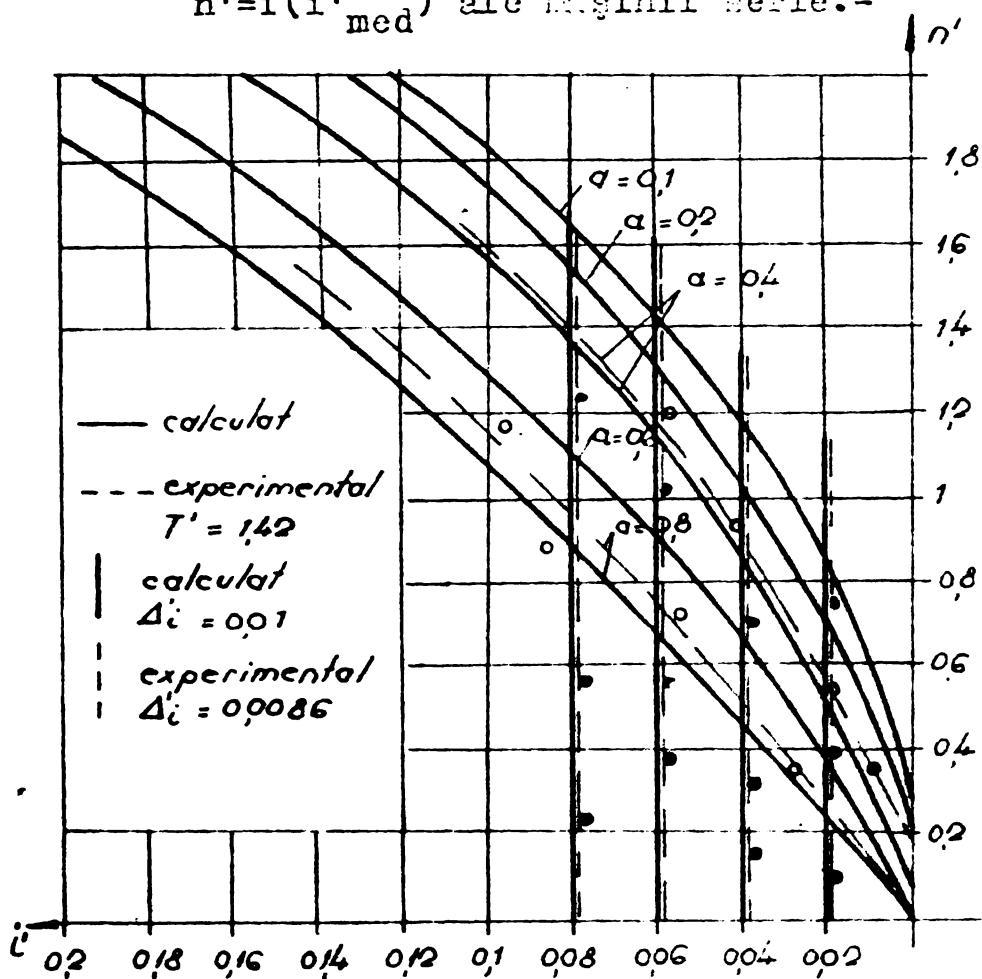


Fig.4.4.-Caracteristicile mecanice de frânare $n'=f(I'_{med})$ ale maşinii cu excitaţie separată.

În fig.4.4. se prezintă rezultatele calculului numeric pentru caracteristicile mecanice de frînare cât și caracteristici ridicate experimental, pentru mașina cu excitație separată.

Examinînd caracteristicile de frînare se constată că, în cazul mașinii serie acestea sînt mai "rigide", datorită auto-excitației mașinii; cu alte cuvinte variații mici ale vitezei determină variații importante ale cuplului de frînare. Acest lucru se resimte cu atît mai mult cu cît durata relativă de conducție este mai mare.

Caracteristicile de frînare cu reglare de curent sînt practic independente de viteză, ceea ce înseamnă că pot fi utilizate foarte convenabil (prin alegerea valorii prescrise) pentru așa numita "frînă de serviciu" /64, 65, 98/.

4.3.-Probleme specifice funcționării stabile în regim tranzitoriu și cvasistaționar.-

Ansamblul VTC-mașină este comandat de o schemă electronică, care trimite impulsuri de comandă tiristoarelor din circuitul principal. Există în mod clar necesitatea unei legături bilaterale între partea de comandă și cea de forță, pentru a avea o funcționare stabilă sau chiar optimală, în toate situațiile /110, 134/. De aceea în continuare se analizează aspecte legate de funcționarea în regim tranzitoriu, de cerințe ce se pun regulatorului pentru a asigura o funcționare stabilă atît în regim tranzitoriu cât și cvasistaționar și de asemenea se aduc cîteva idei noi privind comanda cu VTC, în scopul minimizării energiei electrice utilizate (ceea ce presupune evident folosirea frînării recuperative).

4.3.1.-Abordarea frînării recuperative cu VTC în regim tranzitoriu.-

În cele prezentate s-a considerat totdeauna sistemul VTC-mașină de c.c. în regim cvasistaționar, ceea ce înseamnă menținerea constantă în timp a parametrilor comenzii.

La luarea în considerare a modificării în timp a parametrilor comenzii, apar dificultăți de calcul ce nu pot fi înlăturate decît completînd ipotezele simplificatoare din p.3.1.1. Astfel, neglijînd intervalul de comutație și, în cazul mașinii cu excitație separată, considerînd fluxul constant, în regim tranzitoriu de frînare recuperativă, se poate scrie, plecînd de la

echilibrul tensiunilor, pe baza fig.4.5.a :

$$-k.\Omega + i.r + L \frac{di}{dt} = -u(t) \quad /4.9/$$

$$J. \frac{d\Omega}{dt} = -(ki + M_s) \quad /4.10/$$

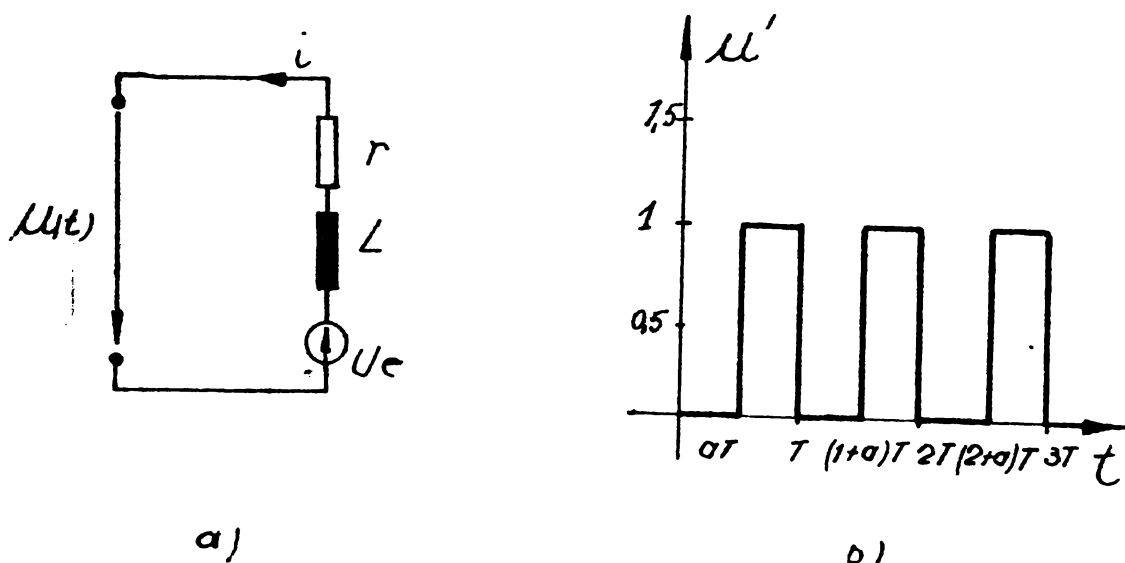


Fig.4.5.-Explicativă pentru abordarea frînării în regim tranzitoriu; a).-schema echivalentă; b).-Tensiunea $u'(t)$ în valori relative.-

Tensiunea $u(t)$ reprezentată în fig.4.5., are forma dependentă de durata relativă de conducție și poate fi considerată ca suma unor trepte de tensiune. Introducând mărimile raportate, relațiile 4.9. și 4.10. devin:

$$-\Omega' + i' + \frac{di'}{dt} = -u'(t) \quad /4.11/$$

$$T_m \frac{d\Omega'}{dt} = -(i' + i'_s) \quad /4.12/$$

unde constanta electromecanică se exprimă ca și:

$$T_m = \frac{J.\Omega_0.R}{K.U} \quad /4.13/$$

Din relațiile 4.11. și 4.12 se pot găsi expresiile ce determină variația vitezei și a curentului mașinii:

$$T_m.\tau \frac{d^2 \Omega'}{dt^2} + T_m \frac{d\Omega'}{dt} + \Omega' = u'(t) - i'_s \quad /4.14/$$

$$\frac{1}{T_m} \int_0^t \delta i' dt + \delta i' + \frac{\tau}{dt} d(\delta i') = u'(t) - \Omega'(0) + i'(0) \quad /4.15/$$

unde:

$$\delta i' = -(i' + i'_s)$$

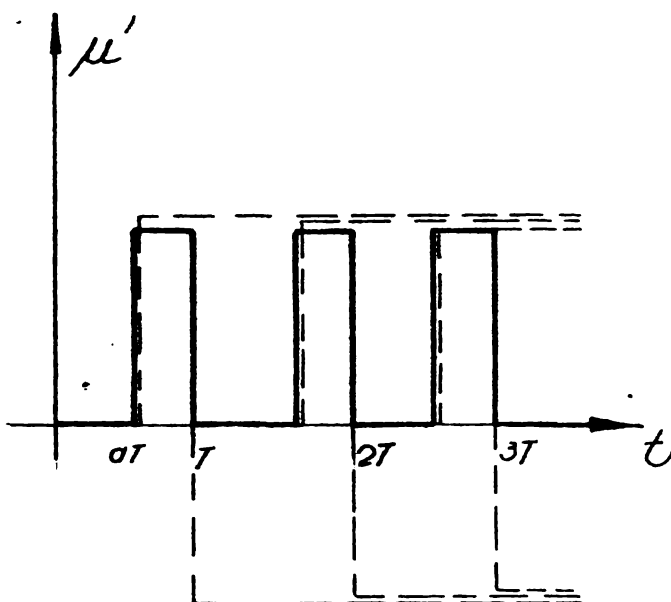


Fig.4.6.-Explicativă pentru obținerea expresiei analitice a funcției $u'(t)$.

Exprimînd tensiunea ca o succesiune de trepte de tensiune, se obține expresia analitică a tensiunii, pe baza fig.4.6., ca:

$$u'(t) = 1(t-a) - 1(t-T) + 1[t-(a+T)] - 1(t-2T) \dots \quad /4.16/$$

Efectuînd transformata Laplace pentru relațiile 4.14. și 4.15., se obține, ținînd cont de 4.16.:

$$\Omega'(p) (\tau T_m p^2 + T_m + 1) = u'(p) - \frac{i'_s}{p} + T_m \Omega'(0) (\tau p + 1) + T_m \tau \left. \frac{d\Omega'}{dt} \right|_{(0)} \quad /4.17/$$

$$\delta i'(p) \left[\frac{1}{T_m p} + 1 + p\tau \right] = u'(p) - \frac{\Omega'(0) + i(0)}{p} + \frac{\delta i'(0)}{\tau} \quad /4.18/$$

pentru $u'(p)$ avînd pe baza transformărilor Laplace elementare:

$$u'(p) = \frac{1}{p} (e^{-ap} - e^{-p})(1 + e^{-p} + e^{-2p} + \dots) \quad /4.19/$$

Prin rezolvarea ecuațiilor, se disting, la soluții,

componenta tranzitorie (liberă) și cea corespunzătoare regimului cvasistaționar (forțată). Astfel se poate scrie:

$$\Omega'(t) = L^{-1} \left[\frac{u'(p)}{T_m \zeta p^2 + T_m p + 1} \right] + L^{-1} \left[\frac{F_s(p)}{T_m \cdot \zeta \cdot p^2 + T_m p + 1} \right] =$$

$$= \Omega'_t(p) + \Omega'_s(p) \quad /4.20/$$

unde:

$$F_s(p) = -\frac{i'_s}{p} + T_m \Omega'(0) + T_m \zeta \left. \frac{d\Omega'}{dt} \right|_0 + p T_m \zeta \Omega'(0) \quad /4.21/$$

și:

$$\delta i'(t) = -(i' + i'_s) =$$

$$= L^{-1} \left[\frac{p u'(p)}{\zeta p^2 + p + \frac{1}{T_m}} \right] + L^{-1} \left[\frac{F_{s_1}(p)}{p^2 + \frac{1}{\zeta p} + \frac{1}{\zeta T_m}} \right] \quad /4.22/$$

unde:

$$F_{s_1}(p) = \frac{1}{\zeta} (-i'(0) - \Omega'(0)) + p \delta i'(0) \quad /4.23/$$

Componenta variației curentului corespunzătoare regimului forțat se determină pe baza transformatei celui de al doilea termen din relația 4.22., pe baza elementelor inițiale din 4.23.:

$$\delta i'(t) = \frac{\delta i'(0) [p_1 e^{p_1 t} - p_2 e^{p_2 t}]}{p_1 - p_2} - \frac{1}{\zeta} \frac{(\Omega'(0) + i'(0)) (e^{p_1 t} - e^{p_2 t})}{p_1 - p_2}$$

/4.24/

unde p_1 și p_2 sînt rădăcinile polinomului de gradul doi de la numitorul fracției.

În cazul regimului cvasistaționar ($t \rightarrow \infty$), componenta tranzitorie devine nulă și variația curentului $\delta i'(t)$ corespunde doar la componenta de regim forțat.

Componenta de regim forțat reprezintă răspunsul sistemului VFC-mașină la o succesiune de semnale treaptă, ca în fig.4.6.

Pentru determinarea acestei componente se aplică teorema descompunerii funcției imagine, care este de fapt o succesiune de impulsuri /3/. Avînd în vedere forma funcției original componenta de regim forțat trebuie determinată pe două intervale în fiecare perioadă : $t_I = aT$ și $t_{II} = (1-a)T$. Aceasta ținînd cont de imaginea tensiunii într-o perioadă, care este $u'_1(p) = 1/p(e^{-ap} - e^{-p})$. Pentru al $n+1$ -lea interval se obține:

-în $nT < t \leq nT + aT$

$$\delta i'_{t_{n+1,1}}(t) = \sum_{k=1}^h \frac{M_1(p_k) e^{p_k t}}{M_2'(p_k)} \left[p_k u'_1(p_k) \frac{1 - e^{-np_k}}{1 - e^{-p_k}} + e^{-np_k} \right] \quad /4.25/$$

-în $nT + aT < t \leq (n+1)T$

$$\delta i'_{t_{n+1,2}}(t) = \sum_{k=1}^h \frac{M_1(p_k) e^{p_k t}}{M_2'(p_k)} \left[p_k u'_1(p_k) \frac{1 - e^{-p_k(n+1)}}{1 - e^{-p_k}} \right] \quad /4.26/$$

unde M_1 și M_2' sînt numărătorul și respectiv numitorul derivat al fracției cî înmulțește pe $u'(p)$ din transformata primului termen din relația 4.22., iar h este numărul polilor obținuți pe baza ecuației $M_2(p) = 0$.

Ținînd cont că $p_k u'_1(p_k) = e^{-ap_k} - e^{-p_k}$ și că de fapt M_2 este polinom de gradul doi, deci $h=2$, se poate scrie, considerînd originea timpului începutul intervalului:

-pentru $0 < t \leq aT$:

$$\delta i'_{t_{n+1,1}}(t) = \sum_{k=1}^2 \frac{M_1(p_k)}{M_2'(p_k)} \left[\frac{e^{-ap_k} - e^{-p_k} - (e^{-ap_k} - 1)e^{np_k}}{1 - e^{-p_k}} \right] e^{p_k t} \quad /4.27/$$

-pentru $0 < t \leq T(1-a)$

$$\delta i'_{t_{n+1,2}}(t) = \sum_{k=1}^2 \frac{M_1(p_k)}{M_2'(p_k)} \left\{ \frac{e^{-ap_k} - e^{-p_k}}{1 - e^{-p_k}} \left[1 - e^{-p_k(n+1)} \right] e^{p_k t} \right\} \quad /4.28/$$

Introducînd în ultimele relații pe:

$$\frac{M_1(p_1)}{M_2'(p_1)} = \frac{1}{\sqrt{1 - 4 \frac{\gamma}{T_m}}} \quad \text{și} \quad \frac{M_1(p_2)}{M_2'(p_2)} = - \frac{1}{\sqrt{1 - 4 \frac{\gamma}{T_m}}}$$

se obțin expresiile componente de regim forțat în forma finală:

$$i_{t_{n+1,1}}'(t) = \frac{1}{\sqrt{1-4\frac{\tau}{T_m}}} \left\{ \frac{(e^{-ap_1} - e^{-p_1}) - (e^{-ap_1} - 1)e^{p_1 n}}{1 - e^{-p_1}} e^{p_1 t} - \frac{(e^{-ap_2} - e^{-p_2}) - (e^{-ap_2} - 1)e^{p_2 n}}{1 - e^{-p_2}} e^{p_2 t} \right\} \quad /4.29/$$

$$i_{t_{n+1,2}}'(t) = \frac{1}{\sqrt{1-4\frac{\tau}{T_m}}} \left\{ \frac{(e^{-ap_1} - e^{-p_1})}{1 - e^{-p_1}} (1 - e^{-p_1(n+1)}) e^{p_1 t} - \frac{(e^{-ap_2} - e^{-p_2})}{1 - e^{-p_2}} [1 - e^{-p_2(n+1)}] e^{p_2 t} \right\} \quad /4.30/$$

Cu relațiile de mai sus se poate calcula procesul tranzitoriu de frînare recuperativă la modificare bruscă a duratei relative de conducție.

Pentru calculul elementelor VTC și alegerea ventilelor semiconductoare, este suficientă cunoașterea valorilor extreme în punctele limită ale celor două intervale. Aceste expresii se determină dacă în 4.29 și 4.30., se face $t=0$:

$$i_{t_{n+1,1}}'(0) = \frac{1}{\sqrt{1-4\frac{\tau}{T_m}}} \left\{ \frac{(e^{-ap_1} - e^{-p_1}) - (e^{-ap_1} - 1)e^{p_1 n}}{1 - e^{-p_1}} - \frac{(e^{-ap_2} - e^{-p_2}) - (e^{-ap_2} - 1)e^{p_2 n}}{1 - e^{-p_2}} \right\} \quad /4.31/$$

$$i_{t_{n+1,2}}'(0) = \frac{1}{\sqrt{1 - 4\frac{\sigma}{T_m}}} \left\{ \frac{(e^{-ap_1} - e^{-p_1})}{1 - e^{-p_1}} (1 - e^{-p_1(n+1)}) - \frac{(e^{-ap_2} - e^{-p_2})}{1 - e^{-p_2}} (1 - e^{-p_2(n+1)}) \right\} \quad /4.32/$$

În urma cercetării efectuate, rezultă că procesul de calcul este laborios și dificil în studiul stabilității sistemului VTC-mașină. De aceea în continuare se dezvoltă procedee specifice teoriei reglării automate pentru stabilitatea frînării recuperative cu VTC.

4.3.2.-Analiza ansamblului mașină de c.c., VTC, cu reglare bipozițională a curentului ca un sistem automat neliniar.-

Pe baza celor arătate la p.2.1.4.2., se examinează comportarea în regim de frînare recuperativă a ansamblului mașină de c.c.-VTC cu reglare bipozițională a curentului cu mijloacele automatizării. Mai precis, fiind vorba de un element de histerază care conferă caracterul neliniar, este necesară urmărirea mișcării punctului de funcționare în planul fazelor /113,123/, introdus aici ca avînd axa "x" corespunzătoare curentului mașinii (mărima reglată) și axa "y" corespunzătoare derivatei curentului mașinii di/dt.

4.3.2.1.-Analiza ansamblului mașină de c.c.-VTC cu comutație directă.-

În cazul mașinii de c.c. cu excitație serie, considerînd liniarizarea t.em. introdusă la p.3.2.2. și modul de variație al curentului ca la p.3.2.3.1. pentru primul interval, corespunzător conducerii tiristorului principal, se obține în planul fazelor traiectoria, dată de următoarea relație:

$$y + \frac{x}{\delta} \cdot (1 - k'_r) - \frac{U_{eo}}{L} = 0 \quad /4.33/$$

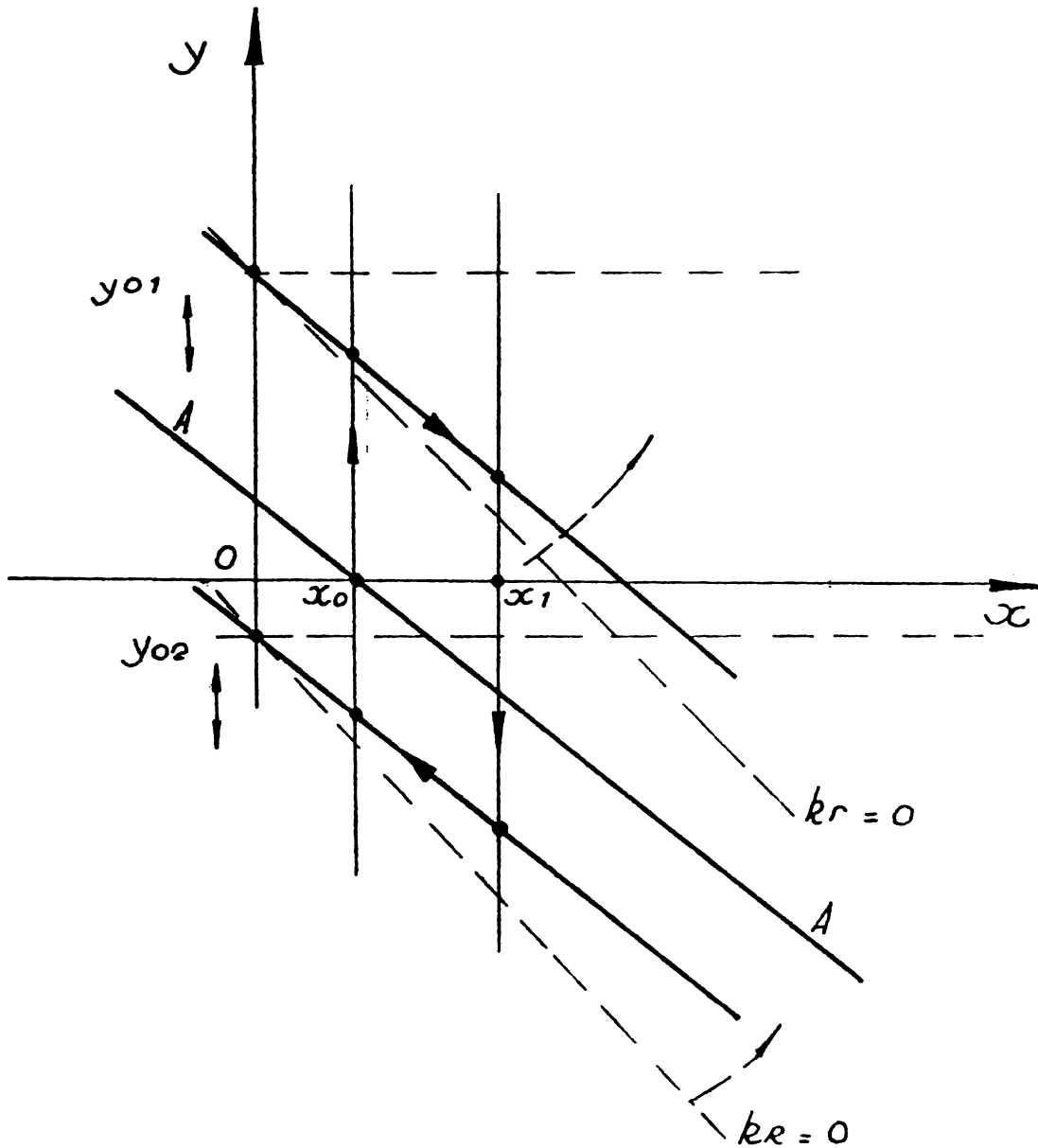


Fig.4.7.-Traiectoria corespunzătoare frînării recuperative cu mașina serie în planul fazelor.-

Intersecția traiectoriei din primul interval cu axele din planul fazelor, are loc la: $x=0$ și $y_{01}=U_{eo}/L$ și respectiv $y=0$ și $x=U_{eo}/R-k_R$ cu $k_r \neq 1$.

În al doilea interval se obține traiectoria:

$$y + \frac{x}{\zeta} (1-k_r') + \frac{U-U_{eo}}{L} = 0 \quad /4.34/$$

avînd intersecția cu axele din planul fazelor la:

$$x=0 ; y_{02} = - \frac{U-U_{eo}}{L} \quad y=0 ; x = - \frac{U-U_{eo}}{L} \quad \text{cu } k_r' \neq 1$$

În fig.4.7., se arată traiectoria de fază corespunzătoare ansamblului mașină de c.c serie-VTC cu comutație directă. Se observă că ambele porțiuni ale traiectoriei de fază au aceeași pantă care nu depinde, în cazul mașinii serie, decât de liniarizarea introdusă pentru caracteristica $U_e=f(i)$. Traiectoria de fază este un paralelogram care se modifică ca poziție, prin deplasarea limitelor x_0, x_1 , ceea ce înseamnă modificarea valorii prescrise (oricum însă distanța între dreptele de comutare rămîne aceeași, fiind proporțională cu histereza elementului neliniar).

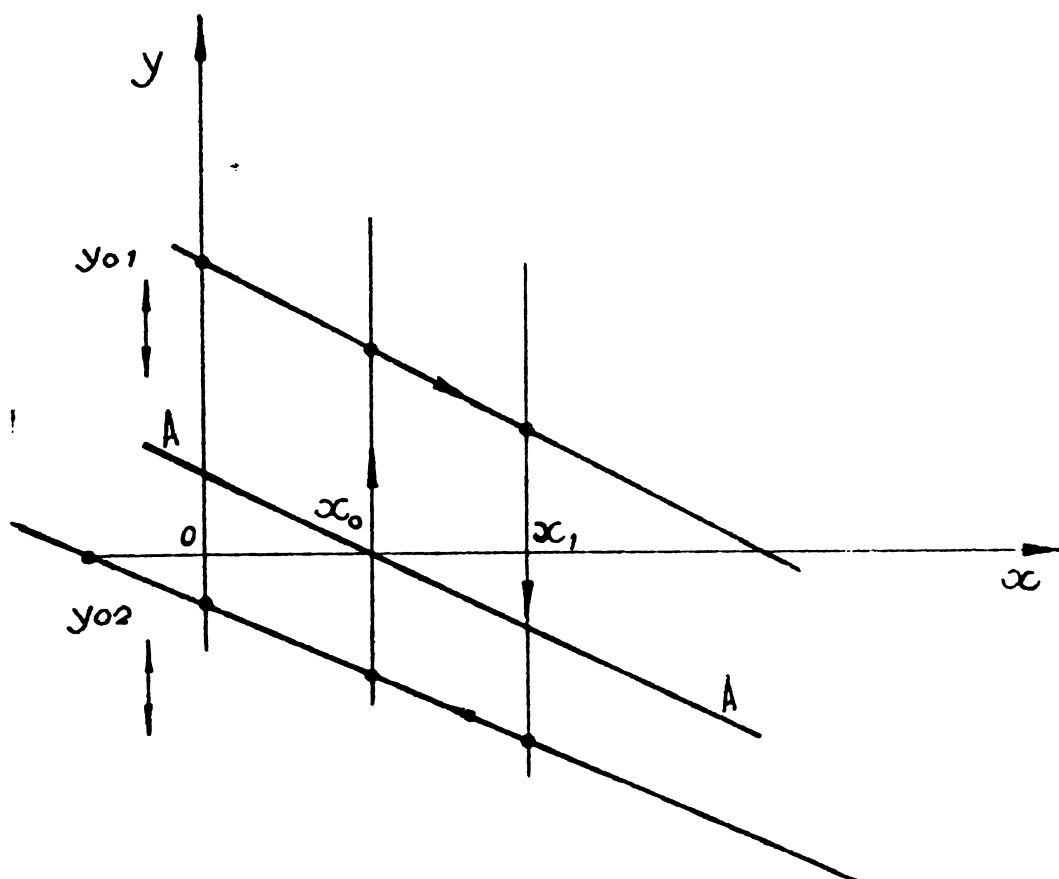


Fig.4.18.-Traiectoria corespunzătoare frînării recuperative cu mașină de c.c. cu excitație separată, în planul fazelor.

Cele două porțiuni ale traiectoriei de fază se rotesc în jurul punctelor y_{01} și y_{02} între situațiile limită corespunzătoare la $k_r' = 1$ (orizontală) și $k_r' = 0$, concomitent cu deplasarea pe verticală a punctelor y_{01}, y_{02} .

Pentru mașina de c.c. cu excitație separată, cele două porțiuni ale traiectoriei se obțin particularizând ecuațiile 4.33., 4.34., avînd în vedere că U_e în locul lui U_{e0} și $k_r = 0$. Se obține pentru primul interval:

$$y + \frac{x}{\tau} - U_e = 0$$

/4.35/

avînd intersecția traiectoriei din primul interval cu axele din planul fazelor, la:

$$x = 0 ; y_{01} = \frac{U_e}{L}$$

$$y = 0 ; x = \frac{U_e}{R}$$

In al doilea interval se obține traiectoria:

$$y + \frac{x}{\tau} + \frac{U-U_e}{L} = 0 \quad /4.36/$$

avînd intersecția cu axele din planul fazelor la:

$$x = 0 ; y_{02} = -\frac{U-U_e}{L}$$

$$y = 0 ; x = -\frac{U-U_e}{R}$$

In fig.4.8., se arată traiectoria de fază corespunzătoare ansamblului mașină de c.c. cu excitație separată-VTC cu comutație directă. Singura modificare de poziție posibilă a dreptelor ce compun traiectoria este pe verticală, prin modificarea lui U_e , fiind exclusă rotirea dreptelor traiectoriei de fază.

In acest mod, existența ciclului limită, determinat de traiectoria închisă în regim cvasistaționar, este demonstrată /113/.

Totuși există o poziție extremă a traiectoriei de fază corespunzătoare unui ciclu limită stabil și anume cea dată de dreptele A-A (fig.4.7. și 4.8.), în a doua porțiune a traiectoriei.

Pentru cazul mașinii serie, ecuația dreptei A-A este:

$$y + \frac{x}{\tau}(1-k_r') + \frac{x_0}{\tau}(1-k_r') = 0 \quad /4.37/$$

iar pentru mașina cu excitație separată:

$$y + \frac{x}{\tau} + \frac{x_0}{\tau} = 0 \quad /4.38/$$

Tinînd cont că ordonata la origine a oricărei porțiuni de traiectorie corespunzătoare celui de al doilea interval, trebuie să fie mai mică decît cea a dreptei A-A pentru ca traiectoria de fază să corespundă unui ciclu limită stabil, rezultă că există încă o posibilitate de a testa rapid stabilitatea procesului de frînare recuperativă.

Pentru îmbunătățirea calității sistemului și implicit a dinamicii sale este recomandată /113/ mărirea amplificării sistemului, micșorarea histerezei regulatorului și deci creșterea preciziei. Alegerea histerezei trebuie făcută însă pe baza celor arătate în p.2.1.4.2., ținând cont și de influența ei asupra parametrilor comenzii și implicit asupra frecvenței de lucru a VTC /98/.

4.3.2.2.-Analiza ansamblului mașină de c.c.-VTC cu comutație indirectă.-

În acest caz trebuie luată în considerare și traiectoria descrisă în planul fazelor de punctul de funcționare în intervalul de comutație.

Pentru a obține traiectoria corespunzătoare intervalului de comutație este necesar să se plece de la relația 3.6., care permite determinarea variației curentului. În cazul aflării traiectoriei pe baza relației 3.6., se pot scrie ecuațiile integro-diferențiale ce descriu variația curentului în intervalul de comutație atât pentru mașina serie cât și pentru mașina cu excitație separată:

$$U_{eo} = (R - K_R)i + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt - U_{co} \quad /4.39/$$

$$U_e = Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt - U_{co} \quad /4.40/$$

Cum curentul staționar este nul (circuit cu condensator), se are în vedere doar componenta tranzitorie a curentului /3/ obținută prin derivarea ecuațiilor 4.31 și 4.32. Se obține respectiv:

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{(1 - k_R')}{\tau} \frac{di}{dt} + \frac{i}{LC} = 0 \quad /4.41/$$

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{1}{\tau} \frac{di}{dt} + \frac{i}{LC} = 0 \quad /4.42/$$

În acest mod proprietățile circuitului de comutație compus din condensatorul de stingere și mașină, se caracterizează prin factorul de amortizare al circuitului sub forma:

$$D = \frac{R - K_R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad /4.43/$$

pentru mașina cu excitație serie și respectiv:

$$D = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad /4.44/$$

pentru mașina cu excitație separată.

În planul fazelor traiectoria de fază corespunzătoare intervalului de comutație este o porțiune din spirala logaritmică, avînd ecuația:

$$\frac{dy}{dx} = -\frac{x}{y} - 2D \quad /4.45/$$

și focarul în originea axelor de coordonate.

Punctul în care începe traiectoria de fază corespunde aprinderii tiristorului de stingere, iar cel în care acesta ia sfîrșit, comutației pe dioda pentru recuperare.

Traiectoria poate fi construită cu ajutorul metodei izoclinelor /113/, dar se poate utiliza o metodă mai simplă de aproximare a spiralei cu un arc de cerc /39/, întrucît factorul de amortizare al circuitului este relativ mic ($D=0,03 - 0,15$). Pentru aceasta trebuie cunoscut atît centrul cercului de aproximare cît și raza sa (fig.4.9); centrul cercului fiind caracterizat prin distanța S față de focarul arcului de spirală-

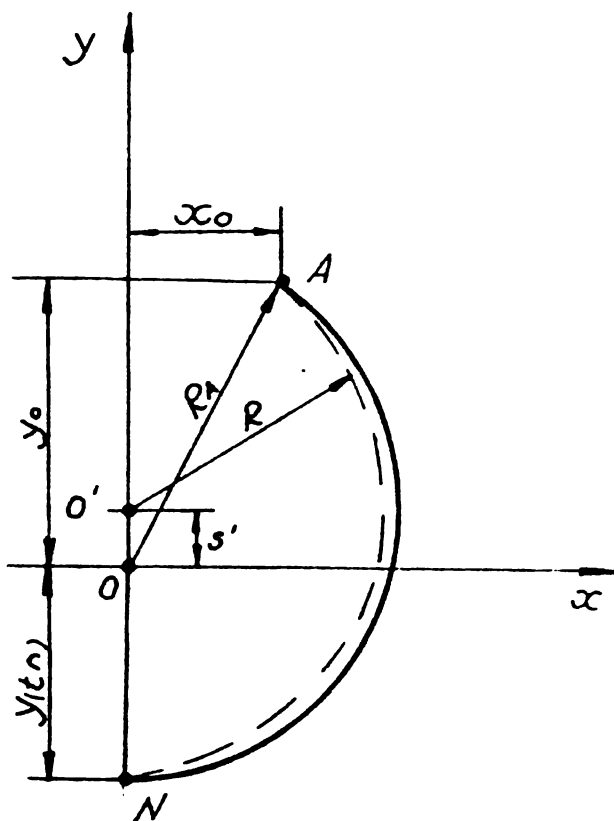


Fig.4.9.-Construcția traiectoriei de fază cu cercul de aproximare.-

Ecuatia traiectoriei scrisă parametric, cunoscând un punct x_0, y_0 inițial, prin care acest cerc trece, este:

$$x = e^{-D\omega t} (x_0 \cos \omega t + (y_0 + Dx_0) \sin \omega t) \quad /4.46/$$

$$y = e^{-D\omega t} (y_0 \cos \omega t - (x_0 + Dy_0) \sin \omega t) = \\ = R_0 e^{-D\omega t} \sin(\omega t + \alpha) \quad /4.47/$$

unde:

$$R_0 = \sqrt{y_0^2 + x_0^2 + 2Dy_0x_0 + D^2y_0^2}$$

$$\cos \alpha = \frac{x_0 + Dy_0}{R_0}$$

$$\sin \alpha = -\frac{y_0}{R_0}$$

In expresia lui R_0 ultimul termen, care îl conține pe D la pătrat, se poate neglija și se obține:

$$R_0 = \sqrt{y_0^2 + x_0^2 + 2Dy_0x_0}$$

Pentru a găsi punctul final al traiectoriei se pune condiția:

$$x(t_n) = R_0 e^{-D\omega t} \cos(\omega t + \alpha) = 0 \quad /4.48/$$

Pe baza acestei relații rezultă că $\omega t_n = \bar{u} - \alpha$ și că:

$$y(t_n) = e^{-D(\bar{u}-\alpha)} \left\{ y_0 \cos(\bar{u}-\alpha) - (x_0 + Dy_0) \sin(\bar{u}-\alpha) \right\} = R_0 e^{-D(\bar{u}-\alpha)}$$

Pe baza fig.4.9., se poate scrie:

$$R = -y(t_n) + S = R_0 e^{-D(\bar{u}-\alpha)} \quad /4.49/$$

$$R^2 = (y_0 - S)^2 + x_0^2$$

Din acest sistem de ecuații rezultă raza cercului de aproximare, R , și distanța S față de focarul arcului de spirală.

$$R = \frac{y_0 + R_0 e^{-D(\bar{u}-\alpha)}}{2} + \frac{x_0^2}{2(y_0 + R_0 e^{-D(\bar{u}-\alpha)})} \quad /4.50/$$

$$S = \frac{y_0 - R_0 e^{-D(\bar{u}-\alpha)}}{2} + \frac{x_0^2}{2(y_0 + R_0 e^{-D(\bar{u}-\alpha)})} \quad /4.51/$$

Fiind cunoscute prin relațiile 4.50 și 4.51, mărimile R, S , traiectoria poate fi construită.

Pentru celelalte intervale, rămân valabile cele arătate la analiza ansamblului mașină de c.c.-VTC cu comutație directă, așa că se poate, în final, trasa traiectoria în planul fazelor, corespunzătoare frînării recuperative cu VTC cu comutație indirectă, ca în fig.4.10.

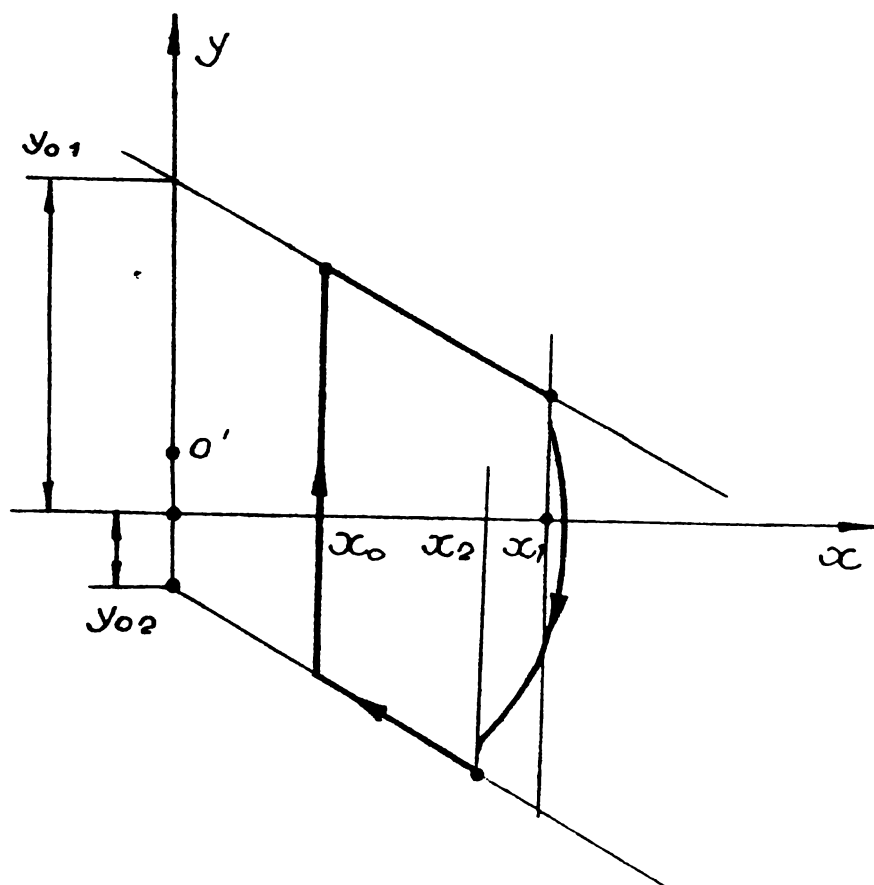


Fig.4.10.-Traiectoria corespunzătoare frînării recuperative cu VTC cu comutație indirectă.-

4.4.-Problema stabilității regulatorului de comandă VTC.-

La folosirea unei scheme de comandă de tipul celei arătate în p.2.1.4.3., cu funcționare în buclă de reglare, trebuie analizat efectul modulației în lățime asupra stabilității regulatorului, care, măsoară abaterea în mod continuu și produce impulsuri de comandă discontinue. În fig.4.11. se vede idealizat modul de variație al curentului și al tensiunii la frînarea recuperativă cu VTC cu comutație indirectă. Variația tensiunii în intervalul de comutație, se poate înlocui cu o suprafață echivalentă de formă

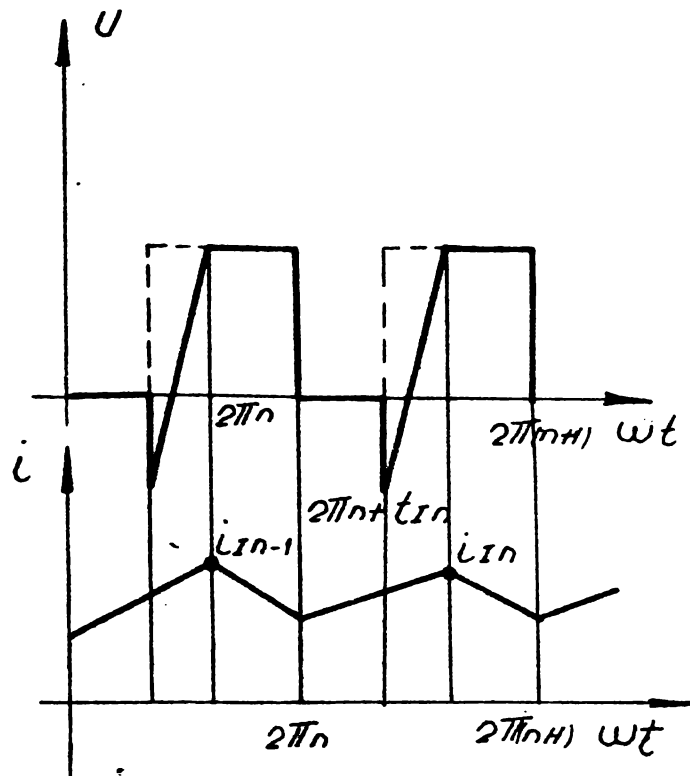


Fig.4.11.-Forma simplificată de variație a curentului și a tensiunii la frînarea recuperativă cu VFC.-

dreptunghiulară. Punctele de blocare a tiristorului $2\pi n, 2\pi(n+1)$, se consideră cu fază fixă, iar punctele în care are loc aprinderea tiristorului principal $2\pi n+t_{In}, 2\pi(n+1)+t_{In+1}$ sînt modificabile în timp, prin comanda tiristorului principal sub acțiunea regulatorului.

Schema de principiu a regulatorului din fig.2.11., permite prin limitarea tensiunii de la ieșirea sa, aprinderea tiristorului principal T_1 la cel tîrziu $t_{I,max.} \approx T - 2t_{II}$, în așa fel încît între aprinderea lui T_1 și cea a lui T_2 să fie timp suficient pentru comutarea curentului.

4.4.1.-Stabilitatea regulatorului în regim cvasistationar.-

Pe baza relațiilor stabilite la p.3.2.3.2., privind variația curentului mașinii în regim cvasistationar, se poate obține relația de mai jos, care leagă recursiv două valori maxime consecutive ale curentului, relație în care parametru este durata de conducție a tiristorului principal t_{In} .

$$i_{I(n+1)} = \frac{U_e}{R} \left(1 - e^{-\frac{t_{In}}{\tau}}\right) + i_{I(n)} e^{-\frac{T}{\tau}} - \frac{U-U_e}{R} \cdot e^{-\frac{t_{In}}{\tau}} + \frac{U-U_e}{R} \cdot e^{-\frac{T}{\tau}} \quad /4.52/$$

Dacă t_{In} este constant, se poate scrie t_I și se obține regimul cvasistaționar.

Pentru stabilitatea regulatorului în regim cvasistaționar, este necesară cunoașterea dependenței între valoarea impusă și cea medie a mărimii reglate.

Cum tensiunea regulatorului este limitată într-un anumit domeniu $[1, 74/]$, $[y_{max.}, y_{max.}]$, tensiunea de explorare se alege în așa fel încât la cel mai mare curent al maginii, durata de conducție a tiristorului principal să fie de cel mult $t_{I,max} = 2 t_{II}$. Din acest motiv, valoarea maximă a tensiunii de explorare poate fi de:

$$Y_E = Y_{max.} \cdot (1 - \dots)^{-1} \quad /4.53/$$

Dacă valoarea tensiunii de basculare a circuitului basculant este "0", se obține condiția de aprindere a tiristorului principal:

$$Y(t_{In}) + Y_E(t_{In}) \geq 0 \quad /4.54/$$

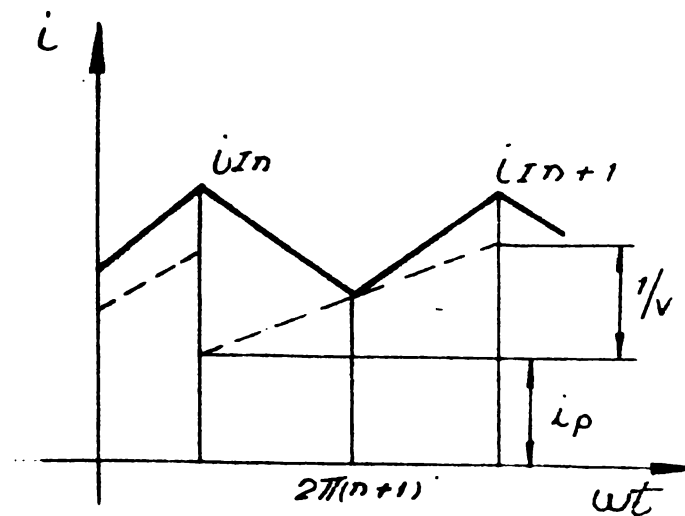


Fig.4.12.- Explicativă la modul de explorare cu tensiune liniar variabilă.-

În fig.4.12., se arată modul de explorare pentru $t \geq 2\pi(n+1)$. Punctul de aprindere este atins când semnalul regulatorului (proporțional cu curentul în domeniul respectiv) egalează dreapta de explorare caracterizată de relația $i_p = 1/V \cdot t + i_p / 4.55/$. Panta acestei drepte scade cu creșterea amplificării și în cazul limită $V \rightarrow \infty$, punctul de intersecție se obține chiar la $K(t_{In}) = i_p$ adică valoarea minimă a curentului o egalează pe cea impusă.

Pe baza relațiilor 4.52 ... 4.55, se obține caracteristica de aprindere în regim cvasistaționar, sub forma:

$$i_p = U_e + \frac{e^{-aT'} - e^{-T'}}{1 - e^{-T'}} - \frac{1}{V} \cdot a \quad /4.56/$$

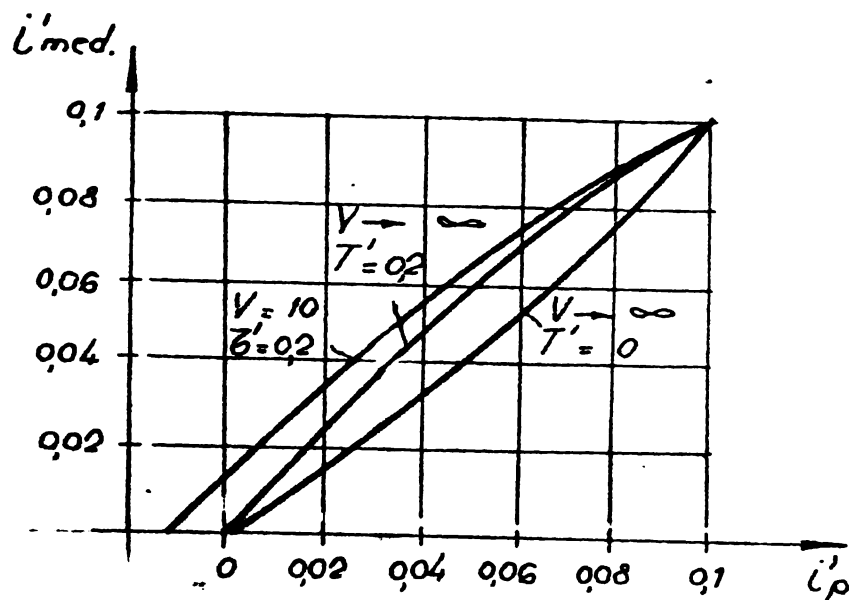


Fig.4.13.-Dependența $I'_{med.}=f(i'_p)$ în diverse situații.-

Dependența staționară între valoarea impusă și valoarea medie a curentului reglat, este arătată în fig.4.13 /74/. Se constată că, dacă valoarea reală este măsurată în fiecare perioadă doar în punctul de explorare caracteristica de reglare se îndepărtează de caracteristica ideală (care presupune coincidența între valoarea impusă și cea medie a curentului reglat). Abaterrea este mai mică cu creșterea constantei de timp a sarcinii, pentru că astfel influența variației exponențialelor este mai redusă.

4.4.2.-Comportarea regulatorului în regim tranzitoriu.-

În cele de mai sus s-au arătat proprietățile statice ale regulatorului, fără a analiza dacă stările cvasistaționare sînt stabile. Dacă, în urma unei variații a mărării impuse, urmează procese de oscilație, se poate trage concluzia că sistemul este instabil pentru anumiți parametri.

În fig.4.14., se prezintă două procese de oscilație.

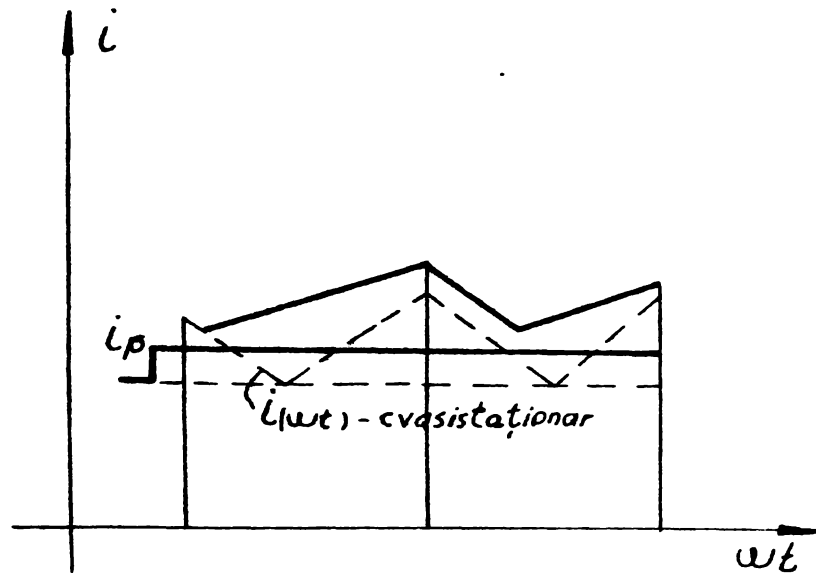
Inițial sistemul se află în regim cvasistaționar pentru două valori diferite ale lui i_p și sînt perturbate printr-o modificare bruscă a mărării impuse. În fig.4.14.a. se obține un proces oscilant stabil și în fig.4.14.b., un proces oscilant instabil.

Pentru a cerceta stabilitatea sistemului cît mai simplu, se recurge la liniarizarea relației de recurență /4.52/, prin

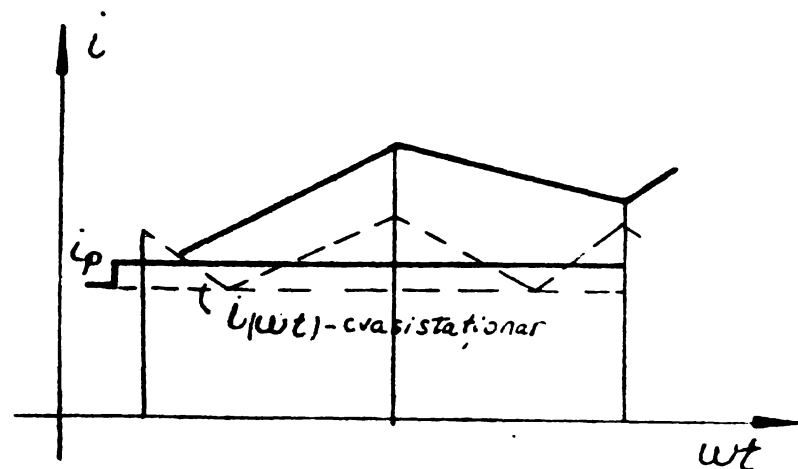
dezvoltare în serie Taylor. După unele simplificări, se obține:

$$di_{(n+1)} \approx e^{-\frac{T}{\tau}} \cdot di_{(n)} - \frac{U-U_e}{\omega\tau} \cdot e^{-\frac{t_{Ii}}{\tau}} \cdot dt_I \quad /4.57/$$

Abaterea valorii reale a curentului la momentul $2\pi(n+1)$ depinde deci de abaterea la $2\pi n$ a curentului și de deplasarea momentelor de aprindere în cele două intervale consecutive.



a)



b)

Fig.4.14.-Regimuri transitorii declanșate în urma variației mărimii impuse.-

Dacă valoarea prescrisă a curentului s-a modificat brusc cu di_p , se obține o relație liniară pentru funcția ce descrie abaterea curentului, sub forma:

$$di_{(n+1)} + c_1 di_{(n)} = c_0 di_p \quad /4.58/$$

in care coeficienții c_1 și c_0 depind de durata staționară de conducție t_{In} și de amplificarea circuitului:

$$c_1 = \frac{1 - e^{-\frac{T}{\tau}} - \frac{1}{V} (1 - e^{-\frac{T}{\tau}}) e^{-\frac{T}{\tau}}}{e^{-\frac{T}{\tau}} - e^{-\frac{T}{\tau}} + \frac{1}{V} (1 - e^{-\frac{T}{\tau}})} \cdot e^{-\frac{T}{\tau}}$$

$$c_0 = \frac{(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}) \cdot e^{-\frac{T}{\tau}} - (1 - \frac{T}{\tau})}{e^{-\frac{T}{\tau}} - e^{-\frac{T}{\tau}} + \frac{1}{V} (1 - e^{-\frac{T}{\tau}})}$$

Pentru ca acești coeficienți să fie mai simpli, frecvența de lucru se ia așa ca $T/\tau \ll 1$, ceea ce permite rescrierea coeficienților c_1 și c_0 , fără funcții exponențiale.

Relația 4.58 se poate interpreta pe baza schemei bloc din fig.4.15, avînd funcția de transfer:

$$F(p) = \frac{L(di_{(n+1)})}{L(di_p)} = \frac{c_0}{1 + c_1 e^{-\frac{T}{\tau}p}} \quad /4.59/$$

sau, notînd $e^{-\frac{T}{\tau}p} = z$:

$$F(z) = \frac{c_0 z}{z + c_1} \quad /4.60/$$

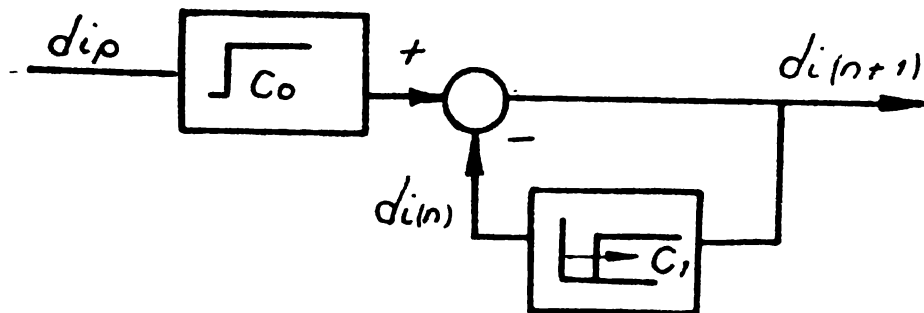


Fig.4.15.-Schema bloc corespunzătoare rel.4.58.-

Sistemul este stabil /113/ dacă polul $z_1 = -c_1$ este în cercul unitar din spațiul z . Cum c_1 este real, rezultă $-1 < c_1 < 1$. Pentru diferite valori ale lui c_1 se obțin diferite forme de

variație, dar esențial este că pentru $c_1 < 0$, se obține un proces aperiodic, la care componenta variabilă este înăbușită cu respectiva constantă de timp. Pentru $0 < c_1 < 1$, se obține o oscilație amortizată, care are amortizarea:

$$D = \cos \checkmark = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\checkmark}{\ln c_1}\right)^2}} \quad /4.61/$$

De aici rezultă că se poate obține o valoare limită a lui c_1 , pentru un factor de amortizare minim. impus:

$$c_1 < c_{1.\max.} = e^{-\frac{D_{\min}}{1-D_{\min}^2}}$$

De menționat că pentru $D=0$, relația 4.61 trece în condiția de stabilitate.

Pe baza relației 4.61., și a expresiei coeficientului c_1 , se poate determina amplificarea admisă la o amortizare minimă impusă:

$$\frac{1}{V} > -\frac{c_{1.\max.}}{1+c_{1.\max.}} \frac{t}{T} + \frac{t_{In}}{T} \quad /4.62/$$

Pe baza relației 4.62., se poate trage concluzia că, amortizarea nu este influențată direct de t.em. ci doar indirect prin durata de conducție în regimul staționar precedent.

Cercetarea sistemului astfel liniarizat este limitată la situațiile în apropierea unei stări staționare stabile. Această metodă nu poate fi aplicată pentru perturbații mari și la depășirea limitelor de stabilitate. De aceea o metodă grafică de testare a stabilității, în general, este mai utilă /74/.

Cum sistemul de ordinul 1 se poate descrie printr-o relație neliniară de formă

$$i(n+1) = g [i(n)] \quad /4.63/$$

unde g și $i(n)$ conține toți parametrii sistemului, inclusiv mărimea prescrisă i_p , rezultă că această funcție poate fi alcătuită din cele trei părți g_1 , g_2 , g_3 ca în fig.4.16, unde funcția este dată pentru o serie de parametri și trei valori diferite ale curentului prescris i_p . Curba limită g_1 , cea mai de jos, corespunde cazului când regulatorul este supracomandat în toată perioada, datorită valorii impuse, așa că durata de conducție

$t_{I.max.} \approx T - 2t_{II}$ este impus prin limitarea introdusă de regulator.

Limita superioară descrie cazul limită opus. la care durata de conducție este practic 0.

Intre aceste două valori limită se află adevărata caracteristică de reglare g_2 . Ea se obține pe baza relației de recurență, dacă se elimină durata de conducție și reprezentată grafic intersectează dreapta cu coeficient unghiular $m=1$, corespunzătoare funcționării stabile în punctul P_0 . După cum este derivata $dg_2/di(n)$ în P_0 , funcționarea va fi stabilă sau instabilă.

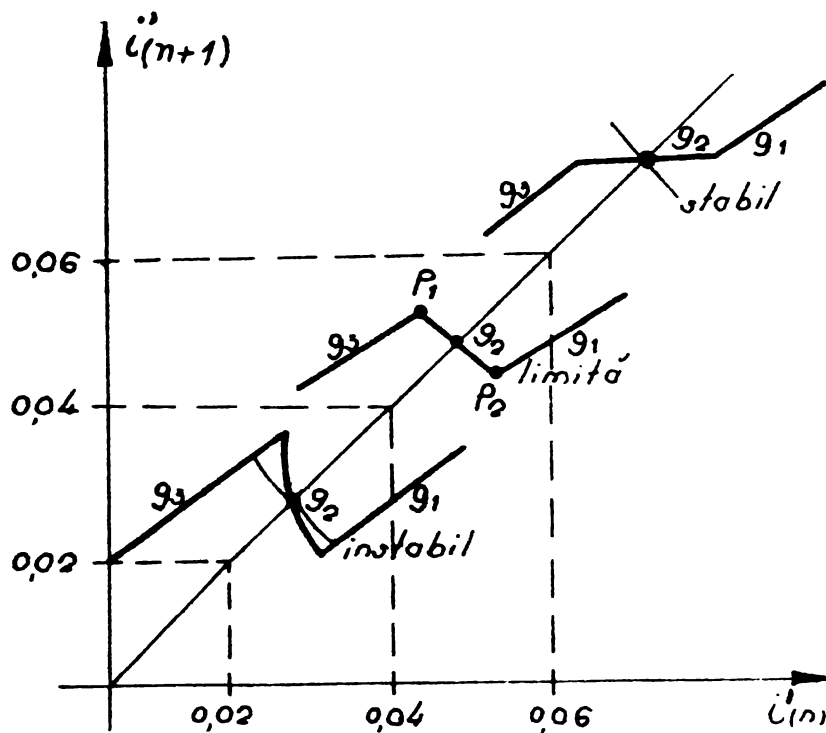


Fig.4.16.-Caracteristica $i_{n+1} = g[i'_n]$ a sistemului (în valori raportate).-

Condiția de stabilitate oferă inegalitatea:

$$-1 < \left(\frac{dg_2}{di(n)} \right)_{P_0} < 1 \quad /4.54/$$

care poate fi testată după panta funcției g_2 în P_0 (fig.4.16).

Rezultă deci că un sistem poate fi instabil la unele valori mici impuse și stabil la valori mari (cum este în fig.4.16). Dacă sistemul nu este stabil în unele situații, se poate instala o oscilație stabilă cu jumătate din frecvența de bază. Posibilitatea ei de apariție se deduce din variația lui $g[i(n)]$.

Pentru a putea apărea această suboscilație, trebuie ca $g[i(n)]$ să aibe cel puțin două puncte simetrice P_1, P_2 , față de dreapta cu $m=1$, adică:

$$g\{i_{(n)}\}_{P_2} = i_{(n)P_1} ; \quad g\{i_{(n)}\}_{P_1} = i_{(n)P_2}$$

Existența perechii simetrice de puncte este condiția necesară a suboscilației. Aceasta devine staționară numai dacă $g\{i_{(n)}\}$ în apropierea respectivelor puncte este în afara unei condiții de stabilitate.

Pentru sistemele stabile funcționarea cu suboscilații tranzitorii sau staționare trebuie evitată.

4.5.-Comanda vehiculelor autonome în scopul minimizării energiei electrice folosite.-

Pentru a îndeplini dezideratul energiei electrice minime, vehiculele autonome trebuie să aibe partea de comandă realizată pe baza teoriei reglării și mai precis a sistemelor automate adaptative /113,123,134/.

Partea de comandă trebuie să aibe următoarele caracteristici de operare:

- Accelerarea sau decelarea dorită a vehiculului trebuie să aibe loc la un semnal de comandă precis, chiar în prezența factorului perturbator (ex. schimbarea declivității) ;
- Viteza de deplasare trebuie să fie reglată în prezența factorului perturbator ;
- Accelerarea trebuie să se realizeze pe baza unei legi care să asigure minimum de energie consumată de la baterie în timpul accelerării, iar frînarea pe baza cedării maxime de energie bateriei, prin recuperare.

Aceste cerințe se pot obține de la un model matematic care este scris în condițiile ipotezelor simplificatoare de la p.3.1.1. pentru o mașină cu excitație separată, neglijând forța aerodinamică și inductivitatea indusului.

Plecând de la ecuația mișcării /15,16/ și caracteristica mecanică a mașinii cu excitație separată:

$$\Omega = \frac{U}{K} - \frac{RM}{K^2} ;$$

se obține relația 4.65 rescriind ecuația mișcării pentru abaterea de viteză Ω_1 , în condițiile unor procese stohastice, care descriu condițiile de lucru ale vehiculului:

$$J \frac{d\Omega_1}{dt} = -(M_S(\Omega) + \frac{K^2}{R} \Omega_1) - (M_S(\Omega) + \frac{K^2}{R} \Omega_p) + \frac{U(t)K}{R} - x_1(t) - x_2(t)$$

/4.65/

$$\frac{dx_1}{dt} = -w_0 x_1(t) + \xi_w(t) \quad /4.66/$$

$$\frac{dx_2}{dt} = 0 \quad /4.67/$$

unde:

$$\Omega_1 = \Omega - \Omega_p$$

$x_1(t)$ = un proces de zgomot staționat, gaussian, exponențial, avînd valoare medie 0 și densitatea spectrală $2w_0 \sigma_c^2 / 110/$;

$x_2(t)$ = un cuplu constant arbitrar perturbator.

Suma $x_1(t) + x_2(t)$ reprezintă un proces stohastic, care descrie schimbarea pantei supra comportării dinamice a sistemului.

Dacă $x_1(t)=0$, vehiculul se deplasează pe un teren cu pantă constantă. Indicele performanței este dat de următoarea relație /32,110/ :

$$E = F_w \Omega_1^2(T) + \int_0^T \frac{U^2(t) - KU(t)\Omega(t)}{R} dt \quad /4.68/$$

unde:

T = timpul de răspuns care este constant, dar poate fi ales cu diferite valori ;

F_w = un factor de apreciere introdus de Sahyukaya pentru a facilita tehnica de programare dinamică Bellmann /110/.

Integrandul din relația (4.68) reprezintă puterea electrică absorbită de motor sau recuperată în diferite intervale de timp, în timpul procesului de comandă.

Pentru cele două situații analizate:

a).-reglarea vitezei:

$$\begin{aligned} \Omega_1(0) &= 0 \quad ; \quad \Omega_1(T) = 0 \\ x_1(0) &= 0 \quad ; \quad x_1(T) = \text{indiferent (oarecare)} \\ x_2(0) &= 0 \quad ; \quad x_2(0) = B \quad ; \quad x_2(T) = 0 \end{aligned}$$

b).-modificarea vitezei:

$$\begin{aligned} \Omega_1(0) &= \Omega_p \quad ; \quad \Omega_1(T) = 0 \\ x_1(0) &= 0 \quad ; \quad x_1(T) = \text{oarecare} \\ x_2(0) &= 0 \quad ; \quad x_2(0) = B \quad ; \quad x_2(T) = B \end{aligned}$$

soluția problemei de optimizare stohastică definită mai sus, se obține pe baza funcției:

$$S(t, x) = \min. E \quad /4.69/$$

Aplicînd procedura de calcul dezvoltată în /110/ la

relația (4.69), se obține legea de control optimal stohastic (care arată variația tensiunii de alimentare în funcție de timp) :

$$u^*(t) = \frac{K}{2} (\Omega_1(t) + \Omega_p) - \frac{K}{2J} S \Omega_1(t, x) \quad /4.70/$$

unde:

$$S \Omega_1(t, x) = \frac{\partial}{\partial \Omega_1} S(t, x)$$

și $S \Omega_1(t, x)$ se obține rezolvând ecuația Bellmann-Hamilton-Iacobi /32/. Implementarea legii de comandă optimale deduse (4.70), nu este posibilă fără utilizarea unui filtru Kalman /32/, care să permită estimarea vectorului de stare și calculul legii de comandă independent.

Din rațiuni economice /110/, legea de control optimal se poate simplifica, sub forma:

$$u_s(t) = \left(K + \frac{R \cdot M_s(\Omega)}{K} \right) \Omega(t) + \frac{R}{K} \cdot V(t) + \left(\frac{M_s(\Omega) \cdot R}{K} \right).$$

$$\sqrt{1 + \frac{K^2}{M_s(\Omega) \cdot R}} \cdot \frac{\Omega_p - \Omega(t)}{\sinh \left[\frac{M_s(\Omega)}{J} \sqrt{1 + \frac{K^2}{M_s(\Omega) \cdot R}} (T-t) \right]} \quad /4.71/$$

cu $V(t) = x_1(t) + x_2(t)$

Relația (4.71) reprezintă legea de control realizată /110/ și experimentată folosind tehnici de simulare de tip Monte Carlo. S-a constatat că se obțin rezultate aproape identice față de folosirea legii de control $u(t)$.

În fig.4.17 se arată variația vitezei și a tensiunii de alimentare comparativ, cât și energia consumată pentru o comandă obișnuită, folosind regulator de tip I. și pentru comanda cu regulatorul optimal pe baza relației 4.71. În timpul reglării vitezei, regulatorul optimal nu are avantaje semnificative sub aspect energetic, dar la pornire efectul este net.

Mașina de c.c. este alimentată prin intermediul VTC de la baterie în regimul motor și alimentează bateria prin intermediul VTC în regimul de frînare recuperativă. Legea de modificare optimală a tensiunii $u_s(t)$ este furnizată de VTC de la un regulator optimal care primește informații despre valoarea abaterii vitezei $\Omega_1(t)$ și timpul de răspuns dorit, amplificatorul și modulatorul impulsurilor de comandă a VTC., ținând cont de modificarea sarcinii și valoarea curentului în rotorul mașinii.

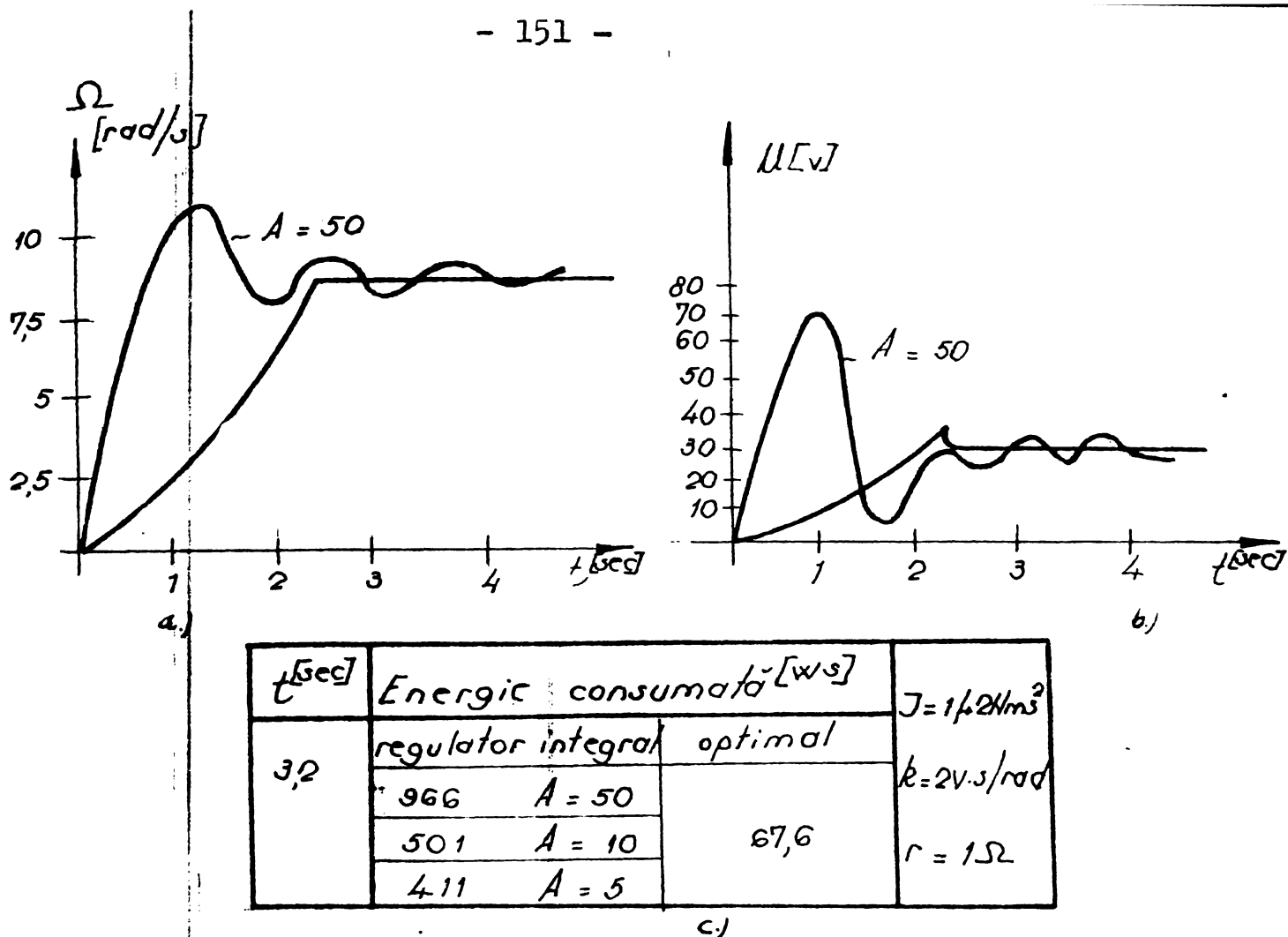


Fig.4.17.-Situatia comparativă la pornirea mașinii cu regulator integral cu factor de câștig diferit și cu regulator optimal. a).-variația vitezei; b).-variația tensiunii; c).-energia consumată într-un caz particular. Curbele A=50 corespund regulatorului integral cu A=50, celelalte celui optimal.-

Timpul de răspuns dorit poate fi stabilit pentru regimul de frînare recuperativă pe baza unor caracteristici ale puterii recuperate în timp, ca cele din fig.3.37., curbe furnizate de generatorul de funcții.

Rezultatele obținute în comanda optimală /62.110/ în domeniul comenzii vehiculelor sînt bune și vor putea fi extinse odată cu punerea la punct a unei metode de proiectare pe calculator pentru sistemul de comandă optimal a oricărui vehicul acționat electric.

De fapt, comanda optimală este perspectiva spre care vor fi îndreptate cercetările pentru minimizarea consumului de energie, atît la vehiculele alimentate de la linie de contact cît și la cele autonome. În acest sens, cele prezentate în prezent constituie o posibilă direcție ulterioară.

4.6.-Concluzii.-

Caracteristicile mecanice de frînare au fost deduse pornind de la modelul matematic dezvoltat în capitolul 3.

Din examinarea caracteristicilor de frînare, se constată că regimul de frînare recuperativă este favorabil sub aspectul caracteristicilor mecanice, în cazul reglării curentului de frînare. În acest caz, curentul de frînare este practic independent de turația mașinii, spre deosebire de comanda în tensiune, la care variații ale turației determină variații ale cuplului de frînare; fenomenele sînt accentuate în special la mașina serie.

Pornind de la aceste constatări verificate experimental, s-au făcut cercetări privind stabilitatea ansamblului mașină-VTC, la frînarea recuperativă cu reglarea curentului.

Se constată că tratarea analitică a fenomenelor este complexă și foarte laborioasă, chiar în cazul unei ipoteze simplificatoare suplimentare celor de la p.3.1.1. De aceea problemele de stabilitate trebuie analizate cu metodele specializate din teoria reglării automate. Astfel, pentru comanda cu reglare bipozițională a curentului, s-a recurs la analiza ansamblului mașină de c.c.-VTC în planul fazelor, traiectoria descrisă de punctul de funcționare, obținută de autor la p.4.3.2., demonstrînd dacă sistemul este stabil sau nu.

Pentru reglarea curentului la frecvență constantă, procedeu de comandă care are caracteristici comune celor două tipuri analizate la început (p.2.1.4.1. și p.2.1.4.2.) se arată că regulatorul poate genera instabilitate datorită faptului că funcționarea are loc cu o anumită abatere, mai mică decît o valoare limită. Comportarea unui astfel de regulator trebuie testată atît în regim cvasistaționar, cît și în regim tranzitoriu, pe baza criteriilor expuse.

Direcția înspre care se va tînce în următorii ani, și care deocamdată se află în stadiul de cercetări de laborator, este cea a comenzii optimale, în scopul minimizării energiei electrice folosite. Regulatorul ale cărei principii de realizare se sintetizează după literatură, comandă optimal atît regimul de motor cît și cel de frînare. De menționat că aportul adus de un astfel de regulator față de unul obișnuit integral este la modificarea turației în limite largi și nu la reglarea ei.-

5.-Prezentarea bazei experimentale.

Pentru caracteristicile puterii recuperate și pentru caracteristicile de frînare, s-au făcut verificări experimentale pe o instalație ce va fi prezentată în continuare. Această instalație, concepută și realizată pentru a putea fi folosită pentru alte cercetări și lucrări de laborator, este în același timp și o posibilitate de acționare a unui vehicul.

5.1.-Descrierea instalației experimentale folosite.

Instalația experimentală, concepută de autor, folosită pentru verificarea calculelor efectuate în capitolele 3 și 4, permite funcționarea în două cadrane, cu comutare din regimul de mers-frână și invers, cu contactoare comandate de relee. Este vorba de fapt de simularea, în scopuri de laborator, a unui vehicul autonom. În fig.5.1., se prezintă schema de principiu a părții de forță.

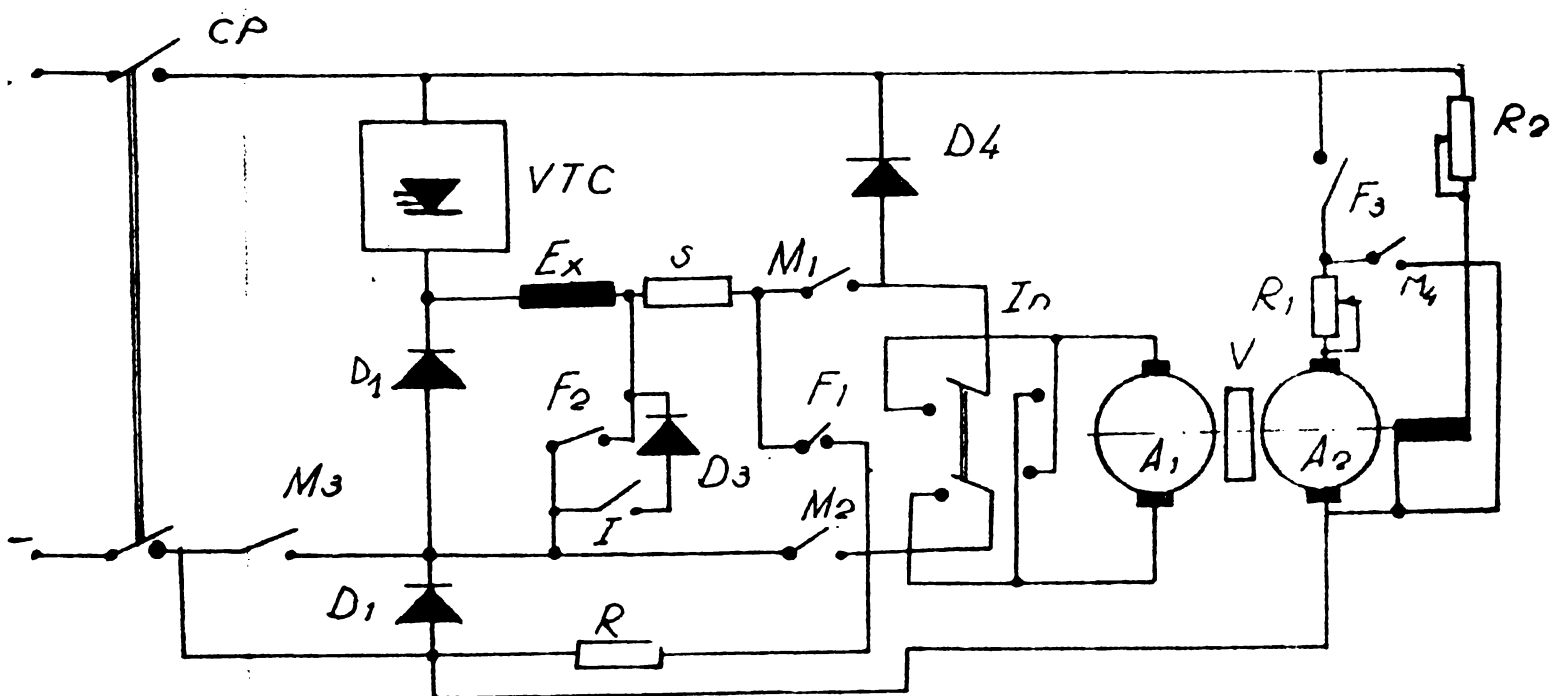
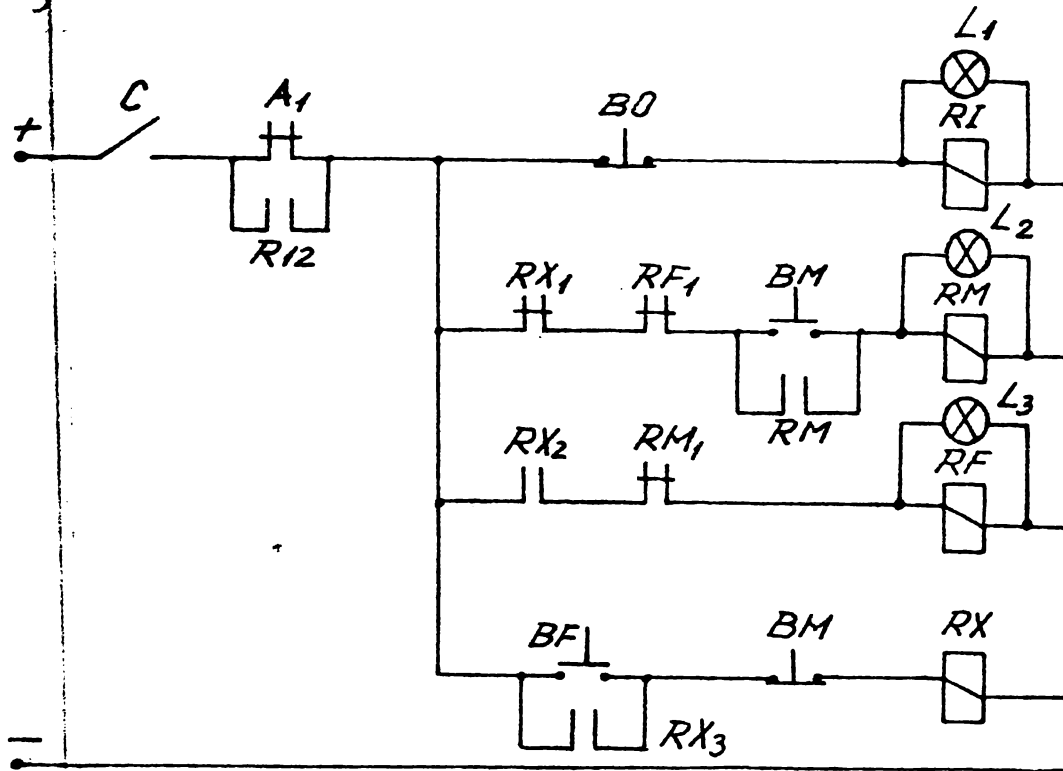


Fig.5.1.-Schema principială pentru funcționarea în două cadrane.-

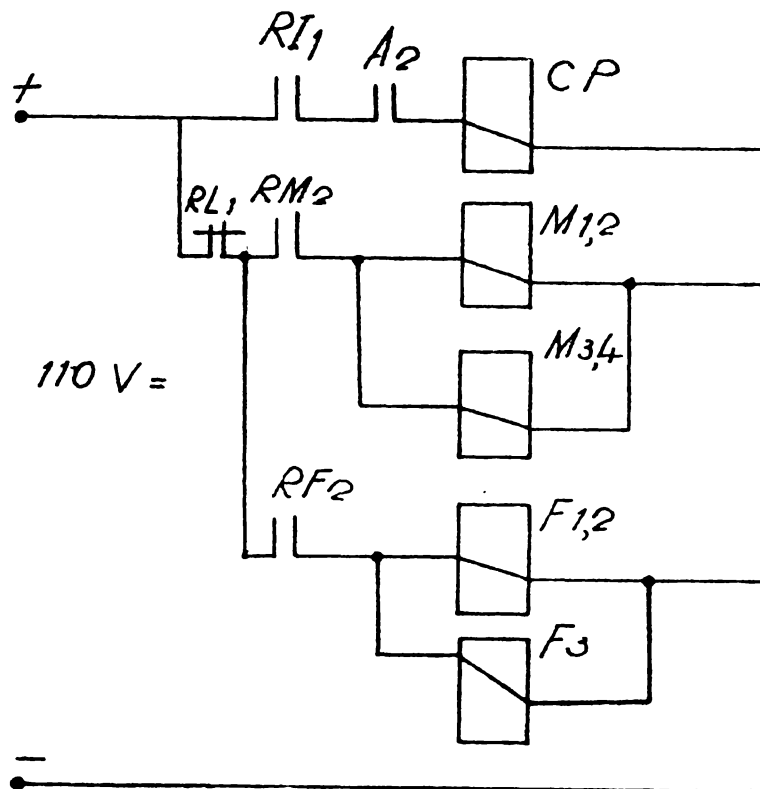
Mașina principală, la care se efectuează măsurătorile este A_1 , iar A_2 este generatorul de încărcare pentru A_1 în regim de motor, respectiv motor pentru A_1 în regim de frână.

În regimul de motor pentru A_1 contactoarele C_1 , M_1 , M_2 , M_3 , M_4 , se închid și circulația curentului are loc în felul următor: plusul sursei de alimentare, variatorul de tensiune continuă

(reprezentat simplificat), excitația serie a mașinii, șuntul S, contactorul M_1 , inversorul de sens de rotație (care acționează asupra indusului) I_n , indusul mașinii A_1 , contactorul M_2 , contactorul M_3 , CP, minusul sursei.



a.)



b.)

Fig.5.2.-Schema de comandă a standului: a).-comanda releelor; b).-comanda contactoarelor.-

În regimul de frînare recuperativă al mașinii A_1 , se închid contactoarele F și se deschid contactoarele I, comutările făcându-se fără ruperea curentului, VFC fiind blocat.

Pentru mașina A_1 circuitul indusului se închide prin: indusul A_1 , D_4 , VTC, excitație serie F_{ex} , șuntul S, F_1 , iar circuitul spre sursa de alimentare cu contactorul F_2 . Este prevăzut circuitul de preexcitare la trecerea de la regimul de motor la frână, prin rezistența R, precum și posibilitatea slăbirii de câmp la frînare, prin închiderea întrerupătorului I și a diodei D_3 . Mașina auxiliară A_2 este trecută în regim de motor, alimentată de la rețea prin contactorul F_3 .

Funcționarea schemei are loc în felul următor: la închiderea contactului cu cheie C (fig.5.2.a.), se alimentează bobina releului Ri, care își închide contactul normal deschis RI_2 . Contactele A_1 și A_2 sînt realizate de cama potențiometrului de comandă a VTC, prin rotirea acestuia pentru a nu permite conectarea schemei în regimul motor decît atunci cînd poziția potențiometrului oferă alimentarea motorului cu tensiunea minimă livrabilă de către VTC. Acționînd butonul BM, se alimentează bobina releului RM, care prin contactul RM_1 realizează automenținerea și prin RM_2 alimentează bobinele contactoarelor pentru regimul de motor M_1, M_2, M_3, M_4 .

Pentru trecerea la regimul de frînare, se acționează asupra lui BF, care comandă bobina releului Rx, care prin intermediul contactului Rx_1 , întrerupe alimentarea lui RM și deci a bobinelor contactoarelor M_1, M_2, M_3, M_4 . Abia după aceasta este posibilă închiderea circuitului bobinei RM prin Rx_2 și RM_1 , care revine la starea normal închis. În cazul unei funcționări incorecte se acționează asupra butonului BO, care acționînd direct asupra releului RI, deconectează întreg standul, prin contactorul CP.

Pentru punerea din nou în funcțiune, este necesară readucerea potențiometrului de prescriere la poziția de minim, adică contactele A_1, A_2 , să ajungă în stare normală.

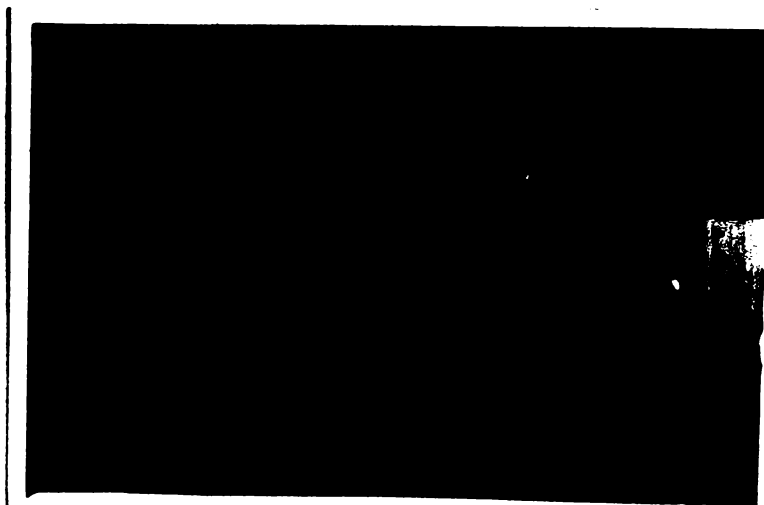


Fig.5.3.-Grupul de contactoare.-

In fig.5.3., se prezintă amplasarea grupului de contactoare pentru comutare. Acestea sînt contactoare de c.c. cu tensiunea de alimentare a bobinei 110v, I=100A, de tip, Electroaparataj.

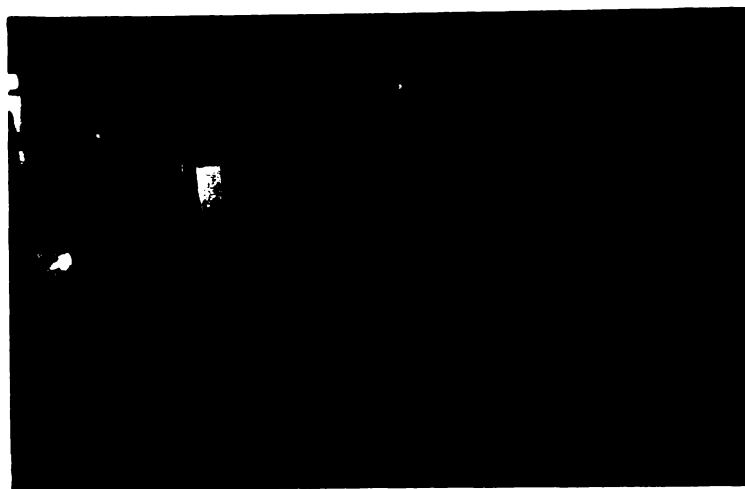


Fig.5.4.-Variatorul de tensiune continuă
montat în stand.-

In fig.5.4., se prezintă amplasarea VTC, care este realizat compact și plasat alături de panoul contactoarelor.

Schema electronică de comandă a fost concepută de autor pentru a realiza comanda bipozițională a curentului de sarcină, furnizînd impulsurile de aprindere a tiristarelor.

Schema bloc a comenzii electronice este prezentată în fig.5.5. Elementele componente din schema bloc, sînt:

- 1.-etajul amplificator ;
- 2.-bloc de prescriere ;
- 3.-bloc comparator ;
- 4.-circuit bistabil asimetric (Schmidt) ;
- 5.-poartă logică Si-NU ;
- 6.-circuit de diferențiere ;
- 7.-circuit basculant monostabil ;
- 8.-amplificator de impulsuri pentru tiristorul T_1, T_3 (principal);
- 9.-circuit de diferențiere ;
- 10.inversor ;
- 11.circuit basculant monostabil ;
- 12.-amplificator de impulsuri pt.tiristorul T_2 (stingere);

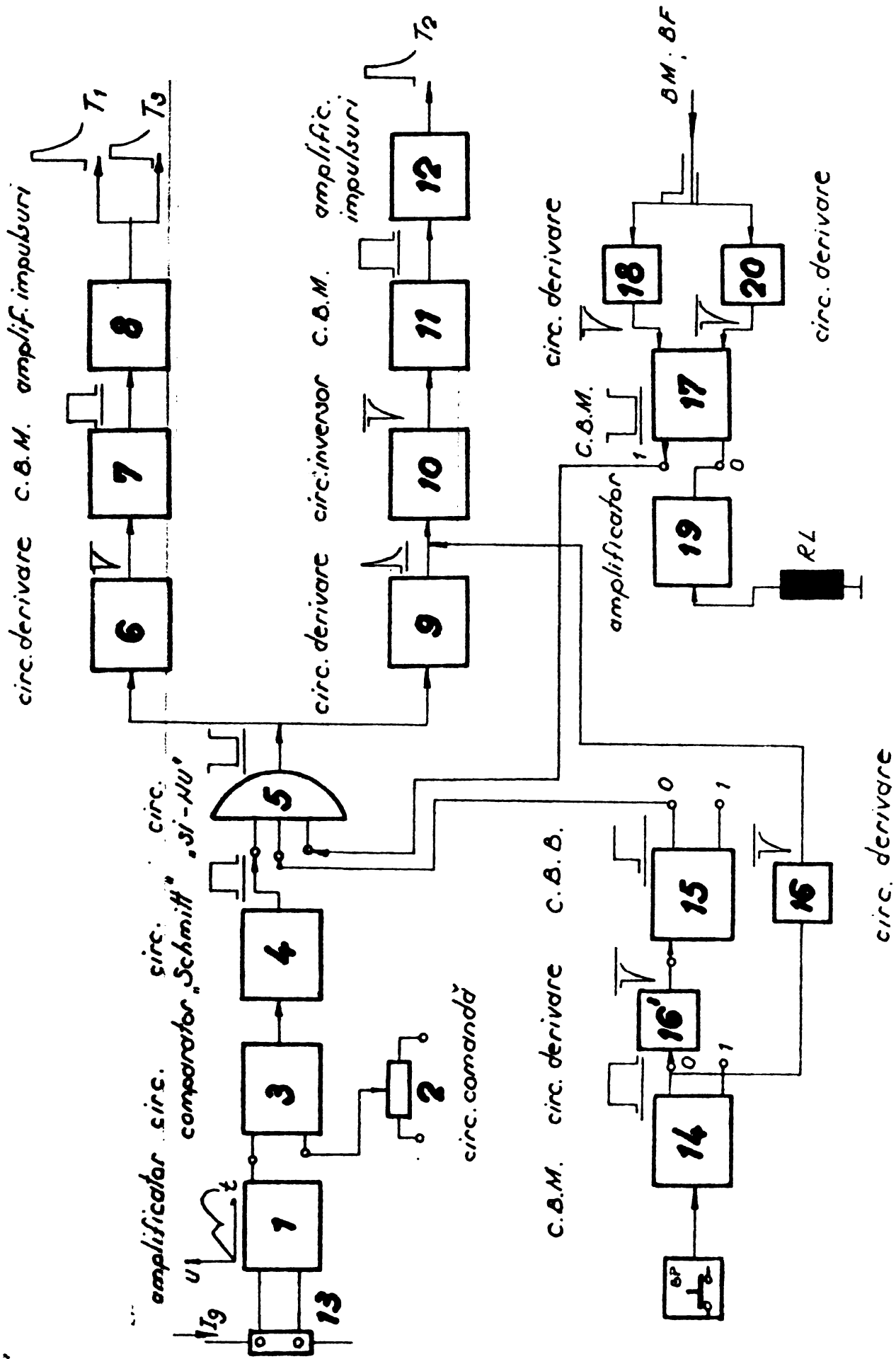


Fig. 5.5.-Schema bloc de comandă a VTU din stand.-

- 13.-șunt ;
- 14.-circuit basculant monostabil ;
- 15.-circuit basculant bistabil ;
- 16.-circuit de diferențiere ;
- 17.-circuit basculant monostabil ;
- 18.-circuit de derivare ;
- 19.-amplificator ;
- 20.-circuit de diferențiere-

La momentul inițial se presupune că nu este la ieșire, adică pe porțile tiristoarelor, nici un impuls.

Dacă potențiometrul de prescriere 2 se află pe o poziție intermediară, rezultă că la intrarea comparatorului 3 a apărut o tensiune, la ieșire apare o tensiune proporțională cu diferența tensiunilor de la intrare, aceasta din urmă provocând bascularea circuitului bistabil asimetric "Schmidt" 4. În urma basculării circuitului 4, la ieșirea sa apare o tensiune pozitivă ce se aplică pe una din intrările porții 5. Dacă și la celelalte intrări ale porții sînt tensiuni pozitive, la ieșire este o tensiune ce neagă tensiunea de intrare. Semnalul este prelucrat apoi în etajele 6 și 9, care îl derivatează. Impulsul obținut de la 6, comandă circuitul monostabil 7 și impulsul cu o durată de cca. 0,1 ms, furnizat de acesta este amplificat de amplificatorul de impuls 8 și aplicat pe poarta tiristorului principal și a celui de reîncărcare a condensatorului (T_1, T_3). Aprinderea tiristorului principal are ca urmare creșterea curentului în circuit cu panta determinată de constanta de timp a mașinii. Astfel crește și tensiunea culeasă de pe șuntul 13, care este amplificată de 1 și aplicată pe cealaltă intrare a comparatorului. În momentul în care există coincidența tensiunilor la intrarea comparatorului, la ieșirea comparatorului se obține o tensiune ce constituie limita inferioară de basculare a circuitului bistabil asimetric 4. În acest moment, circuitul "Schmidt" revine în poziția inițială și la ieșirea lui apare un impuls inversat față de situația precedentă. Acest impuls apare inversat după trecerea prin poarta 5, diferențiat de 9, inversat din nou de 10 și aplicat circuitului monostabil 11. La ieșirea acestuia, apare un impuls de 0,1 ms, care este amplificat apoi de blocul 12 și aplicat, prin intermediul transformatorului de impulsuri, tiristorului de stingere T_2 .

Urmează apoi o secvență cunoscută în circuitul de sarcină, comutarea curentului principal pe dioda de nul, ceea ce duce la scăderea curentului. În urma scăderii curentului de sarcină, tensiunea de ieșire a amplificatorului 1 scade și la intrarea

comparatorului apare o diferență de tensiune care permite în urma prelucrării în blocul 3, rebascularea circuitului 4 și apoi reaprinderea lui T_1 , creșterea curentului de sarcină, ș.a.m.d.

Pentru a putea funcționa și la scheme de VFC la care încărcarea condensatorului de stingere se face prin sarcină în schema de comandă s-a prevăzut asigurarea încărcării condensatorului înainte de prescrierea unui curent de sarcină. Acest lucru este realizat cu circuitele 14, 15.

În momentul legării VFC la tensiune în stand, prin apăsarea butonului BM (fig.5.2.a.), apare un impuls pozitiv la ieșirea blocului 14, care este diferențiat de blocul 16 și aplicat prin inversorul 10 și etajele 11 și 12, ca impuls pe tiristorul T_2 , realizând încărcarea condensatorului prin mașină. În tot acest timp, circuitul bistabil 15 are la ieșire nivelul logic 0 și deci poarta logică 5 nu poate fi deschisă, deci nu apar impulsuri de comandă pe tiristorul principal. După cca. 5 ms circuitul monostabil 14 revine în starea inițială, se basculează astfel și circuitul bistabil 15, care astfel aplică tensiune pozitivă pe una din intrările porții logice 5. De acum înainte schema poate lucra, prescrierea realizată cu elementul 2 fiind efectivă.

Pentru comutarea fără curent din regimul de motor în cel de frînare, ceea ce contribuie la o solicitare redusă a contactoarelor, este folosit circuitul monostabil 17, care acționează tot asupra porții logice 5, prin nivelul său logic 1. În momentul în care se deconectează BM sau BM', prin derivarea treptelor de tensiune obținute, se comandă circuitul monostabil 17, care blocând poarta 5 inhibă tiristorul principal, lăsând totodată liber primul impuls spre tiristorul de stingere; același monostabil comandă releul RL, care, prin contactul său normal închis din fig.5.2.b., nu permite comutarea decât după un timp de cca. 10ms, când monostabilul 17 trece din nou în starea sa stabilă.

În fig.5.6., se prezintă schema electronică de comandă în detaliu. De menționat că aceeași schemă electronică a fost folosită și pentru comanda în tensiune, cu deosebirea că, direct la intrarea circuitului 4 (Schmidt) se intră cu un semnal dreptunghiular de frecvență și durată variabilă, obținut de la generatorul de impulsuri IG-4160, de producție poloneză. În aceste condiții, șuntul este menținut doar pentru vizualizarea curentului. Ca variator cu comutație directă a fost folosit model experimental realizat după /57/.

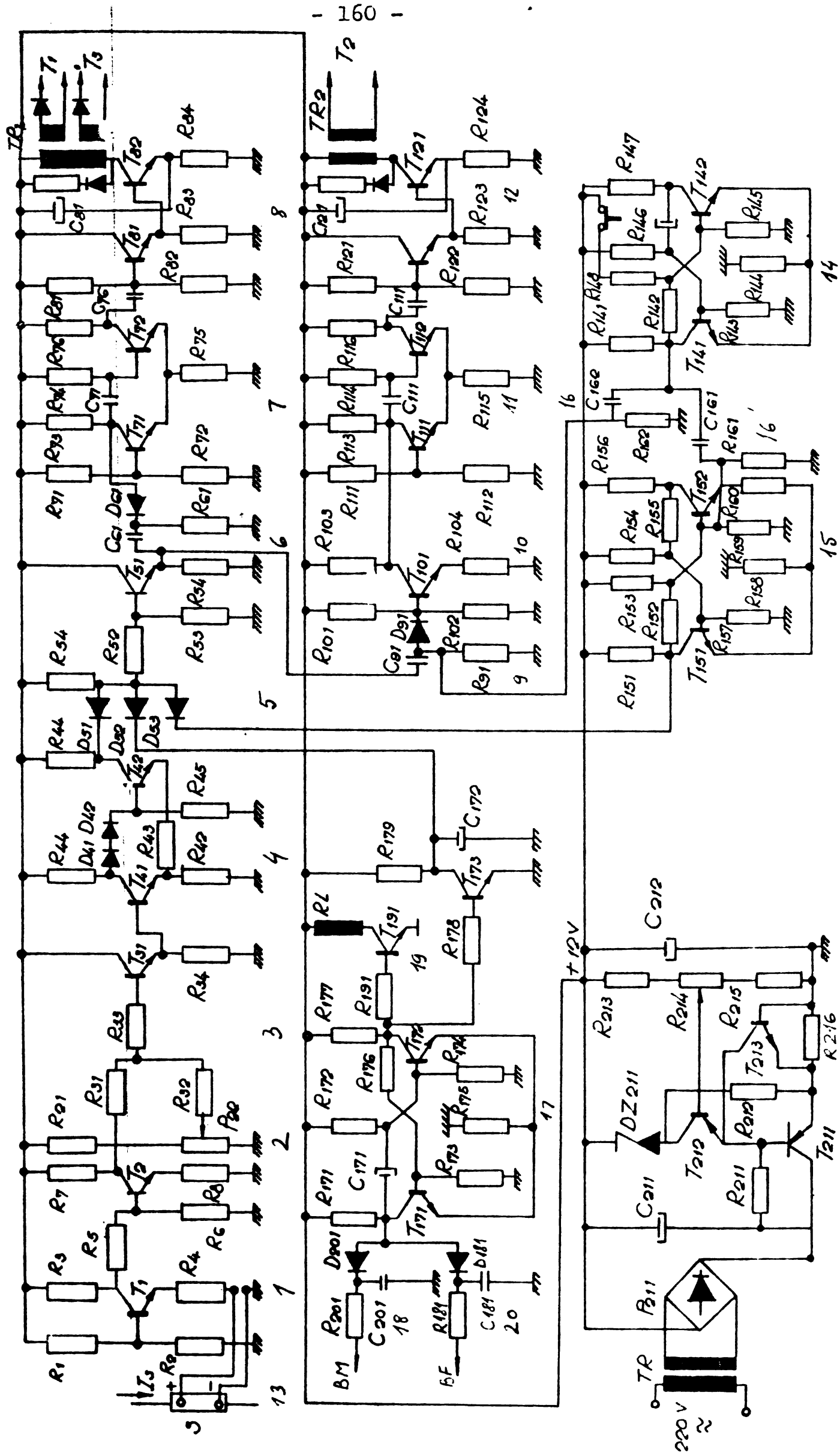


Fig. 5.6. - Schema electronică de comandă. -

Cu ajutorul instalației experimentale prezentate, s-au ridicat caracteristicile puterii recuperate și cele mecanice în regiunea de frînare recuperativă, cu schema de acționare prezentată în fig.5.7. Măsurătorile s-au făcut pentru două tipuri de mașini cu excitație serie și separată, pentru a verifica rezultatele obținute prin calcul la capitoarele 3 și 4.

În tabelul nr.5.1., se prezintă elementele principale din schema folosită pentru măsurători.

Tabelul 5.1.-

Nr. ct.	Element.-	Simbol.	Caracteristici.-	Observații.-
0.	1.	2.	3.	4.
1.	-Mașină de c.c., excitație serie.	A_1	CE 12 $U = 110\text{v cc}$ $I_N = 10,8\text{ A}$ $P = 0,9\text{Kw}$ $n_N = 1400\text{ rpm}$ Ex S $R = 1,018\Omega$ $\tau = 4,6\text{ms}$	
	-excitație separată.	A_2	Idem, dar alimentată cu excitație separată.	-S-a folosit cu excitație separată.-
2.	-Mașină de c.c. excitație separată.-	A_1	CE 160 s $U = 220\text{v}$ $I_N = 22\text{ A}$ $P = 4\text{ Kw}$ $n_N = 1500\text{ rpm}$ $R = 0,581\Omega$ $\tau = 3,52\text{ ms.}$	-Rezistența și constanta de timp cu bobina de netezire.
	-excitație separată.	A_2	CE = 132 s $U = 220\text{ v}$ $I_N = 19,75\text{ A}$ $P_N = 3,5\text{ Kw}$ $n_N = 3000\text{ rpm.}$	- cu excitație separată.

0.	1.	2.	3.	4.-
3.	-Condensator de stingere.	C_1	$140\mu\text{F}/400\text{ v}$	-face parte din VTC.
4.	-Tiristor principal.	T_1	Tip 250 F $U_{RRM} = 1000\text{v}$ $I_F = 250\text{ A}$ $t_q = 50\mu\text{s}$	-face parte din VTC.-
5.	-Tiristor de stingere.-	T_2	Același tip.-	" "
6.	-Tiristor de reîncărcare.	T_3	Tip 150 N $U_{RRM} = 800\text{v}$ $I_F = 50\text{ A}$ $t_q = 100\mu\text{s}$	" "
7.	-Siguranțe fuzibile ultrarapide.	SF_1 SF_2	$I = 200\text{ A}$	" "
8.	-Inductivitatea pt.reîncărcare.	L	$L = 2400\mu\text{H}$ $I_{\text{max.}} = 200\text{ A}$	" "
9.	-Condensator.	C	$C = 2\mu\text{F}$	Element de protecție.-
10.	-Rezistență.	R	$R = 80\Omega/10\text{w}$	" "
11.	-Sunt.	S	Tip METRA 150 mv/15,60 A 1% precizie.	
12.	-Dioda	D_1, D_4	Tip TU-38 $U_i = 800\text{v}$ $I = 300\text{ A}$	
13.	-Rezistență de modificare a turației.	R_1	$U = 110\text{ v}$ $I = 0-100\text{ A}$ reostat reglabil.	In izolația cabinii de ntreținere.-

0.	1.	2.	3.	4.-
14.	-Rezistență de câmp.-	R_2	$R = 3 \times 29 \Omega$ $I = 5 \text{ A}$	In excitația mașinii de antrenare.-
15.	-Rezistență de excitare.	R_3	$R = 440 \Omega$ $I = 1 \text{ A}$	Excitarea mașinii serie la frînare.-
16.	-Condensator de filtrare.-	C_2	$C = 1000 \mu\text{F}$ $U = 400 \text{ v}$	
17.	-Voltmetre:	V_1, V_2	Tip DU-20 clasă 0,5	
18.	-Ampermetre.	A_1, A_3	Tip DU-20 clasă 0,5 magnetoelectric.	Cu sunt.-
19.	-Osciloscop	Osc.	BM-464 TESLA 50 MHz.	2 spot-uri.
20.	-Ampermetru.	A_4, A_5	Electromagnetic Clasă 1,5.	Control.-

In continuare se prezintă câteva fotografii care redau fenomene din timpul funcționării.

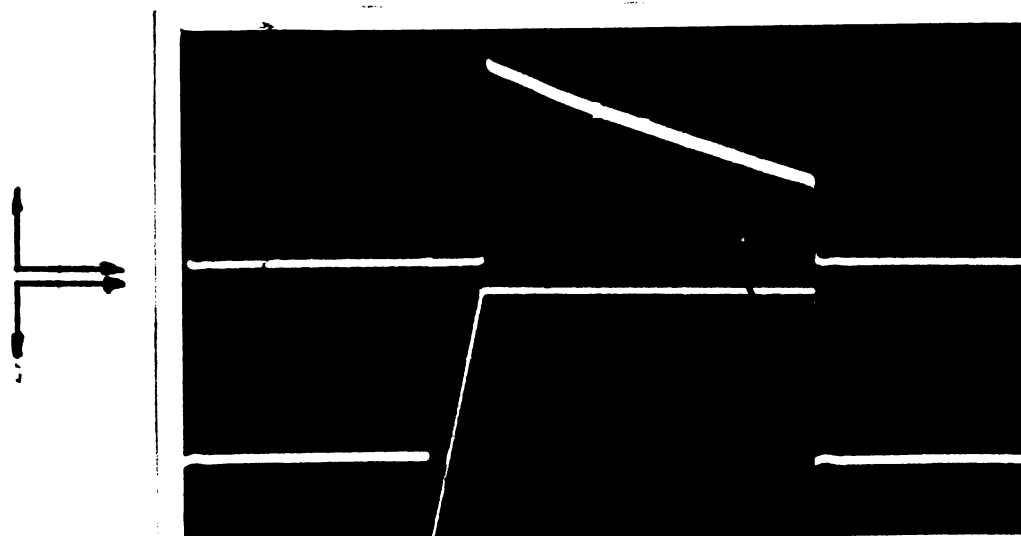


Fig.5.8.- Variația curentului recuperat (cas) și a tensiunii diodei D_1 (baza de timp 2ms/div, tensiune 50v/div..curent 3 a/div.).-

În fig.5.8., se prezintă curentul recuperat (sus) și tensiunea pe dioda D_1 . De menționat că această diodă este în conducție (tensiune 0) doar în perioada recuperării, când trece prin ea curentul recuperat în sursă.

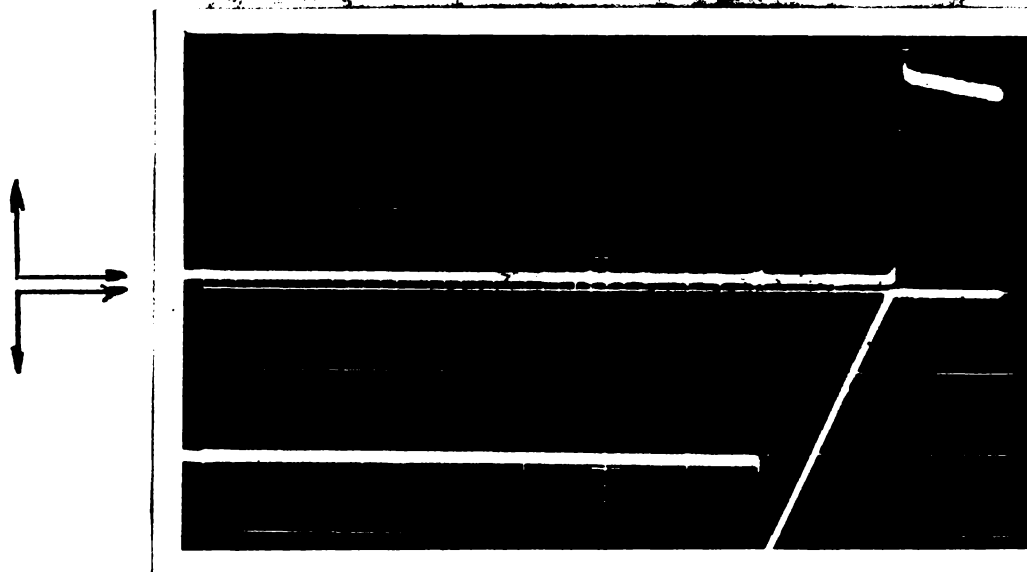


Fig.5.9.-Procesele de intrare în conducție a diodei D_1 , sus curentul recuperat. (baza de timp 0,8ms/cm, tensiune 50v/div, curent 3 A/div.).

Aceleași mărimi se prezintă cu o bază de timp extinsă pentru a avea o imagine mai clară, în fig.5.9. și 5.10. Se observă foarte bine intervalul de comutație în care dioda D_1 continuă să fie blocată. La blocarea diodei procesele decurg foarte rapid, mărimile variind practic prin salt. Curentul este comutat de pe dioda D_1 pe T_1 (care se aprinde).

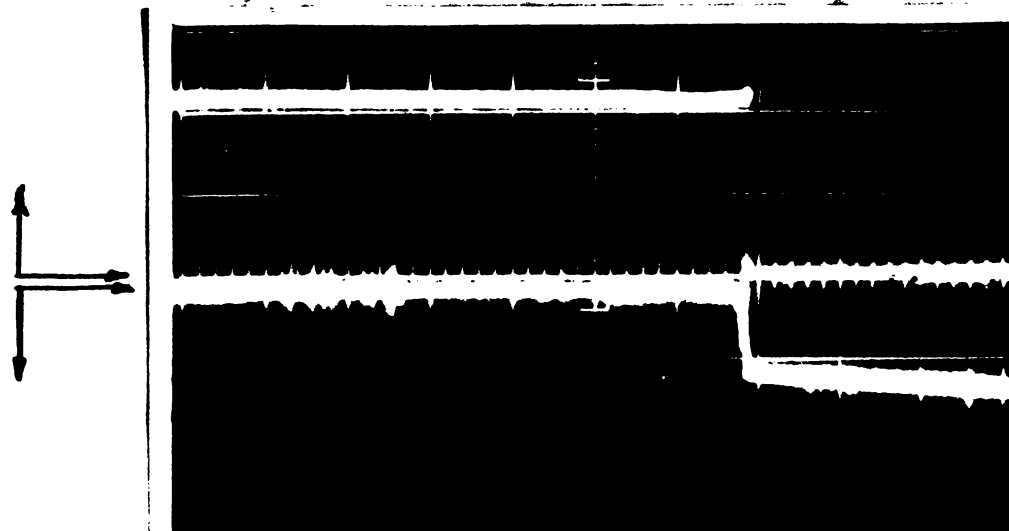


Fig.5.10.-Procesul de ieșire din conducție a diodei D_1 (sus curentul recuperat). (baz. de timp 0,8ms/cm, tensiune 50 v/div., curent 3 A/div.).-

În fig.5.11., se prezintă curentul mașinii împreună cu curentul recuperat. În perioada conducerii diodei D_1 , cele două mărimi sînt identice.

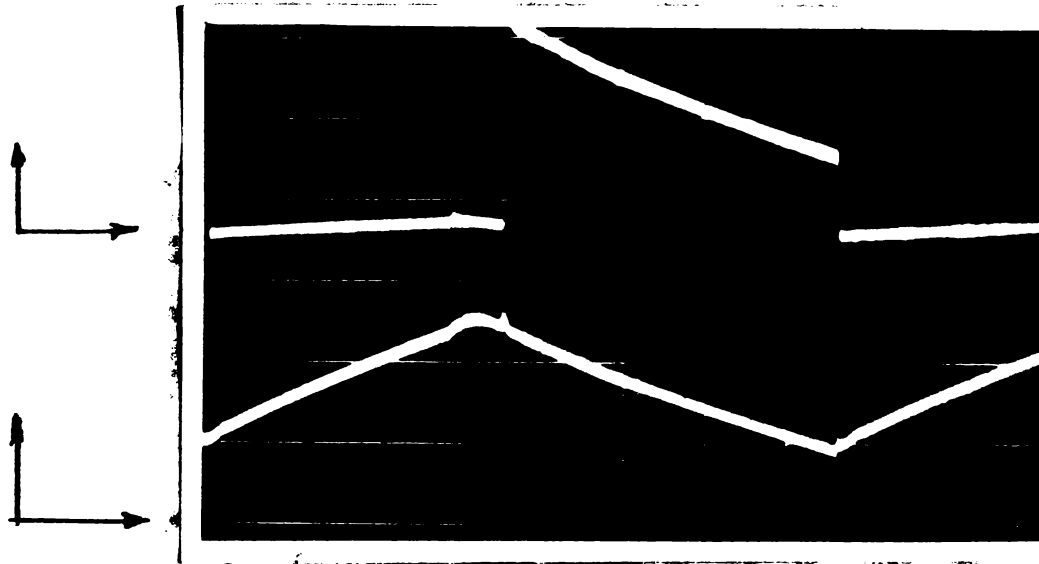


Fig.5.11.- Variația curentului recuperat (jos) și a curentului de frînare (baza de timp 2 ms/div., $i = 3$ A/div.).-

Oscilograma efectuată la bornele sursei este arătată în fig.5.12. În ea se observă tensiunea sursei sus și curentul recuperat, jos. Datorită impedanței mici a sursei (realizată prin capacitatea C_2), sursa este practic insensibilă la pulsațiile de curent cu care este alimentată.

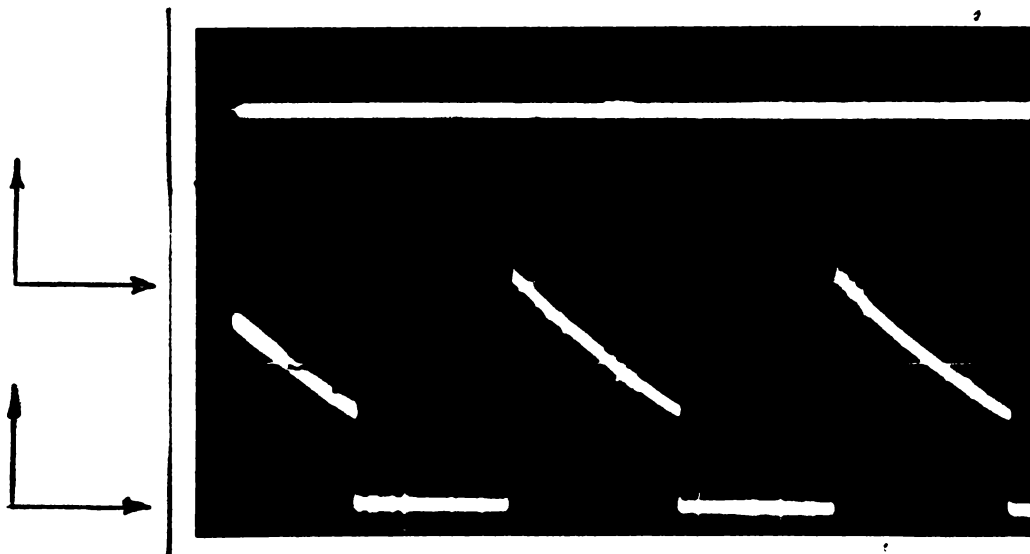


Fig.5.12.- Variația tensiunii sursei (sus) și a curentului recuperat (jos) și tensiunea sursei (baza de timp 4 ms/div., $i = 3$ A/div., $U = 50$ v/div.).-

Oscilograma din fig.5.13., reprezintă două mărimi extrem de importante pentru funcționarea AIO: tensiunea pe condensatorul de stingere și curentul său. În figură se prezintă cele două procese în care are loc variația tensiunii condensatorului: comutația și reîncărcarea.

De notat că reîncărcarea condensatorului are loc la un curent de cca.5 ori mai mare decât cel de comutație (deci de cca.5 ori mai mare decât curentul mașinii de c.c.), valoare de care trebuie să se țină cont la alegerea tiristorului principal și la dimensionarea circuitului de reîncărcare.

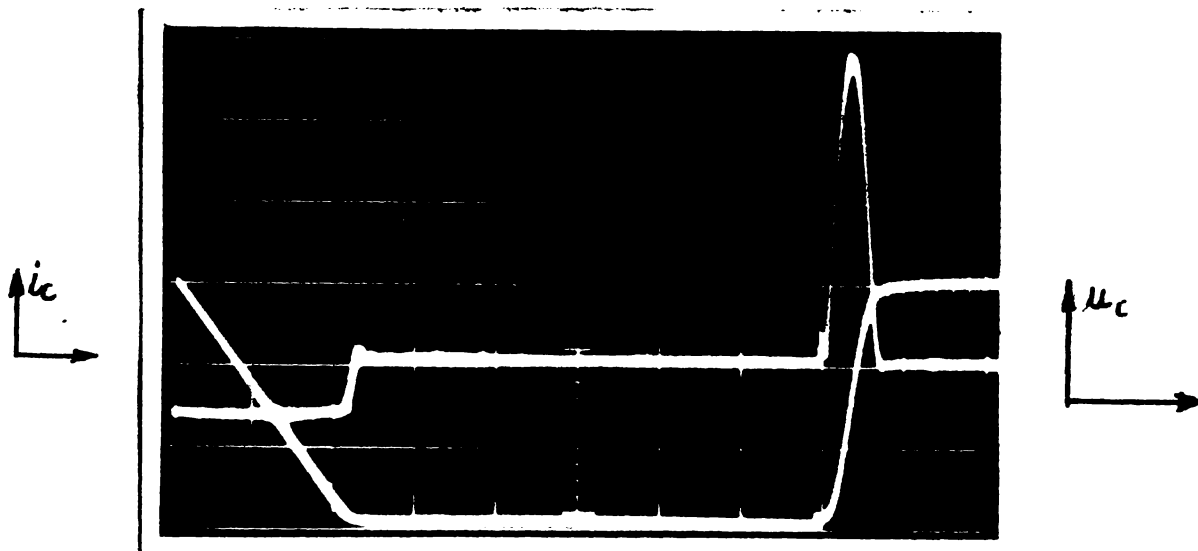


Fig.5.13.- Variația tensiunii (u_c) și curentului condensatorului la stingere (scara de timp 1 μ s/cm., $U=75$ V/cm., $i=10$ A/cm.).-

Procesul de reîncărcare a condensatorului este arătat cu bună de timp extinsă, în fig.5.14. Se observă că factorul de calitate al circuitului fiind bun, oscilația curentului este sinusoidală.

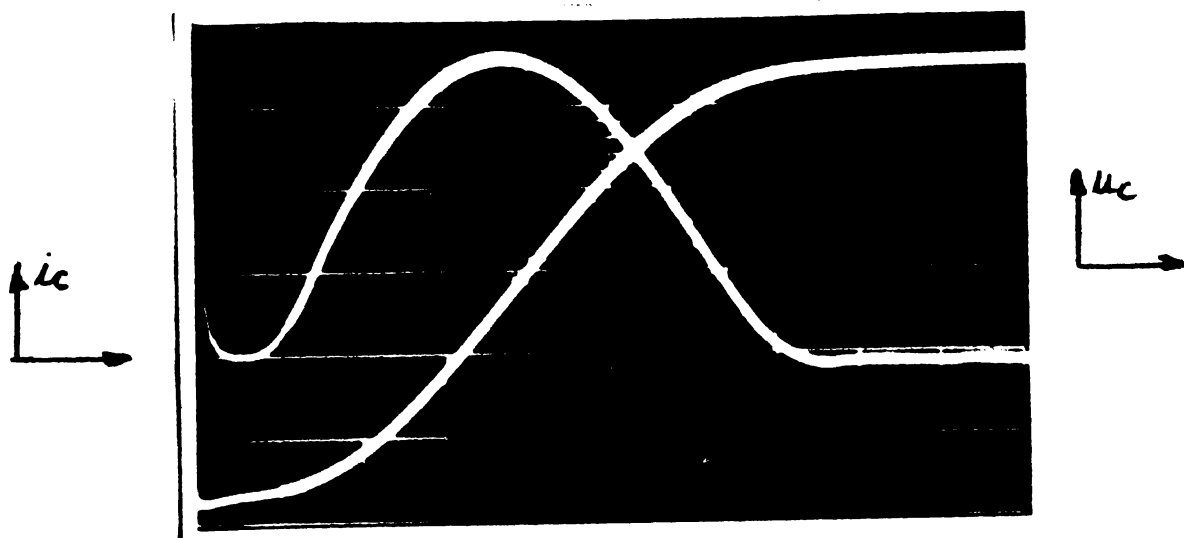


Fig.5.14.- Variația tensiunii și curentului condensatorului la reîncărcare (scara de timp 1 μ s/cm., $U=75$ V/cm., $i=10$ A/cm., $U_{sc} = 5$ V/cm.).-

5.2.-Scheme de VTC cu funcționare în două cadrane.-

În regimul de motor al mașinii de c.c., alimentată prin VTC, sensul cuplului este opus față de regimul de frînare recuperativă. La trecerea dintr-un regim în altul, fiind vorba, în general, de acționarea unor mecanisme cu mișcare de translație, este necesară schimbarea sensului curentului fie în înfășurarea de excitație, fie în indus, pentru schimbarea sensului cuplului. Realizarea acestui deziderat cu contactoare s-a prezentat la p.5.1. unde s-a arătat construcția standului folosit la măsurătorile experimentale.

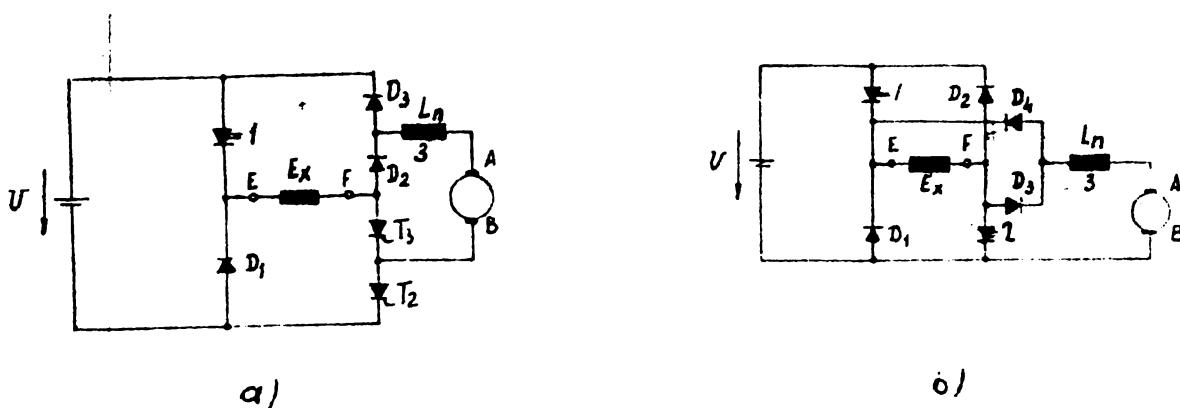


Fig.5.15.a., b.-Variante de VTC cu funcționare în două cadrane.-

Este însă de dorit /10,61/, pentru comutarea rapidă și sigură, înlocuirea contactoarelor cu elemente semiconductoră. Astfel B.Bermann / 5/ a realizat o schemă de alimentare a mașinii de c.c. cu excitație serie în cele două regimuri la care comutarea se face cu tiristoare și diode (Fig.5.15.a.). O altă variantă este arătată în fig.5.15.b. Excitația este conectată între două variatoare 1 și 2 și inductorul este conectat prin intermediul diodelor D_3 și D_4 . În regimul motor mașina este alimentată de la baterie prin VTC-1, excitație, D_3 , bobina de netezire L_n , indus, cu D_1 ca diodă de nul. Diodele D_3 și D_4 exercită o cale de închidere a curentului excitației când VTC-1 este blocat.

În regim de frînare recuperativă lucrând VTC-2. Curentul prin înfășurarea de excitație își păstrează același sens ca în regimul motor, datorită diodelor D_3, D_4 , în timp ce recuperarea se face prin dioda D_2 .

Pentru utilizarea cât mai rațională a elementelor semiconductoră, este de dorit ca circuitul de comutare să fie comun celor două VTC. Că fie comun acest lucru este posibil cu o schemă ca în fig.5.16.a./61/. Condensatorul este la început înlocuit prin

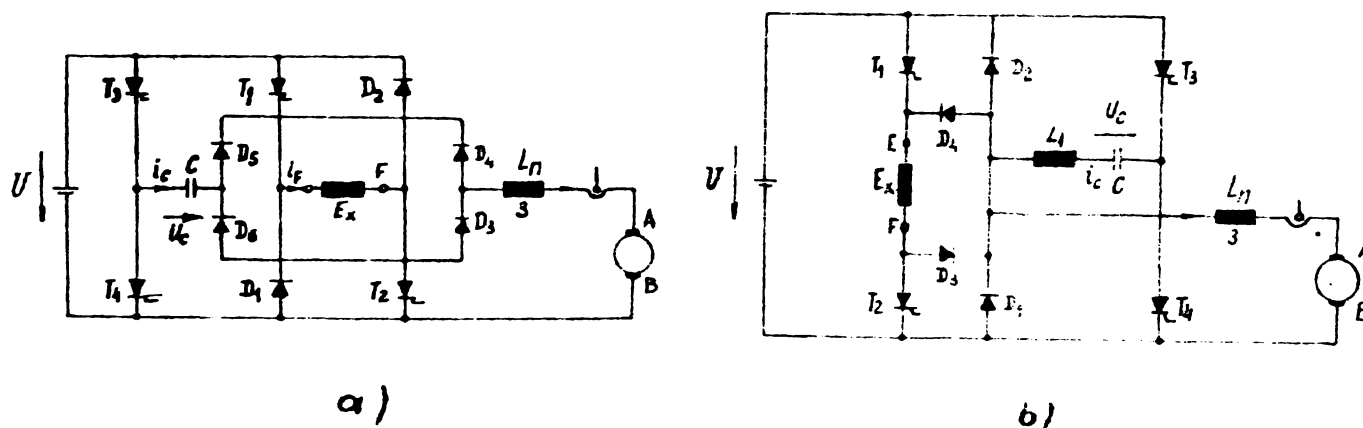


Fig.5.16.a., b.-Variante de VFC cu funcționare în două cadrane, cu circuit de stingere comun.-

aprinderea lui T_3 prin C, D_5 , excitație, D_3 , inductiv la tensiunea sursei. Pentru schimbarea polarității condensatorului, este aprins tiristorul T_4 , circuitul închizându-se prin T_4, D_1 , excitație D_6 . Pentru stingerea tiristorului principal T_1 , care alimentează cât este în conducție mașina, este comandat tiristorul T_2 , condensatorul C fiind descărcat peste T_1 prin T_2 și D_5 .

În regim de frînare lucrează T_2 . Curentul își schimbă sensul în inductiv și îl păstrează în excitație prin D_4 . Stingerea lui T_2 este asigurată cu T_4 , împreună cu dioda D_3 . Recuperarea în timpul regimului de frînare are loc prin deschiderea diodei D_2 . La această schemă, tensiunea condensatorului pentru stingere este aplicată excitației, curentul pulsator ce o parcurge în timpul încărcării și descărcării condensatorului, duce la pierderi în fier [61]. Evitarea acestei situații se face cu o schemă ca în fig.5.16.b., cu circuit de stingere care conține bobina L_1 și condensatorul C .

Pentru încărcarea condensatorului C , este aprins mai întâi T_3 și acesta se încarcă prin mașină. Pentru stingerea tiristorului T_1 este folosit T_4 , care regularizează mai întâi condensatorul, după care poate fi aprins tiristorul principal T_1 , pentru regimul motor. În această situație, curentul poate circula prin excitație, D_3 , bobina de netezire L_2 , inductiv. Pentru stingerea lui T_1 este din nou aprins T_3 . În timpul în care T_1 este alcat, curentul de excitație se închide prin diodele D_2 și D_4 , iar curentul inductivului prin dioda D_1 .

În regimul de frînare recuperativă lucrează tiristorul T_2 , tiristorul de stingere fiind T_4 . Recuperarea în regim are loc prin deschiderea diodei D_2 .

Plecînd de la aceste scheme s-a încercat reducerea numărului elementelor semiconductoare de putere din schema TIC.

Acest lucru a fost realizat de autor prin schema din fig.5.17., care stă la baza a două brevete OSIL. 73732, 73733 /101,111/.

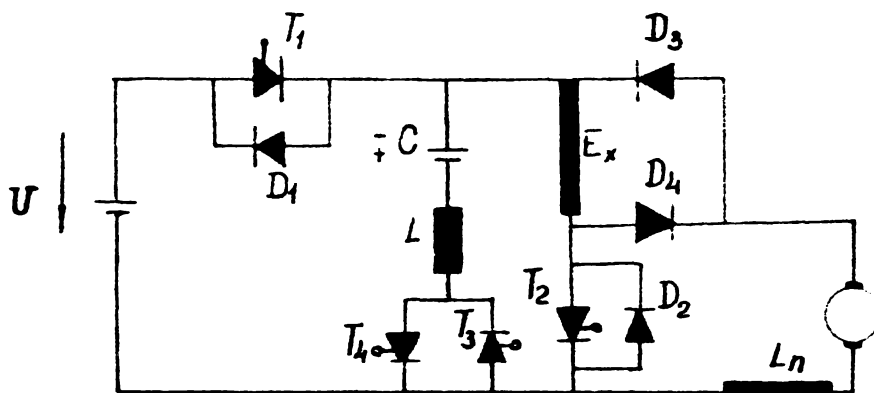


Fig.5.17.-Variatorul cu funcționare în două cadrane realizat de autor.-

Realizarea din fig.5.17., a fost propusă la brevetare înlocuind grupurile de tiristor diodă T_1, D_1 și T_2, D_2 cu câte un tiristor conductor invers (reverse-conducting), iar cele două tiristoare în antiparalel cu un triac, aceste dispozitive fiind accesibile pe piața mondială. În acest mod, numărul de dispozitive semiconductoare de putere devine minimal. Principial funcționarea schemei rămîne însă aceeași.

Schema conține patru tiristoare T_1, T_2, T_3, T_4 , patru diode D_1, D_2, D_3, D_4 și elementele circuitului de stingere, bobina L și condensatorul C . Sarcina variatorului o constituie o mașină de c.c. indiferent de tipul excitației. În cazul unei linii serie sau a celei cu excitație mixtă, înfășurarea de excitație de tip serie se leagă între diodele D_3 și D_4 . Acest mod de amplasare asigură un sens unic curentului de excitație ca și în celelalte scheme prezentate mai înainte.

În regimul motor al conucției tiristorului T_1 , curentul de la sursă circula prin T_1 , excitație, D_3 , inans, sursă, calea de nul fiind asigurată de dioda D_2 . Circuitul de stingere, care este de tipul paralel cu sarcina, este compus din condensatorul de stingere C , bobina L și tiristoarele T_3 și T_4 , care se comandă alternativ.

De menționat că pentru încălzirea condensatorului, pentru a fi capabil de o stingere a tiristorului prin T_1 , tiristoarele T_3 și T_4 se comandă simultan în timpul motor,

stingerea tiristorului T_1 fiind asigurat prin aprinderea cu un impuls a tiristorului T_3 . In regimul de frinare, impulsuri simultane primesc tiristoarele T_2 și T_3 , iar pentru stingerea lui T_2 este folosit T_4 .

Rezultă deci că tiristoarele T_3 și T_4 își alternează rolurile. T_3 este tiristor de stingere în regimul motor și de reîncărcare în regimul de frână, iar T_4 este tiristor de reîncărcare în regimul motor și de stingere în regimul de frână.

5.3.-Realizarea unei scheme de comandă pentru un V.C. cu funcționare în două castrane.-

Cele prezentate mai sus, valabile pentru regimul cvasistaționar, nu sînt elemente suficiente pentru a comanda trecerea de la funcționarea ca motor la frână și invers. In timpul acestei perioade de trecere este necesară o anumită distribuție a impulsurilor pe cele patru tiristoare, cu alte cuvinte, o logică de trecere. Astfel, la trecerea de la motor la frână, ultimul impuls în regimul motor trebuie să îl primească T_2 (Fig. 5.17) pentru ca acesta să asigure stingerea lui T_1 . In cazul în care eronat, ultimul impuls apare pe T_1 și apoi se trece în regimul de frinare, este posibilă scurtcircuitarea sursei prin T_1 și T_2 , lucru care trebuie evitat oricînd.

Pentru a se asigura blocarea sigură a tiristorului principal în regimul motor, este necesar un element logic, care într-un timp asigură blocarea tuturor celorlalte impulsuri pentru tiristoare, cu excepția impulsului pentru tiristorul de stingere. Problema se pune analog la trecerea de la regimul de frână la cel de motor. Ultimul impuls în regimul de frână este cel pentru tiristorul T_4 , pentru a bloca tiristorul T_2 .

Schema bloc a comenzii electronice (Fig. 5.18.), cuprinde următoarele elemente funcționale:

- P = circuitul astabil care furnizează impulsurile de laura a schemei în ambii regimuri ;
- S = generatorul de tensiune liniar variabilă, care împreună cu comparatorul integrat, stabilesc decalajul în timp (pe baza principiului comparației) între impulsul de aprindere și cel de stingere a tiristorului T_1 , respectiv T_2 .
- L = circuitul monostabil, care asigură temporizarea pentru blocarea sigură a tiristorilor T_1 și T_2 , la trecerea dintr-un regim în altul ;
- R = circuitul bistabil, cu două stări, care comută între regimul de motor și cel al frînării ;

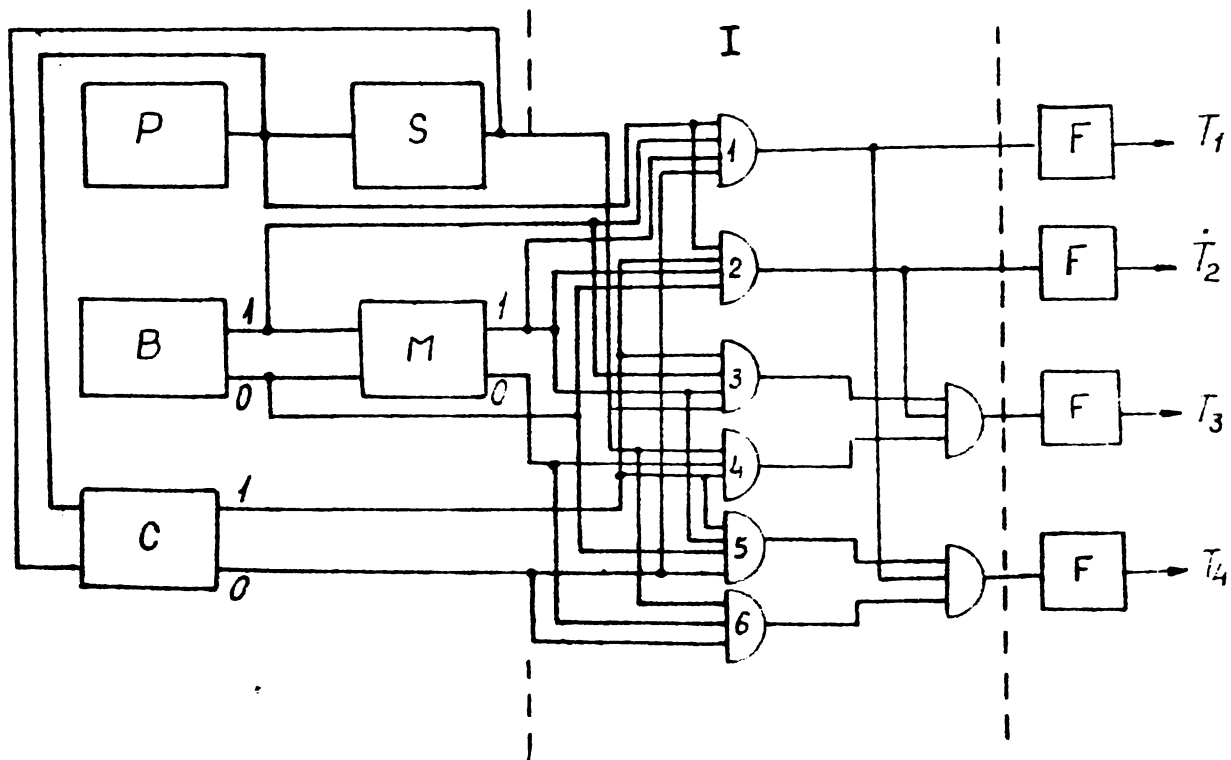


Fig.5.18.-Schema bloc de comandă pentru VFC realizat.-

- C = circuitul bistabil, care simulează variația temperaturii pe condensatorul de stingere U ;
- I = logica de distribuție a impulsurilor, realizată cu circuite integrate logice ;
- F = formatoarele și amplificatoarele de impuls.

Relațiile după care s-a realizat schema logică, sînt:

sînt:

$$T_1 = P \cdot \bar{C} \cdot B \cdot M \quad /1/$$

$$T_2 = P \cdot C \cdot \bar{B} \cdot M \quad /2/$$

$$T_3 = (P \cdot C \cdot \bar{B} \cdot M) \cup (B \cdot C \cdot M \cdot S) \cup (S \cdot \bar{M} \cdot C) \quad /3/$$

$$T_4 = (P \cdot \bar{C} \cdot B \cdot M) \cup (B \cdot C \cdot M \cdot S) \cup (S \cdot M \cdot C) \quad /4/$$

S-au notat cu litere mari nebarate stările logice și cu litere barate stările logice complementare. Nivelul de impuls motor este B, regimul de frînă \bar{B} , pentru regim de frînă și de motor, \bar{M} regim de trecere; C, condensator încălzit, \bar{C} condensator de stingere, \bar{C} , condensator descărcat.

Pentru evidențierea funcționării la diferite regimuri de motor și regimul de motor la frînă, care arată funcționarea la diferite regimuri logice și a VFC-ului, în Fig.5.19., se prezintă în funcție de timp curentul și a tensiunii (pe regimul) realizate în timpul funcționării mecanic.

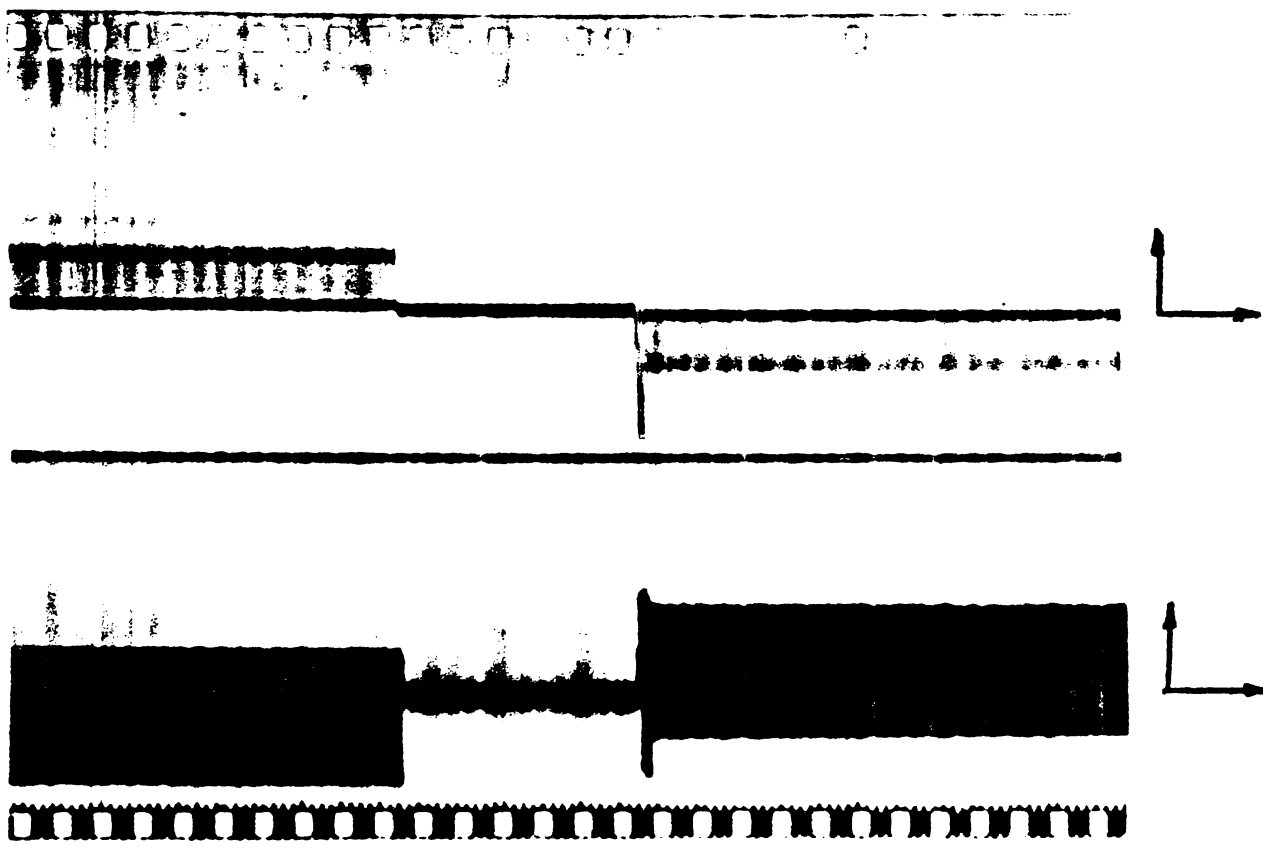


Fig.5.19.-Inregistrarea curentului i_a și tensiunii pe grupul LD (jos) la trecerea de la regimul de motor la frână (baza de timp 1 cm, 0,4 sec).-

Se observă foarte distinct blocarea schimbării la perioada de trecere și faptul că schema folosită nu permite măsurarea sensului curentului mașinii (corespunzător unei direcții de translație, cadranele I. și II.).-

5.4.-Concluzii.-

Baza experimentală a fost concepută de autor în scopul realizării mai multor cerințe:

- verificarea experimentală a calculilor din capitolele 3 și 4 ;
- simularea pe stand a unui vehicul cu schimbare de direcție și frînării recuperative ;
- conceperea unei scheme de VPC cu funcționare în două direcții, care să aibă un număr de dispozitive și componente minime și care să realizeze trecerea din regimul de motor la frână recuperativă și invers printr-o schemă logică simplă.

Problematika pasii mai sus expremita se rezolvă în concepția sistemului de acționare. Astfel, se poate realiza simularea unui vehicul (p.5.2) urmând ca să se realizeze o schemă logică pentru

autor căutări și a dus în final la elaborarea unei scheme de VTC evoluate, care folosește pentru trecerea dintr-un regim în celălalt, doar dispozitive semiconductoare comandate de o logică cablată.

Acest VTC stă la baza unor scheme originale de acționare pentru vehicul autonom cu rașină de c.c. cu excitație separată, respectiv serie, ambele brevetate /101, 111/.-

6.-Concluzii generale.-

Analizînd frînarea recuperativă cu VFC la mașini de c.c., se desprind următoarele concluzii :

Din examinarea situației pe plan mondial, se constată că frînarea recuperativă este o problemă actuală, de o deosebită importanță în condițiile economiei de energie.

La aplicațiile frînării recuperative cu VFC există două situații posibile, recuperarea la linia de contact și recuperarea într-o sursă electrochimică. Cele două situații sînt diferite, în cazul recuperării la linia de contact obținîndu-se o eficiență a recuperării foarte bună (p.3.4.5.) în condițiile unor invertoare în substații, iar în cazul surselor electrochimice, o eficiență mai mică, datorită limitărilor care le au sursele electrochimice (p.2.4.1. și p.3.4.4.).

Prezentul studiu are ca linii principale: analiza procesului de recuperare și analiza procesului de frînare.

Analiza procesului de recuperare s-a făcut pornind de la un model matematic care permite studiul ansamblului mașină de c.c. VFC, în diferite variante (VFC la comutație directă, indirectă, mașină de c.c. ca excitație serie sau separată). Pentru acest model s-a folosit caracteristica $U_g=f(i,n)$ liniarizată după o procedură numerică de calcul.

Pe baza acestui model s-a elaborat o metodă originală de calcul a energiei recuperate, pornind de la calculul puterii medii recuperate (p.3.3.). Din examinarea caracteristicilor puterii medii recuperate (fig.3.22., fig.3.24.) se observă dependența acesteia de curentul de frînare și de durata la care se frînează, sau, în fig.(3.28., 3.29) dependența puterii recuperate de durata relativă de conducție.

Toute aceste caracteristici sînt determinate la durată constantă (τ parametru) ceea ce permite cunoașterea variației puterii dacă este cunoscută, prin înt. grădii ecuației mișcării, variația vitezei vehiculului și, deci, variația regimului.

Se relevă (p.3.3.3.) rolul pe care îl are în acest regim de frînare, inductivitatea mașinii, prin intermediul căreia energia electromagnetică a mașinii este furnizată sursei.

Pentru a completa problema energiei recuperate, se calculează și randamentul VFC și se în. în direcții: conectarea bateriei la încărcare în impulsuri. S-a găsit că randamentul

VTC este bun, peste 0,95 la $f < 200\text{Hz}$ (fig.3.41) în schimb, la actualele surse electrochimice, energia preluată efectiv de baterie este mică la timpi de frînare, de ordinul secundelor, datorită inerției fenomenelor electrochimice (p.3.4.4.).

Metoda de calcul a energiei recuperate poate fi folosită ca algoritm de calcul, sau, prin particularizări, ca relații analitice (ex. rel.3.70.,3.71) ce se folosesc împreună cu ecuația de mișcare a vehiculului. Este posibilă, pe această bază, conceperea unui calcul general, ținând cont de întregul parcurs, de tipul vehiculelor (număr de motoare) și de numărul lor. Același model matematic stă și la baza calculului caracteristicilor mecanice de frînare (p.4.2.2.). Se constată că, sub aspectul caracteristicilor mecanice, este recomandabilă frînarea recuperativă cu reglare a curentului; întrucât altfel este posibilă obținerea instabilității în funcționare (instabilitate pusă în evidență și în calculul caracteristicilor puterii recuperate (v. fig.3.22., 3.26. 3.27.)).

În urma cercetării procesului tranzitoriu de frînare (p.4.3.1.) a reieșit dificultatea deosebită pe care o pune abordarea acestui proces, chiar în condițiile unor ipoteze simplificatoare suplimentare.

Pentru cercetarea stabilității sistemului mașină de c.c.-VTC, în regim de frînare recuperativă, s-a considerat ansamblul ca un sistem automat neliniar, pentru care s-au determinat traiectoriile în planul fazelor, în diverse situații (fig. 4.7., 4.8.,4.10.).

În cazul VTC cu comutație indirectă, s-a găsit o cale de aproximare a traiectoriei corespunzătoare intervalului de comutație (arc de spirală) printr-un arc de cerc (fig.4.9).

Pentru reglarea curentului de frînare la frecvență constantă, procedeul de comandă prezentat la p.2.1.4.3., se arată că regulatorul trebuie testat atât în regim evasistaționar cât și tranzitoriu, pe baza criteriilor din literatură.

Verificările experimentale efectuate (fig.3.21.,3.22., 3.24, etc.), care confirmă calculele din capitolele 3 și 4, au fost efectuate pe o bază experimentală de concepție proprie, care simulează un vehicul autonom sub aspectul versului și frînării recuperative.

Pe baza soluției alese pentru baza experimentală, s-a conceput și realizat, de către autor, un VTC cu funcționare în două cadrane (motor și frînare recuperativă) cuprins într-un

număr minimal de dispozitive semiconductoare, VTC care stă la baza a două brevete OSIM /101,111/.

Prin baza experimentală realizată, sînt completate cele două linii principale menționate anterior, elementele originale și de noutate ale lucrării fiind legate de analiza procesului de recuperare, analiza procesului de frînare și de un VTC perfecționat pentru frîna recuperativă cu mașini de c.c.-

Determinarea unor formule simplificcate pentru valori medii și efective ale curentului recuperat și estimarea erorii făcute.-

Pentru a scurta timpul de calcul, ținând cont că integralele frecvent utilizate în calcule necesită înglobarea lor într-o procedură realizată pe baza metodei numerice Simpson, a trapezelor, etc., s-a presupus variația curentului liniară în intervalele de lucru ale VFC.

Ținând cont de definiția valorii medii și efective a unui curent variabil în timp, se obține:

$$I_{r.med} = \frac{I}{T} \int_0^{t_{II}} i_2(t) dt = I_{med} \cdot \frac{t_{II}}{T} \quad /0.1/$$

pentru curentul mediu recuperat, și :

$$I_r = \sqrt{\frac{I}{T} \int_0^{t_{II}} i_2^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{3} \left[(i_I - i_0)^2 + i_I \cdot i_0 \right] \frac{t_{II}}{T}} \quad /0.2/$$

pentru valoarea efectivă a curentului recuperat. I_{med} este valoarea medie a curentului prin motor, calculat în cel de al doilea relația /0.1/, dar pe întreaga perioadă.

La comandă bipozițională există o soluție mai convenabilă de a fi folosită și pentru curentul prezis i_p . Într-un program special conceput "RVR", s-a analizat pentru comandă bipozițională, abaterea:

$$\epsilon_1 = \frac{I_p - I_{med}}{I_p}$$

cât și erorile relative ϵ_2 și ϵ_3 , pentru valoarea medie și efectivă a curentului recuperat, calculat după /0.1/ și /0.2/ și respectiv după o procedură pe baza metodei Simpson (considerând variația curentului după relațiile de tipul 3.13, 3.20).

Valorile calculate ϵ_1 , ϵ_2 , ϵ_3 , s-au obținut în raport cu plaja de turatie la care poate funcționa o mașină și cu toate valorile posibile ale histerezei unui regulator real.

În tabelul următor se prezintă pentru $\Delta i = 0.04$ la

$n=0.2$ și $n=1$, erorile ϵ_1 , ϵ_2 și ϵ_3 , definite mai sus pentru diferite valori prescrise i_p ale curentului.

ϵ_1	ϵ_3	ϵ_2	i_p	n	$\Delta i'$
0,00739	0,001466	0,005880	0,02	0,2	0,04
0,007082	0,000784	0,006254	0,04	0,2	0,04
0,006979	0,000555	0,006380	0,06	0,2	0,04
0,006936	0,000451	0,006441	0,08	0,2	0,04
0,006907	0,000386	0,006476	0,1	0,2	0,04
0,006886	0,000342	0,006501	0,12	0,2	0,04
0,006903	0,000338	0,006520	0,14	0,2	0,04
0,006950	0,000372	0,006533	0,16	0,2	0,04
0,007103	0,000516	0,006541	0,18	0,2	0,04
0,002754	0,000095	0,002651	0,02	1	0,04
0,005568	0,000068	0,005470	0,04	1	0,04
0,006129	0,000054	0,006038	0,06	1	0,04
0,006340	0,000047	0,006253	0,08	1	0,04
0,006456	0,000055	0,006331	0,1	1	0,04
0,006526	0,000061	0,006422	0,12	1	0,04
0,006560	0,000057	0,006462	0,14	1	0,04
0,006590	0,000058	0,006489	0,16	1	0,04
0,006595	0,000043	0,006509	0,18	1	0,04

Pe baza valorilor din tabel se constată că relația /0.1/ și /0. / folosite pentru calcul, sînt suficient precise și deci se poate renunța la procedura de integrare numerică.-

ANEXA 2.-

Subrutine folosite frecvent în calcul.-

1.-Subrutina CURBA.-

```

1      SUBROUTINE CURBA(RI,DELTA,UE,RA,F0,ERK,*)
2      COT=0.035
3      A1=0.0001
4      VI1=RI+DELTA/2
5      VI2=RA
6      IF (ABS(VI1-VI2).LT.0.000001) GOTO 1
7      IF (VI2.GT.VI1) GOTO 2
8      V=VI2
9      VI2=VI1
10     VI1=V
11     2  F1=AGR(VI1,UE)
12     F2=AGR(VI2,UE)
13     IF (VI2.LT.COT) GO TO 3
14     GOTO 4
15     3  FOK=E2/VI2
16     FO=0
17     WRITE(108,10)FO,ERK
18     10  FORMAT('0'.,'1'.,2(F15.8,2X))
19     RETURN
20     4  FOK=(F2-F1)/(VI2-VI1)
21     C10=(VI2+F1-F2+VI1)/(VI2-VI1)
22     QUADP=SIMPS(VI1,VI2,UE)
23     A=QUADP-(F1+F2)/(2+(VI2-VI1))
24     X=A/FO
25     7  FO=F10+X
26     WRITE(108,11)FO,ERK
27     11  FORMAT('0'.,'22'.,2(F15.8,2X))
28     RETURN
29     1  WRITE(108,9)
30     9  FORMAT('0'.,'AVALORI PRA...DIATE')
31     RETURN
32     END

```

```

FUNCTION AGR(A,F)
DIMENSION S(14),F11(14),CF(14),S1(14),Z(14)
DATA S1/0.,0.02,0.04,0.06,0.08,0.1,0.12,0.14,0.16,0.18,0.2,0.22,
- 0.24,0.26/,S/0.,0.26,0.47,0.71,0.82,0.92,1.,1.05,1.1,1.15,1.2,1.24,
- .1,28,1.3/
DO 13 I=1,14
13  F11(I)=S(I)*E
V=0
DO 10 I=1,14
IF (A.F0.S1(I)) GOTO 11
GO TO 10
11  V=1
R=E11(I)
CONTINUE
IF (V.F0.0) GO TO 15
AGR=R
RETURN
15  VAGR=0
V=0
DO 1 K=1,14
IF (V.F0.0) GOTO 70
GOTO 1
70  IF (S1(K)-A) 88,88,89
88  GOTO 1
89  V=1
VAGR=(E11(K)-E11(K-1))/(S1(K)-S1(K-1))+(A-S1(K-1))+E11(K-1)
1  AGR=VAGR
RETURN
END

```

```

FUNCTION SIMPS(A,B,C)
1  N=100
2  S1=0
3  S2=0
4  S3=0
5  H=(B-A)/ELCOT(1)
6  DO 1 I=1,50
7  S1=S1+A50/2+(2*I-1)*H*(C)
8  S2=S2+1/3*(A+2*I*H*(C))
9  SIMPS=4/3*(AGR(A,C)+4*S1+3*S2+AGR(C,B))
10  RETURN
11  END

```


B I B L I O G R A F I E.

- 1.-Abraham L. Der Gleichstromsteller und seine digitale Steuerung. Diss. TU Berlin. 1968 ;
- 2.-Amato C.J. Latent losses in "Electric Lizzies" IEE. Trans. Ind. and G. applications, 1969, nr. 5. p. 558-565 ;
- 3.-Andronescu Pl. Bazele electrotehnicii. Ed. didactică și pedagogică București. 1972 ;
- 4.-Andriscuik, V.V. Sirotno impulsnih preobrazovatelei. Elektricitstvo, 1973, nr. 2. p. 36-39 ;
- 5.-Bader C., Plust H. Elektrische Antriche für Strassenfahrzeuge, Entwicklungsstand und aktuelle Probleme. ETZ-A, 1973 nr. 11, Bd. 94, p. 637-645 ;
- 6.-Balaceanu M.J.C. Bilan energetique des transport routiers et place du vehicule electrique dans ces transports. Congres SSE 30 Sept.-4 Oct. 1975 ;
- 7.-Barna S., Di Cenzo C., Sinha K.N. Dynamic measurement of the main electrical parameters of a D.C. machine. IEE. Trans. Ind. and G., applications, 1971, nr. 1. p. 109-116 ;
- 8.-Bartzer St. Tehnologia utilajului electric. Litografia IPT. 1974 ;
- 9.-Bartos S., Seborsky S. Praceh nazeti na comutacni kapacite v obvodech s nacenou kamutaci. Electrotechnicky obzor, 1975, nr. 11, p. 679-688 ;
- 10.-Berman B. All solid state method for implenting a traction drive control. IEE. Trans. Ind. and G. appl. 1972, nr. 8. p. 195-202 ;
- 11.-Bernhard J.H., Knuppertz B. Inițiere în tiristoare. Ed. Tehnică București, 1974.
- 12.-Blaufuss K. Drehzahlregelung von Gleichstrommotoren durch Stromstösse, Archiv für Elektrotechnik, 1940, bd. 34, p. 581-590 ;
- 13.-Bogoliubov E.S. Recuperativnoe tormojenie na acurulatornon podvijnom sostave s dvigateliami posledovatelino vozbujdenia. Izvestia V.U.S. Elektromekhanik. 1970, nr. 2, p. 165-167 ;
- 14.-Boileau R. Le freinage electrique des engins de traction. RGE, 1973, nr. 5., p. 345-361 ;
- 15.-Brașovan M. Acționări electromecanice. Ed. did. și ped. Buc. 1967 ;

- 16.-Brasovan M., Seracin E., ș.a. Acționări electrice, aplicații industriale. Ed. tehnică. București 1977 ;
- 17.-Brownson J.W., Thorne G.L., Strategic control of the San-Francisco BART System. IEE Trans. Ind. and G. applications, 1971, nr.5, p.570-575 ;
- 18.-Buzin A.S., Dervenko K.A., Mosiaghin A.G. Bistodeistvuischii datcik toka. Elektrotehnika, 1976, nr.2., p.35-40 ;
- 19.-Buyse H., Woitrin D. Acceleration et freinage progressifs des vehicules electriques. RGE, 1973, nr.5, p.366-368 ;
- 20.-Ciapțev G.I., Perehođnĭe proțesĭ v impulsnĭh usilitelĭh elektroprivodov pri lineinom i sinusoidalnom uznenenii vhodnĭh signalov. Elektrotehnika, 1974, nr.10. p.58-61;
- 21.-Ciausov O.G., Titov A.G., Feoktistov V.P., Regulirovanie vozbuđdenia tiagovĭh electrodvigatelei postoianovo toka pri pomoșci tiristornĭh preobrazovatelei. Elektrotehnika, 1976, nr.2., p.17-19 ;
- 22.-Clonǎescu M., Tomuța O. Acumulatoare electrice. Ed. tehnică București, 1977 ;
- 23.-Daskevici B.A. Povĭsenie efectirnosti ispolzovania elektriceskoi energii v elektrottransporte. Elektroce tvo, 1972, nr.9., p.15-19 ;
- 24.-Domann H., Renner S., Erfahrungen mit elektrischen Antriebsagregaten für kraftfahrzeuge. ETZ-A, 1973, nr.11. Bd.94, p.684-690 ;
- 25.-Dordea T., Mașini electrice. Ed. did. și ped. Dunărești, 1977 ;
- 26.-Efremov I.S., Kosarev G.V., Koskin O.N., Strati V.I., Prințipie tiristorno-impulsnovo regulirovania na elektropodvijnom sostave gorodskovo transporta. Elektricesstvo, 1971, nr.6., p.11-17 ;
- 27.-Efremov I.S., Kosarev G.V., Koskin O.N., Strati V.I., Mironice L.V. Tiristornĭi impulsnĭi preobrazovatelei v otnoșenii k uzlom comutații dlia elektropodvijnovo sostava postoianovo toka. Elektricesstvo, 1971, nr.6., p.1-6.
- 28.-Efremov I.S., Kosarev G.V. O primenēnii recuperativnovo tormoženia na poezdah metropolitana s tiristorno regulirovaniem. Elektrotehnika, 1974, nr.6, p.1-6 ;
- 29.-Efremov I.S., Puricov V.N. Vzaimodeistvie tiristorno-impulsnĭh sistem slediasēevo recuperativno-reostatnovo tormoženia poezdov metropolitana s kolektivnĭi tōtĭ. Elektricesstvo, 1973, nr.7., p.5 -59 ;
- 30.-Eiesele H. Gemischte Nutz- und Niederspannungsbetrieb.

Untergrundbahnen. ETZ-A, 1969, nr. 10, Bd. 90, p. 700-703 ;

- 31.-Etienne M.E. Les moteurs electriques et leur commande electro-nique. Criteres des choix et dimensionnement. Congres SEE, 30 Sept.-4 Oct. 1975 ;
- 32.-Eykhoff P. Identificarea sistemelor. Ed. tehn. Bucuresti, 1977 ;
- 33.-Franklin P.W. Theory of the DC motor controlled by power pulses. Part I.-Motor operation. IEE Conference Record of fifth annual meeting of Ind. and G. appl. Group, 1970, p. 59-67 ;
- 34.-Franklin P.W. Theory of the DC motor controlled by power pulses. Part II.-Braking methods, comutation and additional losses. IEE Conference Record of fifth annual meeting of Ind. and G. applications Group 1970, p. 69-76.
- 35.-Frybourg M.M. Le cahier des charges socio-economiques du vehicule urban. Congres SEE, 30 Sept.-4 Oct. 1975 ;
- 36.-Galloy J. Les equipements a acheurs des voitures du metro de Bruxelles. ACEC Revue, 1976, nr. 3-4, p. 2-21 ;
- 37.-Gaudrichon M. Emploi des thyristors en traction electrique. RGE, 1973, nr. 5., p. 335-344 ;
- 38.-Glazenko T.A. Amplificatoare de impulsuri cu semiconductoare în acționările electrice. Ed. tehn. Bucuresti 1967 ;
- 39.-Glazenko T.A. Poluprovodnikovîie preobrazovateli v elektroprivodah postoianovo toka. Iz. Energhia, Leningrad 1973 ;
- 40.-Goldstein A.I. Priednîcks E.V. Iсполнителнîie ustristva bez-contactnaia sistem upravleniia tiagovo podvijnovo sostava. Elektrotehnika, 1976, nr. 8., p. 50-52 ;
- 41.-Golovatîi T.A., Efremov I.S., Tulupov V.D. Osnovîie problemî sovergenstvovania sistemî regulirovaniia sil tiaghi i tormojeniia perspektivno elektrovoza postoianovo toka. Elektricesstvo, 1973, nr. 9., p. 4-16 ;
- 42.-Golubev M.I. Stravnitelnaia oçenka parametrov impulsnîh tiri-stornîh shem tormojeniia rudnicnîh elektrovozov. Izvestia VUZ Elektronika, 1972, nr. 7., p. 787-791 ;
- 43.-Görlach U. Zusammenhang zwischen Wirkungsgrad und Reichweite von Elektrofahrzeugen. ETZ-A, 1973, nr. 11. Bd. 94, p. 632-636 ;
- 44.-Gouthiere J., Gregoire J. Les lacheurs a thyristors en traction electrique. ACEC Revue, 1970, nr. 2, p. 45-57 ;

- 45.-Harumoto M., Kunibiko S., Temo I. Harmonic analysis of chopper controlled electric rolling stock. IEE Trans. Ind. and G. applications, 1973, nr. 3, p. 302-309 ;
- 46.-Heilman P.W., Riedel C. Anwendung einer Kompromisstheorie beim Entwurf von Fahrzeugantrieben. Elektrische, 1975, nr. 7 p. 363-367 ;
- 47.-Heintze K., Harten F. Gleichstromlokomotive für Fernverkehrs-betrieb mit Thyristor-Gleichstromsteller. Elektrische Bahnen, 1966, nr. 6. p. 129-137. ;
- 48.-Heintze K., Wagner R. Elektrische Gleichstromsteller zur Geschwindigkeitssteuerung von aus der Fahrleitung gespeisten Gleichstrom-Triebfahrzeugen. ETZ-A, 1966 nr. 5, Bd. 87, p. 165-170 ;
- 49.-Hengsberger I., Putz U., Vettors L. Thyristor-Stromrichter für Bahnmotoren. AEG-Mitteilungen, 1964, nr. 5., p. 435-442;
- 50.-Hennebert C., Essais et mesures de perturbations dues a une motrice a hacheur de courant. RGE, 1973, nr. 4. p. 254-258 ;
- 51.-Heumann K., Stumpe A. Thyristoren. Eigenschaften und Anwendungen. B.G. Teubner. Stuttgart. 1961 ;
- 52.-Heurtin J., Cochat M., Gaulon J., Mousse N. Vehicules electriques Point des realisations actuelles. Experimentations a E.D.F. Expose des problemes qui se posent. Congres SAE. 30 Sept-3 Oct. 1975 ;
- 53.-Homenko A.I., Riabčev G., Kasatkina V. Tiristorno-impulsnaja regulirovanie vozbuždenia tšigovih dvigatel' vagon metropolitena. Elektricesstvo, 1971, nr. 6. p. 22-25;
- 54.-Homenko A.I., Riabčev G., Zaharenko O. Rekuperativnoje tormoženie s samovozbuždeniem tšigovih dvigatel'ei. Elektricesstvo, 1973, nr. 9, p. 83-85 ;
- 55.-Hvostov S.V., Gavrilov J. Vagon metropolitena s impulsnim regulirovaniem skorosti pri puske i tormoženii. Elektricesstvo, 1972, nr. 9, p. 19-25 ;
- 56.-Isaev I.P., Juravlev S.M., Ciuberin I. Dinamicheskaia stabilnosti harakteristik i nadežnosti tiristornih preobrazovatelei elektropodviznogo kontava. Elektricesstvo, 1971, nr. 6, p. 7-11 ;
- 57.-Jenei Stefan, Conducia motoarelor de c.c., cu tiristori, realizate cu elemente semiconductoare, pentru alimentarea de la surse autonome de energie electrica. Lucrari de diploma. Lucr. de diploma nr. 1000/1975, p. 1-15 ;

- 58.-Kahlen H., Vergleichende Untersuchungen für Fahrzeugantrieben. Diss. TH Aachen, 1973 ;
- 59.-Kahlen H., Generatorischer Betrieb der Gleichstrom-Reichenschlussmaschine mit Hilfe eines Gleichstromstellers. ETZ-A, 1971, nr. 10. Bd. 92, p. 534-537 ;
- 60.-Kahlen H., Zweipuls Gleichstromsteller mit gemeinsamer Rückscheinrichtung. ETZ-A, 1972, nr. 11. Bd. 93, p. 556-559 ;
- 61.-Kahlen H., Gleichstromsteller für den motorischen und generatorischen Betrieb der Gleichstrom-Reichenschlussmaschine. ETZ-A, 1974, nr. 9. Bd. 95, p. 441-445 ;
- 62.-Kahlen H., Drehzahlregler mit gesteuerter Verstärkung für Elektroautos. Internationale Elektronische Rundschau, 1972 ;
- 63.-Kahlen H., Thyristor schalter zum schnellen Abschalten von Gleichströmen. ETZ-A, 1973, nr. 9. Bd. 94, p. 539-542 ;
- 64.-Kahlen H., Runge W., Weigel W. Untersuchungen an Antriebssystemen von Elektro-Stadtautos. ETZ-A, 1971, nr. 10. Bd. 92, p. 571-575 ;
- 65.-Kahlen H., Weigel W. Vergleichende Messungen an Verschiedenen Elektroantrieben für einen Versuchs-personen Kraftwagen. ETZ-A, 1973, nr. 11. Bd. 94, p. 641-656 ;
- 66.-Kapustin L.I. K vîbon shemî tiristorovo preeobrazovatel'ia elektrovosov peremennovo toka s recuperativnim voroženiem. Elektrotehnika, 1973, nr. 6. p. 4-5.
- 67.-Karstädt B. Energieaustausch zwischen Gleichstromsteller mit Querdrossel. Diss. D.U. Berlin, 1969 ;
- 68.-Kelemen A. Acțiuniri electrice. Ed. did. și ped. București 1976 ;
- 69.-Knapp P. Der Gleichstromsteller zum Antrieb und Bremsen von Gleichstrom Fahrzeugen. Brown Boveri Mitteilungen 1970, nr. 6/7, Bd. 57, p. 251-270 ;
- 70.-Knapp P, Löcker H. Stromsteller für Gleichstromtriebfahrzeuge. Elektrotechnik und Maschinenbau, 1968, nr. 3, Bd. 85, p. 110-117 ;
- 71.-Knuth W. Elektrofahrzeuge für den innerstädtischen Straßenverkehr. Elektr. 1970, nr. 5. Bd. 24, p. 241-253 ;
- 72.-Krug H. Die Entwicklung von Antriebssystem mit Gleichstrom-pulsstellern für Traktionszwecke, Elektr. 1970, nr. 7. Bd. 24, p. 388-391 ;
- 73.-Lapteva T.I. Metodî raspeta nadejnosti tiristorov-konversijnih sistem regulirovania naprijanja elektro-podvijnovo sostava gorodskovo transporta. Elektr. 1974 nr. 12, p. 49-54 ;

- 74.-Leonhard W. Regelkreis mit gestenertem Stromrichter als nicht-lineares Abtastproblem. *ETZ-A*, 1965, nr.16., p.513-520 ;
- 75.-Löcker H. Der Gleichstromsteller und seine Anwendung auf vollelektronisch gesteuerten Trolleybussen. *Brown Boweri Mitteilungen*, 1970, nr.10, Bd.57, p.419-428 ;
- 76.-Iodocinikov A.L., Orlov G.E. K raschetu impulsnoi sistemy regulirovaniia elektriceskikh mashin s neravno viraženim modulatorom srinii impulssov. *Elektricesstvo*, 1972, nr.8, p.65-69 ;
- 77.-Murphy G.J. Considerations in the design of Drive systems for on-the-road Electric vehicles. *Proceedings IEEE*, 1972, nr.12., p.1519-1533 ;
- 78.-Maznev A.S., Levitški B.I. Sistema uzravljenia impulsnovo preohrazovatelja člia zariada akumulatornoj bateriei. *Elektrotehnika*, 1974, nr.8, p.30-34 ;
- 79.-Craken D.D., Dorn J.S. Metode numerice cu programare in FORTRAN IV. Ed. tehnica, Bucuresti, 1970 ;
- 80.-Meyer M. Mutatoare cu comutație forțată. *Diristoarele în practică*. Ed. tehnica, Bucuresti, 1970. ;
- 81.-Miller A.M. The design and operation of the BART power system. *IEEE Trans. Ind. and G. Applications*, 1974, nr.5, p.560-566 ;
- 82.-Moser R. Le moteur de traction alimente par redresseur controle ou par hacheur. *Bulletin ASL*, 1971, nr.1, p.19-28 ;
- 83.-Moser R., Pinter E. Hochleistungsmotoren für elektrische Triebfahrzeuge. *Bulletin ASL*, 1974, nr.5, p.321-331 ;
- 84.-Moury P., Schoorens H., Legnier G. Caracteristiques du transformateur de tension continue utilisant un hacheur en montage parallele. *REG*, 1975, nr.1., p.4-12 ;
- 85.-Nekrasov V.I., Maznev A.S., Levitški B.I. Izledovanie sistemy impulsnovo rekuperativnovo tonojenia tiazovo dvigatelja electromobilja. *Elektrotehnika*, 1973, nr.9, p.19 ;
- 86.-Nekrasov V.I., Gavrilov G.I. Vitor metoda impulsnovo regulirovaniia electromobilja. *Elektrotehnika*, 1973, nr.8, p.10-12 ;
- 87.-Nikoloff I. Stabilitätsprobleme bei Antrieben mit Gleichstromtriebfahrzeuge. *Elektric*, 1971, nr.1, p.269-271 ;
- 88.-Nikoloff I. Gleichstromstellerschaltungen für Trolleybusse

- ruckspeisung aus dem Kommutierungskreis. Elektric, 1974, nr. 4, p. 181-183 ;
- 89.-Oprisor M., Diaconescu M., Moga V. Reglarea în impulsuri a motorului serie de c.c. Bul. Inst. Polit. Ingi, 1972, secția III., p. 157-164 ;
- 90.-Osadei I.K. Analiz tiristornoi schem regulirovania chastoti vrascenia dvigatelja s posledovatelinnim vozbuždeniem. Elektrotehnika, 1976, nr. 2, p. 12-14 ;
- 91.-Oswald M.J. Sur les limitations en energie et puissance des generateurs electrochimiques. Congres EEE. 30 Sept.-4 Oct. 1975 ;
- 92.-Parimelalagan R., Rajagozalan V. Steady state investigations of a chopper fed DC motor with separate excitation. IEE Trans. Ind. and G. applications, 1971, nr. 1. p. 101-109 ;
- 93.-Petrov B.P. Vnesnie i elektromehaničeskie karakteristiki tiagovo dvigatelja pri impulsnoj upravlenii. Elektricesstvo, 1971, nr. 1., p. 77-80 ;
- 94.-Pirojenko V.I. Poluprovodnikovije prehrasovатели dlia elektro-priroda ručnicikih elektrovonor. El. tekhnika, 1973, nr. 9, p. 21-25 ;
- 95.-Piscaglia D., Cavagnaro L. La locomotive electrique a voyageurs, E-444005 des chemins de fer italiens de l'etat (FS). Revue generale des chemins de fer, 1976, nr. 3., p. 169-170 ;
- 96.-Ponner I. Electronica industrială. Ed. did. și ped. București 1973.
- 97.-Popovici D. Calculul energiei necesare la funcționarea vehiculelor autonome comandate în impulsuri. Electrotehnica 26, nr. 5, 1978, p. 170-174 ;
- 98.-Popovici D. Probleme specifice ale recuperării energiei prin frânare la vehicule urbane comandate în impulsuri. Rev. transporturilor și telecomunicațiilor, nr. 2, p. 99-103 ; 1980.
- 99.-Popovici D., Scăreanu P. Determinarea caracteristicilor variatorului de tensiune continuă, pentru valori impuse curentului de sarcină. Bul. știin. și tehnic al IPT. Tom. 11/35, fasc. 2., 1976, p. 185-186 ;
- 100.-Popovici D., Scăreanu P. Stabilirea parametrilor conducerii variatorului de tensiune continuă pentru funcționarea unei mașini de curent continuu. Bul. știin. și tehnic al IPT Tom. 22(36), fasc. 1, 1977, p. 174-176 ;

- 101.-Popovici D., Scăreanu P. Schemă de acționare electrică a unui vehicul autonom cu mașină de c.c. cu excitație separată. BREVET OSIL. 73732/29.05.1978 ;
- 102.-Popovici D. Recovery of the electric energy when braking DC electric drives. Proceedings of the 2-nd Conference of electrical drives May 1980 Cluj Romania ;
- 103.-Reimers E. Design analysis of multi-phase DC-chopper motor drive. IES Conference record of fifth annual meeting of Ind. and G. applications Group, 1970, p. 587-595 ;
- 104.-Robinson C.E. Redesign of DC-Motors for applications with thyristor power supplies. IES Trans. Ind. and G. applications, 1968, nr. 4, p. 503-514 ;
- 105.-Rijkov A., Firțev M. O velicine vozmojnih pereapriajenii v kondensatornoi sheme zapirania tiristora. Izvestia VUZ Elektromekhanika, 1971, nr. 1., p. 93-95 ;
- 106.-Richter J. Automatischer Entwurf von Pulsstellerantrieben. Elektrik, 1970, nr. 7, p. 392-395 ;
- 107.-Richter R. Magini electrice. Vol. I. Ed. tehn. București, 1958 ;
- 108.-Runge W. Die Entladedaten von Bleibatterien und ihr Einfluss auf die Optimierung des Speicheranteils von Elektrofahrzeugen. ETZ-A, 1973, nr. 2, p. 83-86 ;
- 109.-Sachs K. Elektrische Triebfahrzeuge. Springer Verlag, Wien-New-York, 1973 ;
- 110.-Sahinkaya Y., Srinidhar R. Minimum energy control of a class of electrically driven vehicles. IES Trans. Automatic Control, 1972, nr. 1, p. 1-6 ;
- 111.-Scăreanu P., Popovici D. Schemă de acționare a unui vehicul autonom cu mașină de c.c. cu excitație serie. BREVET OSIL. 73833/29.05.1978 ;
- 112.-Schienan R., Wilkes E., Jordan H. Solid state control of electric drives. Proceeding of IES, 1974, nr. 12, p. 1640-1643 ;
- 113.-Sebastian L. Automatica. Ed. tehnica București, 1973 ;
- 114.-Serdicov I.P., Feldman L.M., Fedosev V... Novije prinčipî postroenia shem upravlenia ručnicinim akumul'jornimi elektrovozami. VUZ Elektromekhanika, 1970, nr. 9., p. p. 995-998 ;
- 115.-Sevschenko I.V., Arzamaštev ...V. Tiristornîe impulsnîe i invertornîe preobrazovateli dlia pitania vozmogatel'nykh ŧepej elektriceskovo postoianno postoiannovo toka. Elektr. i elektro. 1971, nr. 1, p. 26-31 ;
- 116.-Sliwa H. Anfahrtdynamik eines Kfz auf Belge mit Berücksichtigung des charakteristischen. Elektrische Masch., 1970, nr. 4, p. 91-94 ;

- 117.-Snively M.D., Robinson P.B. Measurement and calculation of DC machine armature circuit inductance. AIEE proceedings, 1950, vol. 69 ;
- 118.-Stoliarenko L.I., Pozniak V.I. Vlianie impulsnovo zarjadnovo toka na nekotorie karakteristiki tiazovih akumulatorov tabletocinnoi konstrukcii. Elektrotshnika, 1976, nr. 12, p. 45-47 ;
- 119.-Străinescu I. Variatoare de curent continuu cu tija soare pt. traciunea electrică. In: Inzh. 1974, 1974, nr. 29, p. 71 ;
- 120.-Străinescu I. Contribuții la tehnica automatizate optime de acționare curent continuu-curent continuu, în traciunea electrică, cu aplicație în traciunea urbană în RSR. Teza de doctorat. I.P.B. București, 1974 ;
- 121.-Sora I. Determinarea pe cale analitică a caracteristicilor și regimii de curgere în conductoare. In: Inzh. 1971, nr. 12, p. 441-444 ;
- 122.-Takashi A., Shoji T., Koichi M., Kazuo M., Takahito K. Newly developed thyristor equipment for electric rail-cars. IEEE Trans. Ind. and G. Applications, 1973, nr. 3., p. 302-309 ;
- 123.-Teodorescu D. Sisteme automate. Ed. Tehnică București, 1975 ;
- 124.-Tham S. Das quasistationäre Betriebsverhalten eines Drehstrompulswandlers bei Impulsbetrieb. In: Inzh. 1970, Nr. 11, 1970, p. 479-482 ;
- 125.-Tikhonov A.I., Kuznetsov A.V., Golovinskiy A.I. Analiz i dizain preobrazovatelykh ustroystv i spetsialnykh spodvij-novye ustroystva. Elektrotshnik. 1971, nr. 1., p. 27-22 ;
- 126.-Trutt F.O., Erdelyi L.A., Hopkins R.D. Representation of the magnetization characteristics of DC machines for computer use. IEEE Transactions on PAS, 1971, nr. 3, p. 665-669 ;
- 127.-Tröger K. Selbstgeführter mit einem einphasigen Drehstrom oder Gasenladungsstrecken arbeitender Gleichrichter in Parallelschaltung. In: Inzh. 1933, vol. 103, 1936 ;
- 128.-Van Eck R.E., Grief A. The BEMF car system: a new philosophy. IEEE Trans. Ind. and G. Applications, 1974, nr. 5, p. 553-557 ;
- 129.-Van Eck R.E. The separately excited motor system applied for DC and single phase AC multiple train systems

and electrified rail cars. Trans. IEE Trans. Ind. and G. applic. vol. 11, no. 11, p.643 - 649; 650-657 ;

130.-Wagner R. Antriebstechnik für elektrische Bahnen, no.11, p.691-694 ;

131.-Wagner R. Möglichkeiten der Nutzung von Gleichstromtriebfahrzeugen. Siemens Zeitschrift, 1974, no.46, p.692-699 ;

132.-Wagner R. Thyristortechnik für elektrische Bahnen. Zeit-schrift, 1974, nr.19, p.722-723 ;

133.-Wagner R., Polski A. Batteriebetriebene elektrische Strom-steuerung über Siliziumthyristoren. Elektrische Bahne, 1964, Bd.35, p.10-101.

134.-Wasserab Th. Über den energetischen Wirkungsgrad von elektri-schen Antrieben. Elektrische Bahnen und Maschinenbau, 1972, Bd. 89, p.275-283 ;

135.-Weigel H.D. Mahzyklen für Stadtbahnverkehr im Gleichstrom-antrieb und Methoden ihrer Realisierung. Elektrische Bahnen, 1973, nr.4, p.142-146 ;

136.-Weinrich G., s.a. Systeme de regulation de vitesse en procece rapide. Vol.I.-II. Editions de la Reunification, 1970 ;

137.-Wouk V. High efficiency, high power, low inductivity thyristor chopper for electronic motor drive systems. IEE Conference Record on Power Electronics of Ind. and G. applic. vol. 11, no. 11, p.643 - 649 ;

138.-Zaitsev N.P., Gacik A.I., Mihaev A.I. Konstruktsiya i dvuh-pozitsionno reguliruyemykh elektronnykh posle-dovatel'nykh visokoskhnostnykh dvigatel'nykh apparatov. Elektrika, 1974, nr. 11, p.1201-1202 ;

139.-Zeccola R., Weiser E. Thyristor based chopper drive system for transportation applications. Trans. IEE Trans. Ind. and G. applications, 1969, vol. 11, no. 11, p.643 - 649 ;

140.-x x x -Thyristorníe preobrazovatel'nye ustroystva, 1970.-

141.-x x x -Toshiba News- Tokyo, 1970 ;

142.-x x x -FREQUENCY THYRISTOR DRIVES, 1974 ;

143.-x x x -Protocol Contract Cat. GLE-1974, no. 11, p.643 - 649 "otor" Timisoara.-