

MINISTERUL EDUCATIEI SI INVATAMINTULUI
INSTITUTUL POLITEHNIC "TRAIAN VUIA" TIMISOARA

Ing. TIBERIU NERODEA

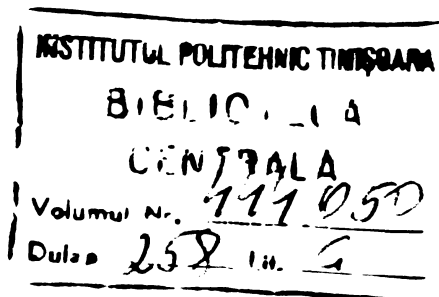
T E Z A D E D O C T O R A T

STUDII SI SOLUTII PRIVIND ALIMENTAREA SI FUNCTIONAREA
SERVICILOR AUXILIARE LA LOCOMOTIVELE ELECTRICE

Conducător științific

Prof.dr.ing. EUGEN SERACIN

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

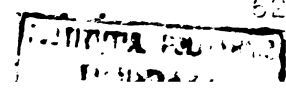


1 9 8 2

C U P R I N S

INTRODUCERE	6
Cap.1. SOLUTII PENTRU ALIMENTAREA SERVICIILOR AUXILIARE FOLOSITE LA LOCOMOTIVELE ELECTRICE	10
1.1. Componenta serviciilor auxiliare ale locomotivelor electrice, și problemele ridicate de acționarea lor	11
1.2. Acționarea serviciilor auxiliare cu motoare de cu- rent continuu.	12
1.3. Acționarea cu motoare de curent alternativ cu colector.	14
1.4. Acționarea cu motoare asincrone monofazate cu fază auxiliară cu condensator.	14
1.5. Acționarea cu motoare asincrone trifazate standard	15
1.5.1. Alimentarea serviciilor auxiliare de la convertizor rotativ compus dintr-un motor de curent continuu și generator sincron trifazat.	16
1.5.2. Convertizor tip ASEA	17
1.5.3. Alimentarea serviciilor auxiliare de la convertizor Arnou.	19
1.5.4. Alimentarea serviciilor auxiliare cu convertizoare statice cu tiristoare.	20
1.5.5. Alimentarea fazei a treia a motoarelor asincrone trifazate prin condensator.	21
1.5.6. Alimentarea fazei a treia de la convertizor static mono-trifazat.	24
1.6. Concluzii.	25
1.7. Bibliografie la cap.1.	26
Cap.2. STUDIUL SOLUTIEI FOLOSITE PENTRU ALIMENTAREA SER- VICIILOR AUXILIARE LA LOCOMOTIVA ELECTRICA DE 5100 kW.	28

2.1.	Alimentarea motorului asincron trifazat de la o rețea monofazată cu condensator.	28
2.2.	Determinarea relațiilor de calcul ale circuitului de alimentare pentru ca regimul motorului să fie simetric.	29
2.3.	Calculul componentelor simetrice.	33
2.4.	Grupe de motoare alimentate în paralel prin aceeași capacitate.	37
2.4.1.	Verificarea modului de repartizare al curentului de succesiune inversă între motoarele serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW.	38
2.5.	Influența regimului nesimetric de alimentare asupra funcționării motoarelor asincrone trifazate de pe locomotiva electrică de 5100 kW.	40
2.5.1.	Cauzele apariției nesimetriei la alimentarea serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW.	40
2.5.2.	Influența regimului nesimetric de alimentare asupra încălzirii statorului motorului asincron trifazat.	42
2.5.3.	Curentul de succesiune inversă în rotorul motorului asincron trifazat.	45
2.5.3.1.	Analiza schemei echivalente a motorului asincron trifazat pentru componenta de succesiune inversă.	45
2.5.3.2.	Refularea curentului de succesiune inversă în rotorul cu colivie dublă.	48
2.5.3.2.1.	Calculul pierderilor suplimentare produse de curentul de succesiune inversă în rotorul cu colivie dublă al motorului AMV 1.	51
2.5.3.3.	Refularea curentului de succesiune inversă la motoarele având colivia realizată cu bare înalte	53
2.5.3.3.1.	Calculul pierderilor suplimentare produse de curentul de succesiune inversă în colivia cu bare înalte a motorului pentru acționarea compresorului (tip MCIE) de pe locomotiva electrică de 5100 kW.	59
2.6.	Pornirea motorului asincron trifazat alimentat de la o rețea monofazată.	62
2.6.1.	Diagrama loc geometric a componentelor simetrice de tensiune în timpul pornirii.	62



2.6.1.1. Diagrama loc geometric a componentelor simetrice în timpul pornirii motorului cu colivie simplă.	63
2.6.1.2. Diagrama loc geometric a componentelor simetrice în timpul pornirii motorului cu colivie dublă.	70
2.6.1.3. Pornirea primei grupe de motoventilatoare pentru motoarele de tracțiune ale locomotivei electrice de 5100 kW /2.12/.	73
2.6.1.4. Pornirea celei de a doua grupe de motoventilatoare de pe locomotiva electrică de 5100 kW.	76
2.6.1.5. Pornirea compresoarelor de pe locomotiva electrică de 5100 kW /2.12/.	78
2.6.2. Determinarea admitanței de defazare sau a configurației schemei de alimentare pentru ca pornirea să se desfășoare cât mai apropiat de pornirea cu alimentare simetrică.	82
2.6.2.1. Circuit de pornire format din capacitate și rezistență în paralel /2.11/.	82
2.6.2.2. Modificarea configurației schemei de alimentare la pornire.	86
2.6.3. Cuplul dezvoltat de motorul asincron alimentat monofazat cu condensator.	89
2.7. Concluzii.	97
2.8. Bibliografie.	98
Cap.3. MODELUL ANALOGIC AL MOTORULUI ASINCRON.	100
3.1. Ecuațiile motorului asincron sub formă matricială.	101
3.2. Definirea vectorului reprezentativ.	103
3.3. Ecuațiile mașinii asincrone în sistemul de axe de coordonate α, β rotitor cu viteza unghiulară ω_k	105
3.4. Ecuațiile motorului asincron în sistemul de unități relative.	114
3.5. Rezolvarea ecuațiilor diferențiale cu ajutorul calculatorului analogic.	119
3.6. Asupra-modului de calcul al cuplului electromagnetic dezvoltat de motor.	122
3.7. Înlăturarea tensiunii de eroare din expresia fluxului	124

3.8.	Concluzii.
3.9.	Bibliografie.
Cap.4.	STUDIEREA SISTEMULUI DE ALIMENTARE AL SERVICIILOR AUXILIARE DE PE LOCOMOTIVA ELECTRICA DE 5100 KW FOLOSIND MODELAREA ANALOGICA.
4.1.	Modelul analogic al sursei pentru alimentarea serviciilor auxiliare.
4.2.	Calculul analogic al componentelor simetrice.
4.3.	Realizarea modelului analogic al motorului asincron
4.4.	Funcționarea serviciilor auxiliare alimentate cu tensiune variabilă.
4.5.	Concluzii.
4.6.	Bibliografie.
Cap.5.	SOLUTII NOI PENTRU ALIMENTAREA SERVICIILOR AUXILIARE ALE LOCOMOTIVELOR ELECTRICE
5.1.	Convertizor static pentru numărul de faze.
5.1.1.	Modelarea analogică a alimentării motorului asincron de la convertizorul static pentru numărul de faze.
5.2.	Convertizor mono-trifazat cu frecvență fixă și ten- siune de ieșire stabilizată.
5.2.1.	Modelarea alimentării motorului asincron de la in- vertorul cu frecvență fixă și tensiune de ieșire stabilizată.
5.2.2.	Inregistrarea curentului preluat de motorul asincron alimentat de la invertor cu frecvență fixă și ten- siune de ieșire stabilizată.
5.2.3.	Traietoriile vectorilor reprezentativi ai tensiuni- lor și curenților în cazul alimentării motorului asincron de la invertorul cu frecvență fixă și ten- siune de ieșire stabilizată prin modificarea unghi- ului de conducție.
5.2.4.	Trasarea familiei de caracteristici mecanice ale motorului S5Ue 44b alimentat de la invertorul cu frecvență fixă și tensiune de ieșire stabilizată

prin modificarea unghiului de conducție.	171
5.2.5. Funcționarea și comutația invertorului cu unghi de conducție variabil.	172
5.3. Convertizor mono-trifazat cu frecvență și tensiune variabilă.	176
5.3.1. Dispozitivele de comanda ale convertizorului mono- trifazat.	180
5.3.2. Comutația.	193
5.4. Concluzii.	200
5.5. Bibliografie.	201
Cap.6. EXPERIMENTĂRI	204
6.1. Măsurători pe locomotiva electrică de 5100 kW.	204
6.2. Oscilografiera pornirii serviciilor auxiliare cu ajutorul circuitului de pornire conform invenției autorului nr. 66117 /2.11/.	216
6.3. Experimentarea soluțiilor noi pentru alimentarea serviciilor auxiliare, propuse de autor în cap.5	219
6.3.1. Experimentarea convertizorului static pentru nu- mărul de faze.	219
6.3.2. Experimentarea invertorului din fig.5.13.	221
6.3.3. Convertizor mono-trifazat cu frecvență și tensiune variabilă.	221
6.4. Concluzii.	221
Cap.7 CONSIDERĂȚII FINALE.	223
7.1. Concluzii finale.	223
7.2. Contribuții originale ale autorului.	224

I N T R O D U C E R E

Teza de doctorat " STUDII SI SOLUTII PRIVIND ALIMENTAREA SI FUNCTIONAREA SERVICIILOR AUXILIARE LA LOCOMOTIVELE ELECTRICE " tratează problema acționării serviciilor auxiliare la locomotivele electrice, realizată cu motoare asincrone trifazate, în condițiile specifice ale alimentării de la rețeaua monofazată de tracțiune. Elaborarea acestor studii a fost impusă de faptul că la locomotiva electrică de 5100 kW, construită la Intreprinderea Electroputere Craiova și aflată în exploatare la Căile Ferate Române și a altor țări, au apărut probleme în exploatare, nerezolvabile cu ajutorul cunoștințelor teoretice existente în literatura de specialitate.

Importanța rezolvării acestor probleme rezultă din faptul că, serviciile auxiliare constituie o componentă vitală a locomotivelor electrice, de a căror bună funcționare depinde siguranța și fluenta circulației și disponibilitatea locomotivelor pentru exploatare.

Motoarele asincrone de acționare a serviciilor auxiliare sînt alimentate la locomotiva electrică de 5100 kW monofazat, cu condensator de defazare pentru faza treia. Acest mod de alimentare ridică probleme deosebite, din punct de vedere al simetriei curenților în timpul pornirii și datorită variației tensiunii de alimentare.

Pornind de la cunoașterea problemelor care trebuiau rezolvate și a soluțiilor oferite de literatură, autorul și-a orientat cercetările în două direcții : prima, în studierea mai aprofundată a modului de alimentare existent pe locomotiva electrică de 5100 kW, finalizată prin elaborarea unei soluții noi de pornire și a doua, pentru oferirea de alte soluții noi, bazate pe convertizoarele cu tiristoare, concretizată prin elaborarea prototipului.

Pe baza studiilor teoretice, realizate în cadrul preocupărilor din prima direcție, autorul a reușit să aducă, în afara unui aport la îmbogățirea literaturii din acest domeniu /2.9,2.10,2.11,2.12/ și o soluție mult îmbunătățită pentru pornire, brevetată ca invenție cu numărul 66117, aflată în exploatare pe mai multe locomotive de la depoul C.F.R. Brașov. Rezultatele studiilor s-au utilizat la verificarea situației actuale, existente pe locomotiva electrică de 5100 kW, concluzionîndu-se recomandări pentru o eventuală reproiectare a acționării serviciilor auxiliare, folosind soluția cu condensator

de defazare.

Soluția de alimentare folosind convertizor cu tiristoare, deși mult mai scumpă, prezintă avantaje tehnice, încât este preferată de unele firme constructoare de locomotive electrice, printre care și Intreprinderea Electroputere Craiova, care urmează să o utilizeze pe locomotivele electrice de 5100 kW și ramele electrice de 1870 kW. Pe baza studiilor efectuate, prezentate în rezumat în teză, un colectiv condus de autor a realizat prototipul convertizorului.

În domeniul invertoarelor de tensiune, piesa de bază a convertizorului cu tiristoare, există publicate un număr mare de lucrări. În aceste lucrări, realizate în urma unor ample cercetări, pentru care s-au cheltuit sume importante, nu este dezvăluit tot ceea ce este necesar pentru realizarea unor invertoare fiabile și competitive. Autorul a completat cu cercetări proprii cunoștințele obținute din literatura de specialitate, în vederea realizării unui convertizor corespunzător alimentării serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice.

Pe plan mondial, acționarea serviciilor auxiliare ale locomotivelor electrice este rezolvată diferit, de către diferite firme constructoare de locomotive. Ca tendință modernă, comună majorității firmelor constructoare de locomotive electrice, este utilizarea motoarelor asincrone alimentate de la convertizoare. În cazul utilizării convertizoarelor pe baza altor principii decât al invertoarelor cu tiristoare, nu se poate asigura o alimentare simetrică iar pornirea se face în general cu dificultăți.

În privința soluțiilor de alimentare, folosind convertizoare cu tiristoare, nu există suficiente informații privitoare la ansamblul de probleme pe care le-a ridicat acest mod de alimentare utilizatorilor lui.

Pe baza cunoașterii nemijlocite a problemelor de exploatare, cu care s-au confruntat firme constructoare ca ASEA, Traction Union, Rade Končar și societăți de căi ferate ca CFR, ZTP Belgrad, etc. autorul apreciază că soluțiile preconizate în teză prezintă interes și pentru aceste firme, fiind soluții pentru unele litigii pe care le-a avut firma ASEA cu firmele beneficiare de licențe.

Materialul tezei de doctorat este organizat în șapte capitole, a căror conținut este prezentat pe scurt în cele ce urmează.

În capitolul 1 se face o trecere în revistă a soluțiilor mai cunoscute, folosite de constructorii de locomotive pentru alimentarea

serviciilor auxiliare, selectate pe baza experienței practice a autorului. Tendința acționării serviciilor auxiliare cu motoare asincrone standard este ilustrată prin mai multe exemple, prezentându-se detaliat serviciile auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW.

În capitolul 2 se analizează soluția de alimentare monofazată, cu condensator, a motoarelor asincrone trifazate pentru acționarea serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW. Autorul a stabilit un ansamblu de relații și metode cu ajutorul cărora se studiază comportarea motoarelor alimentate conform acestei soluții. Acestea sînt: Relații de dimensionare a circuitului de alimentare valabile pentru orice regim (pornire sau funcționare); calculul componentelor simetrice de tensiune și curent; construirea diagramelor loc geometric pentru componentele simetrice în timpul pornirii avînd ca parametru alunecarea; calculul pierdrilor suplimentare produse de curentul de succesiune inversă în stator și rotor; calculul cuplului dezvoltat de motorul alimentat nesimetric; construirea caracteristicilor mecanice pentru un motor cu un anumit circuit de pornire. Toate relațiile deduse sînt folosite pentru verificarea situației existente pe locomotiva electrică de 5100 kW. Studiile efectuate au permis autorului găsirea unei soluții superioare pentru circuitul de pornire, brevetată ca invenție cu numărul 66117 și mai multe idei pentru o eventuală reproiectare.

Ecuatiile mașinii asincrone, proiectate pe axele unui sistem ortogonal de coordonate, scrise în capitolul 3, au servit la realizarea unei scheme structurale numită "Modelul analogic al motorului asincron". Forma practică a modelului analogic al motorului asincron s-a adoptat după ce autorul a eliminat dezavantajele apărute la simpla transpunere a ecuațiilor în blocuri analogice, aducînd contribuții originale. Acest instrument de calcul "Modelul analogic al motorului asincron" este necesar studiilor din capitolele următoare.

Capitolul 4 este destinat analizării, cu ajutorul tehnicii analogice, pornirii unui motor asemănător cu motorul AMV.1, alimentat monofazat. Autorul a realizat modelul analogic al motorului asincron și al sursei de alimentare cu ajutorul cărora a ridicat o familie de caracteristici mecanice. Cu ajutorul unui dispozitiv de calcul a componentelor simetrice s-a înregistrat variația componentelor simetrice în timpul pornirii.

Capitolul 5 prezintă rezultatele obținute de autor în cadrul preocupărilor de a oferi soluții noi de alimentare a serviciilor auxiliare, bazate pe convertizoarele cu tiristoare. Autorul a avut în vedere trei posibilități de realizare a alimentării.

1. Convertizor pentru numărul de faze, realizat cu un invertor de tensiune sincron cu rețeaua, furnizînd o tensiune defazată cu 90° el. Prin combinarea tensiunii rețelei cu cea obținută de la invertor se obține un sistem trifazat simetric.

2. Redresor necomandat, circuit intermediar de curent continuu, invertor trifazat de tensiune. Invertorul funcționează cu frecvență fixă iar pentru stabilizarea tensiunii de ieșire este prevăzut cu unghi de conducție reglabil.

3. Redresor comandat, circuit intermediar de curent continuu, invertor trifazat de tensiune cu frecvență variabilă. Această soluție oferă posibilitatea, unui reglaj complet static al tensiunii de ieșire, pornirea tuturor grupelor concomitent cu curent constant și o tensiune de ieșire cu conținut redus de armonici superioare. Soluția, cu acordul tuturor factorilor interesați, a fost aleasă de către autor pentru echiparea în viitor a locomotivelor și ramelor electrice ce se vor fabrica la ELECTROPUTERE Craiova.

În capitolul 6 sînt prezentate unele rezultate experimentale, utile pentru confirmarea deducțiilor teoretice.

Capitolul 7 este destinat concluziilor finale și evidențierii contribuțiilor autorului.

La realizarea tezei de doctorat precum și a întregii pregătiri am beneficiat de îndrumarea deosebit de binevoitoare și competentă a tovarășului profesor dr. ing. Eugen Seracin. D-sale îi sînt profund recunoscător și îi aduc vii mulțumiri.

Din partea tovarășilor, ing. Costin Rădulescu, director CCSIT Electroputere, ing. Sergiu Stamate și ing. Paul Stavarache și a unor colegi de la IEPC și CFR am beneficiat de larg sprijin, lucru pentru care le mulțumesc călduros.

Capitolul 1.

SOLUTII PENTRU ALIMENTAREA MOTOARELOR SERVICIILOR AUXILIARE FOLOSITE LA LOCOMOTIVELE ELECTRICE

Printre cele trei sisteme de tracțiune, utilizate de către societățile de căi ferate, tracțiunea electrică ocupă locul cel mai important. Tracțiunea electrică reprezintă soluția cea mai avantajoasă, din punct de vedere economic, pentru liniile cu trafic intens și rampe mari. În viitor ea se va extinde și mai mult datorită penuriei mondiale de combustibili lichizi.

Etapetele prin care a trecut tracțiunea electrică, în cursul dezvoltării ei, sînt următoarele:

- Tracțiunea în curent continuu.
- Tracțiunea în curent alternativ cu frecvența de $16\frac{2}{3}$ Hz.
- Tracțiunea în curent alternativ cu frecvența de 50 Hz.

Această ordine se datorează faptului că, pînă la apariția convertizoarelor statice cu tiristoare, motorul cu excitație serie constituia motorul ideal pentru tracțiune.

Aceeași caracteristică mecanică poate obține și motorul cu excitație separată, dacă aceasta este alimentată cu un curent proporțional cu curentul rotoric. Acest lucru se realizează în prezent cu ajutorul redresoarelor comandate, adăugînd avantajele simplității reversării și slăbirii cîmpului.

O altă tendință care se face tot mai simțită pe plan mondial, este utilizarea pentru tracțiune a motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit, alimentat cu frecvență și tensiune variabilă de la invertoare cu tiristoare.

Deși nu mai există nici o justificare tehnică, pentru menținerea sistemelor de tracțiune în curent continuu și în curent alternativ cu frecvența de $16\frac{2}{3}$ Hz, înlăturarea lor este foarte dificilă din motive economice și de trafic. Din această cauză, în unele țări și în prezent electrificarea se face în curent continuu. În unele țări s-au găsit soluții pentru ca electrificarea să se facă pe noile tronsoane în curent alternativ, cu frecvența de 50 Hz, prin construirea de locomotive policurent, capabile să funcționeze cu alimentare în curent continuu și alternativ.

Trecerea în revistă a soluțiilor aplicate pentru alimentarea serviciilor auxiliare, realizată în acest capitol, are ca scop încadrarea soluției analizate de autor printre soluțiile mai vechi, dar care se utilizează și astăzi, cât și în cadrul tendinței mai noi, conform căreia se realizează pe diverse căi sursa de alimentare pentru motoarele asincrone trifazate.

1.1. Componenta serviciilor auxiliare ale locomotivelor electrice și problemele ridicate de acționarea lor.

Serviciile auxiliare ale locomotivelor electrice constau din ventilatoare, pompe, compresoare, corpuri de încălzit și iluminat, etc., menite să ridice parametrii tehnici ai părții de tracțiune, să realizeze siguranța circulației și să îmbunătățească confortul și condițiile de muncă ale personalului. Aceste servicii auxiliare se întâlnesc la toate tipurile de locomotive electrice, având drept caracteristică comună faptul că sînt acționate individual, cu motoare electrice și deosebindu-se prin număr, putere și tipuri de motoare de acționare.

Motoarele de tracțiune funcționează într-o gamă largă de turație și încărcare, lucru care impune răcirea lor forțată. În cazul locomotivei electrice de 5100 kW ventilatoarele pentru motoarele de tracțiune ventilează redresoarele și rezistențele pentru slăbirea cîmpului. La alte locomotive răcirea redresoarelor se face separat. Pentru răcirea transformatorului principal, sînt prevăzute la locomotiva electrică de 5100 kW, o pompă pentru recircularea uleiului și un ventilator.

Rezistențele de frînare sînt răcite cu ventilatoare.

Aerul necesar alimentării conductei generale și pentru acționări pneumatice este furnizat pe locomotiva electrică de 5100 kW de două compresoare care funcționează intermitent, pornesc la $8 \frac{dN}{cm^2}$ și se opresc la $10 \frac{dN}{cm^2}$.

Acționarea ventilatoarelor nu pune probleme deosebite, funcționînd la cuplu constant (variația densității aerului se neglijează) și turație constantă.

Compresoarele funcționează cu intermitență, avînd durata relativă variabilă, funcție de etanșeitarea trenului. Dimensionarea motorului s-a făcut pentru regimul continuu, considerat cel mai greu /1.9/.

Intre serviciile auxiliare și partea de forță (motoare de tracțiune, transformator principal) există o condiționare, încât partea de forță să nu funcționeze, în cazul că serviciile auxiliare care o deservesc nu funcționează. Rezultă astfel importanța fiabilității serviciilor auxiliare pentru buna exploatare a locomotivei.

La locomotiva electrică de 5100 kW, acționarea serviciilor auxiliare se face cu motoare asincrone, alimentate monofazat cu condensator de defazare, conform figurii 18. In condițiile unei astfel de alimentări, toate caracteristicile cunoscute ale motorului asincron trebuie reconsiderate. Autorul a realizat această reconsiderare în cuprinsul capitolului 2, după ce analizând soluțiile aplicate de alte firme constructoare de locomotive, a ajuns la concluzia că soluția utilizată în prezent pe locomotiva românească prezintă, în ciuda unor deficiențe care duc la defectarea motoarelor, avantaje evidente.

1.2. Acționarea serviciilor auxiliare cu motoare de curent continuu

Locomotivele mai vechi, construite înaintea anului 1960, pentru secțiile electrificate în curent continuu, au serviciile auxiliare acționate cu motoare de curent continuu. Pentru micșorarea tensiunii repartizate pe ele, acestea sînt legate mai multe în serie sau alimentate de la un convertizor rotativ. Grupul convertizor este compus de obicei din trei mașini, două motoare legate în serie antrenează generatorul.

La locomotiva policurent 184 DB (funcționează la sistemele 16 kV $16\frac{2}{3}$ Hz ; 25 kV 50 Hz ; 3kV c.c.; 1,5 kV c.c.) serviciile auxiliare sînt acționate cu motoare de curent continuu /1.2/. Atunci cînd locomotiva funcționează pe secțiile electrificate în curent alternativ, tensiunea continuă se obține prin redresarea tensiunii culese de pe înfășurarea serviciilor auxiliare a transformatorului principal. In curent continuu se folosesc invertoare, figura 1.1. iar tensiunea alternativă coborîtă la valoarea necesară este redresată de acelaș redresor. La alimentarea cu tensiune de 220 V, motoarele funcționează cu turație normală, iar la alimentarea cu tensiune de 175 V cu turație mai scăzută.

Convertizorul static constă din două invertoare cu tiristoare

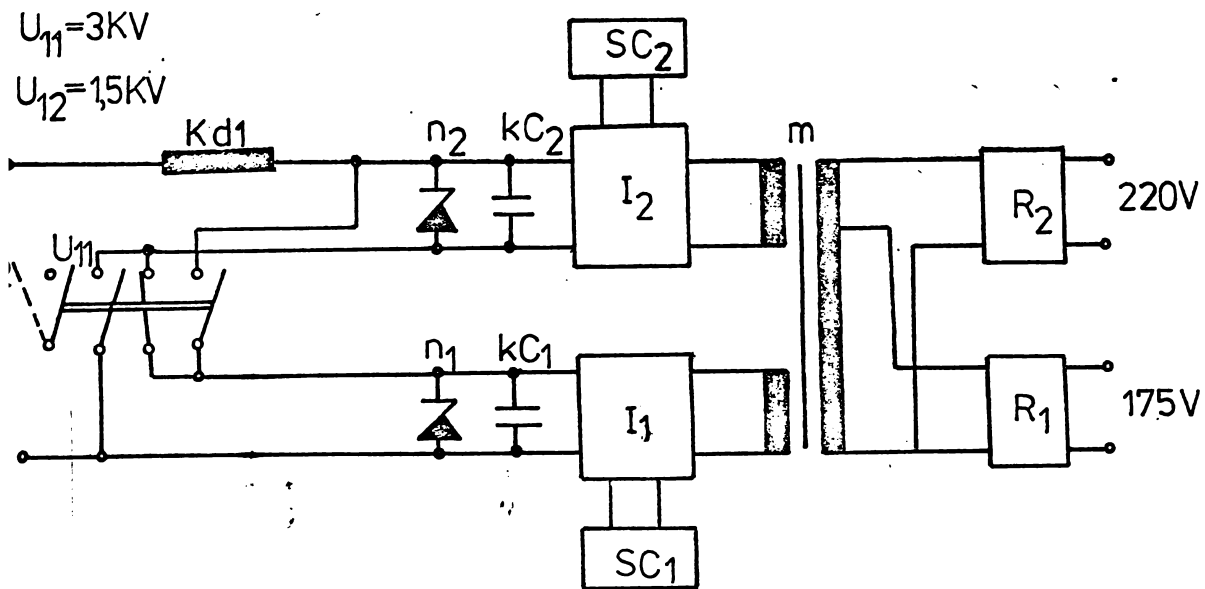


Fig.1.1. Convertizor pentru alimentarea serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice 184 DB. n_1, n_2 -protecție la supratensiuni SC_1, SC_2 - protecție la supracurent ; Kd_1, KC_1, KC_2 - filtru de intrare ; I_1, I_2 -Invertoare ; R_1, R_2 - redresoare.

identice, I_1 și I_2 , care la tensiunea liniei de contact de 3 kV se leagă în serie iar la 1,5 kV se conectează paralel. Filtrul de intrare elimină oscilațiile tensiunii datorate desprinderii pantografului sau de altă natură. Capacitatea mare a filtrului, KC_1, KC_2 constituie sursa din care invertorul acoperă sarcinile bruște.

Protecția la supratensiuni este asigurată de descărcătoarele cu caracteristică de diodă Zener n_1, n_2 , avînd tensiunea Zener de 4,6 kV (legate în serie).

Protecția la supracurent este asigurată de blocurile SC, care scot din conducție tiristoarele invertorului pe principiul stingeri forțate, aplicînd pe acestea tensiunea de pe un condensator.

În figura 1.2 se prezintă invertorul folosit în cadrul convertizorului, invertor în punte cu două pulsuri. Din cauza tensiunii mari la linia de contact, tiristoarele și diodele sînt legate cîte două în serie. Pentru a avea aprinderea simultană a tiristoarelor legate în serie, impulsurile de aprindere sînt furnizate de la secundare diferite ale aceluiași transformator de impuls.

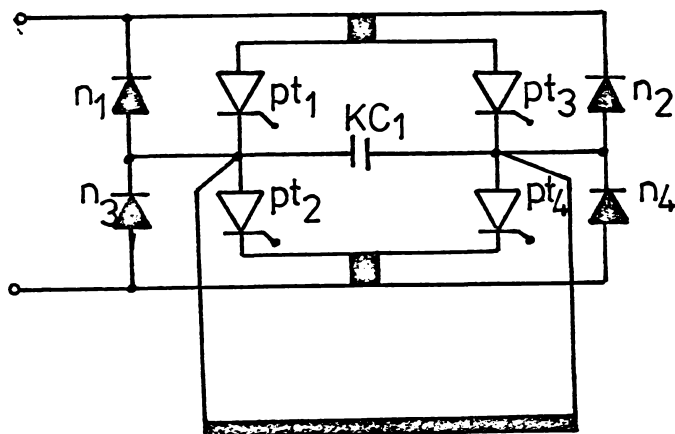


Fig.1.2. Invertor autonom monofazat pentru alimentarea serviciilor auxiliare ale locomotivei 184 DB.

1.3. Acționarea cu motoare de curent alternativ cu colector.

Locomotivele care circulă pe secțiile electrificate cu tensiunea de 16 kV și frecvența de $16\frac{2}{3}$ Hz au serviciile auxiliare, mai ales dacă este necesară o putere mare, acționate cu motoare de curent alternativ cu colector.

La locomotiva cu redresoare Ae 4/4 11 /1.7/, aparținând companiei de căi ferate "Alpes Bernoises", ventilatoarele motoarelor de tracțiune sînt acționate cu motoare de curent continuu, alimentate de la redresor cu diode, ventilatorul redresoarelor pentru motoarele de tracțiune este acționat cu motor de curent continuu cu tensiune mai mare, iar pompa de ulei este acționată cu un motor monofazat cu condensator, figura 1.3. Compresorul este acționat cu un motor de curent alternativ cu colector de 11 kW.

1.4. Acționarea cu motoare asincrone monofazate cu fază auxiliară.

Locomotivele cu tiristoare Bo'Bo', între numerele 611 și 620, ale căilor ferate elvețiene, au serviciile auxiliare acționate cu motoare asincrone monofazate cu fază auxiliară, cu condensator. Tensiunea de alimentare este luată de pe secundarul pentru servicii auxiliare și variază între 180 și 280 V, frecvența $16\frac{2}{3}$ Hz /1.3/.

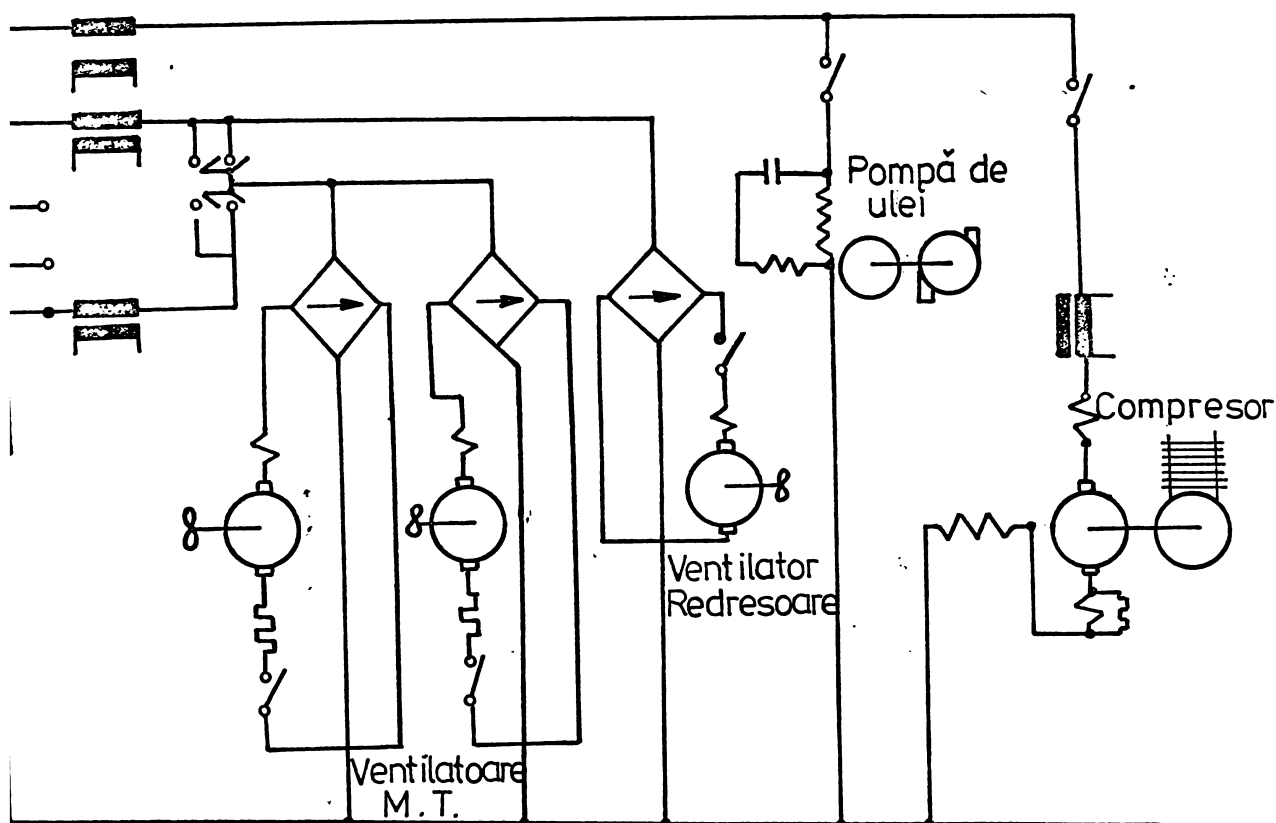


Fig.1.3. Serviciile auxiliare ale locomotivei electrice cu redresoare Ae 4/4 nr.261. aparținând companiei de căi ferate Alpes Bernoises (Berne-Lötschberg Simplon) /1.7/.

1.5. Acționarea cu motoare asincrone trifazate standard.

Datorită costului ridicat al motoarelor speciale și întreținerii costisitoare, există tendința de a folosi pentru acționarea serviciilor auxiliare ale locomotivelor electrice motoare asincrone standard. Motorul asincron, în comparație cu motorul de curent continuu la aceeași putere și turație nominală este de 1,5 pînă la 2 ori mai ușor, momentul de inerție al rotorului este de cîteva ori mai mic iar prețul de cîteva ori mai scăzut. Motoarele asincrone standard sînt bine puse la punct calitativ, producția lor în serie mare fiind optimizată.

Avantajele acționării cu motoare standard, au făcut ca firmele constructoare de locomotive să adopte diverse soluții de alimentare așa fel încît oricare ar fi tensiunea de pe locomotivă să se realizeze un sistem trifazat cu frecvența de 50 Hz.

Se aplică următoarele soluții pentru alimentarea motoarelor asincrone ale serviciilor auxiliare:

- Convertizoare rotative.
- Convertizoare statice.
- Defazarea fazei a treia cu condensatoare.

1.5.1. Alimentarea serviciilor auxiliare de la convertizor rotativ, compus dintr-un motor de curent continuu și un generator sincron trifazat /1.13/.

Soluția a fost aplicată de ASEA la construirea vagoanelor motoare ale trenului electric cu tiristoare tip X1 /1.13/, figura 1.4. Serviciile auxiliare, cu excepția compresorului 12, sînt acționate cu motoare asincrone trifazate alimentate de la un convertizor rotativ, compus dintr-un motor de curent continuu M de 18 kW și generatorul sincron G. Ambele mașini sînt standard.

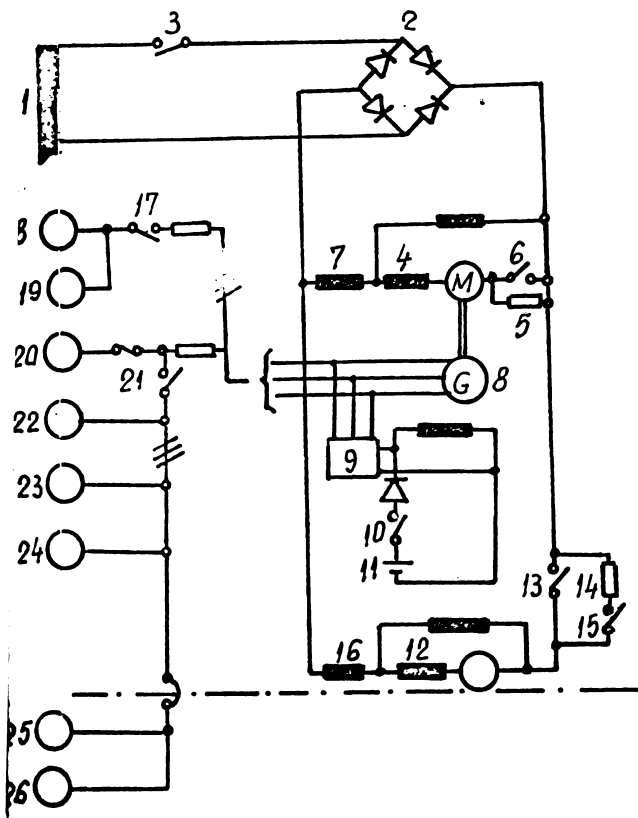


Fig.1.4. Schema serviciilor auxiliare ale trenului electric tip X1 de fabricație ASEA

1. Infășurarea de 230 V a transformatorului principal, 2. Redresorul cu diode, 3. Întrerupător de pornire, 4. Motor de curent continuu, 5. Rezistență de pornire, 6. Contactor de scurtcircuitare a rezistenței de pornire, 7. Bobină de aplatizare, 8. Generator sincron, 9. Redresor de excitație
10. Contactor pentru amorsarea excitației de la baterie, 11. Baterie de 24 V, 12. Motorul compresorului, 13. Contactor

de scurtcircuitare a rezistenței de pornire 14, 14. Rezistență de pornire pentru compresor, 15. Contactor de pornire, 16. Bobină de

aplatisare, 17. Contactor de pornire pentru grupa de ventilatoare 1 (18,19), 18. Motoventilator pentru redresorul cu tiristoare, 19. Motoventilator pentru răcirea transformatorului, 20. Motorul pompei de ulei, 21. Contactor de pornire pentru grupa II-a de motoare, 23 + 26. Motoventilatoare pentru motoarele de tracțiune.

Motorul de acționare al convertizorului are excitație anti-com-pound, datorită căreia turația se păstrează constantă la diferite încărcări. Motorul pornește prin închiderea contactorului 3 cu rezistența de pornire 5, care după terminarea pornirii se scurtcircuitază. Redresorul 2 este alimentat de la înfășurarea la a transformatorului 1 cu tensiunea de 230 V.

Tensiunea alternativă furnizată de generator este reglată de către redresorul comandat 9, care alimentează excitația. Excitarea inițială se face de la bateria 11.

Motoarele serviciilor auxiliare sînt pornite pe rînd, pompa de ulei pornește odată cu convertizorul iar după aceea grupele 1 și 2 de ventilatoare. Compresorul este acționat cu motor de curent continuu de 11,5 kW. Compresorul și convertizorul nu pot porni concomitent.

1.5.2. Convertizorul tip ASEA /1.4/, /1.5/ și /1.12/.

Convertizorul ASEA figura 1.5. este un convertizor dublu, de frecvență, de la $16\frac{2}{3}$ Hz la 50 Hz și de număr de faze.

În principiu, convertizorul constă din două mașini asincrone cuplate mecanic, mașina 6 cu o pereche de poli și rotorul în scurtcircuit și mașina 7 cu două perechi de poli și cu rotorul bobinat. Faza auxiliară a ambelor mașini este alimentată de la aceeași baterie de condensatoare 8. Mașina 6 cu o pereche de poli, funcționează ca motor și antrenează mașina 7 cu o turație de aproximativ 1000 r/min. Statorul generatorului 7 este conectat pentru a produce un câmp magnetic învîrtitor cu sensul de rotație opus sensului de rotație al motorului 6. Turația relativă a câmpului magnetic învîrtitor din generator față de rotor este de aproximativ 1500 r/min, inducînd în rotor o tensiune cu frecvența de 50 Hz. Prin aranjarea fazelor și parțial prin mărirea încărcării se obține un sistem aproximativ simetric de tensiuni.

444 050
258 G

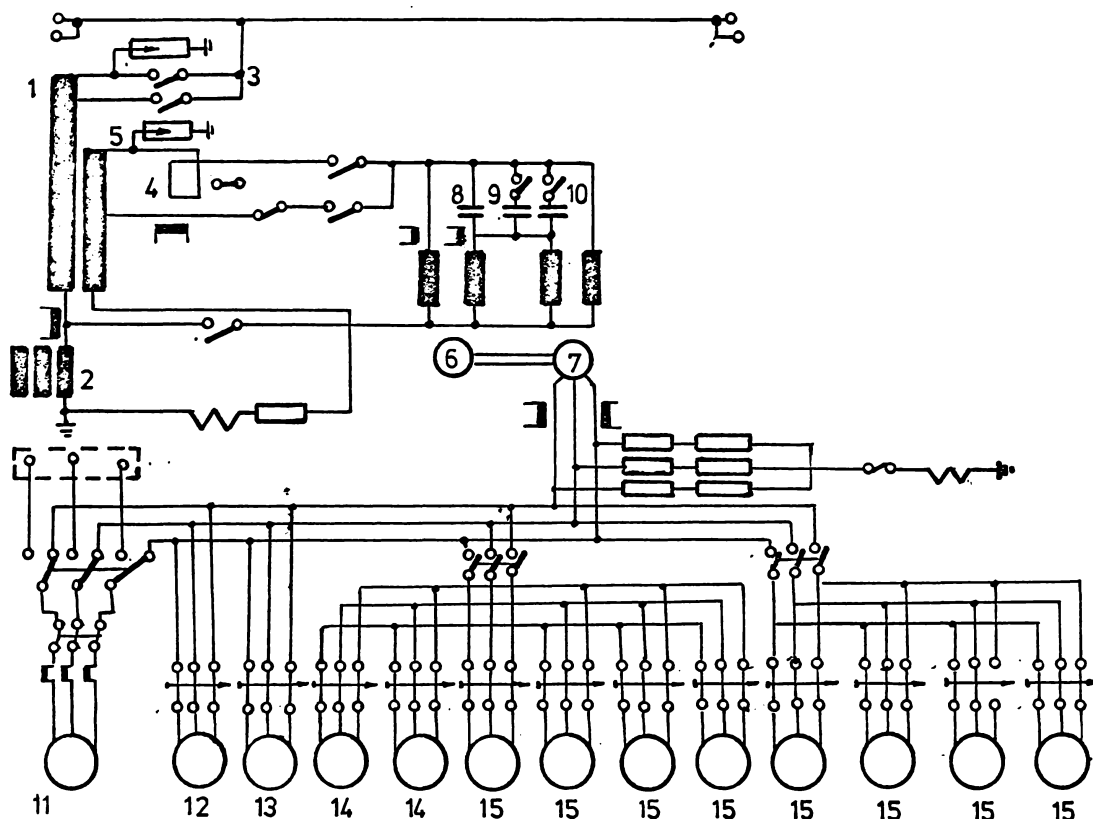


Fig.1.5. Schema serviciilor auxiliare ale locomotivelor electrice cu tiristoare pentru tensiunea de 16 kV, $16\frac{2}{3}$ Hz seriile RC₁, RC₂ și RC₃ de construcție ASEA.

Condensatoarele 8, 9, 10 sînt conectate la pornirea grupului. Cînd convertizorul funcționează în gol sau cu încărcare redusă, alimentarea fazei a treia se face printr-un singur condensator, 8. In cazul sarcinii formate din ventilatoarele 14 și 15 pe lîngă condensatorul 8 se conectează și condensatorul 9.

In mod normal convertizorul este conectat la tensiunea de 224V, borna 4 a transformatorului. Dacă tensiunea la linia de contact scade la 13,5 kV are loc o comutare pe borna de 245 V, borna 5.

Deoarece convertizorul nu poate porni încărcat, pornirea serviciilor auxiliare se face în următoarea ordine:

- Motoarele pompelor de ulei 12 și 13, permanent conectate la bornele convertizorului, pornesc odată cu acesta.

-Motoventilatoarele 14 și 15, primul pentru răcirea transformatorului și redresorului iar celelalte pentru două motoare de tracțiune, pornesc prin conectarea în timpul pornirii convertizorului când s-a atins o anumită tensiune.

-După o temporizare dată de un releu, se conectează ventilatoarele 15 pentru celelalte două motoare de tracțiune.

-Compresorul 11 este prevăzut cu electroventil de descărcare, pentru pornire în gol. Compresorul poate porni după două secunde de la pornirea ultimei grupe de motoventilatoare.

1.5.3. Alimentarea serviciilor auxiliare de la convertizor Arnou

Pe o serie de locomotive construite în U.R.S.S., Cehoslovacia, Franța, R.F.Germania se folosește pentru alimentarea serviciilor auxiliare convertizorul pentru numărul de faze Arnou /1.1/.

Ca exemplu vom prezenta serviciile auxiliare ale locomotivei cu redresoare seria E 211 DB, alimentate de la un convertizor Arnou /1.14/ figura 1.6.

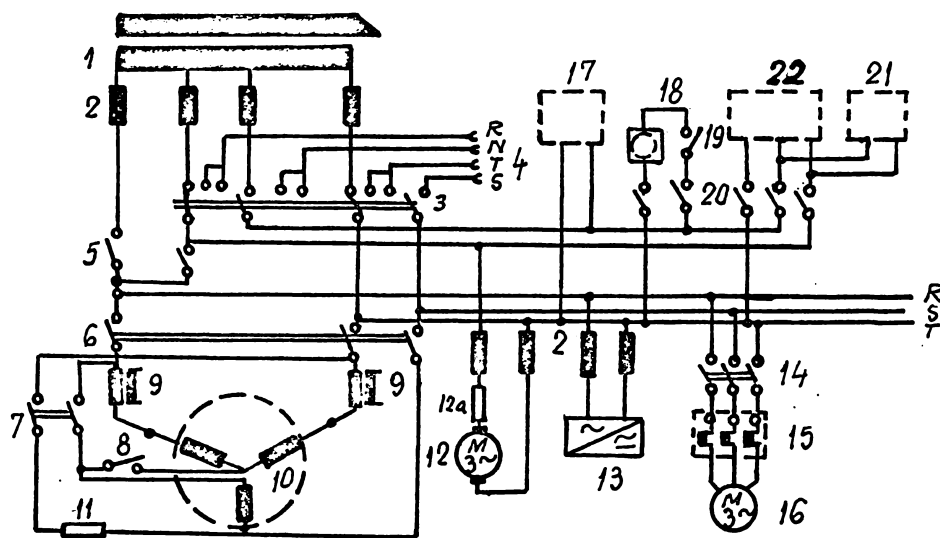


Fig.1.6. Schema serviciilor auxiliare ale locomotivei E 211 DB alimentate de la convertizor Arnou. 1. Transformator principal 2. Siguranțe fuzibile, 3. Comutator de probă în depou, 4. Priză pentru alimentarea din depou, 5. Contactor de reglare pentru convertizorul Arnou, 6. Contactorul principal al convertizorului Arnou 7. Contactor de pornire, 8. Contactor de nul, 9. Transformator de

curent, 10. Convertizor Arnou, 11. Rezistență de pornire, 12. Motor pentru aparatul de comutare, 12a. Rezistență de pornire, 13. Redresor pentru curentul de comandă, 14. Contactor trifazat, 15. Releu termic, 16. Motor asincron trifazat pentru serviciile auxiliare 17. Incălzitor cabină, 18. Plită, 19. Intrerupător pentru plită, 20. Siguranțe automate, 21. Incălzire ferestre, 22. Ventilatoare.

Pornirea convertizorului Arnou 10 se face prin conectarea contactorului 6 și a contactorului de pornire 7. Infășurarea de pornire este alimentată prin rezistența de pornire 11. După ce se atinge turația nominală, contactorul 7 se deconectează, infășurarea de pornire se conectează cu o extremitate, prin contactorul 8 la nul. În această infășurare se induce o tensiune, care servește ca fază a treia, pentru alimentarea motoarelor trifazate ale serviciilor auxiliare.

La modificarea tensiunii la linia de contact grupul Arnou se comută pe alte prize ale transformatorului. Comutarea se face sub sarcină.

Compresoarele sînt prevăzute cu cuplă electromagnetică, motoarele funcționînd continuu.

În /1.6/ se arată că în cazul utilizării convertizorului Arnou nu se obține simetrie perfectă în toate regimurile de funcționare.

1.5.4. Alimentarea serviciilor auxiliare cu convertizoare statice cu tiristoare.

Alimentarea serviciilor auxiliare de la convertizoare cu tiristoare este tendința modernă care se constată la noile construcții de locomotive.

Locomotivele electrice și ramele electrice de construcție recentă, construite în R.F. Germania, sînt echipate cu convertizoare statice cu tiristoare, realizate de mari firme specializate în domeniul convertizoarelor cu tiristoare ca B.B.C. Manheim /1.10/, /1.11/ și /1.18/ sau AEG-Telefunken /1.16/, /1.17/.

Vagoanele motoare ale trenurilor electrice ET 403 și ET 420 au serviciile auxiliare alimentate de la un convertizor static trifazat, alimentat de la bateria de acumuloare. Bateria este continuu

încărcată de la borna de 205 V a transformatorului. Tensiunea la bornele convertizorului este sub formă de impulsuri dreptunghiulare alternative. Tensiunea trifazată este realizată cu ajutorul a trei invertoare monofazate /1.10/, /1.11/ și /1.15/.

În prezent se desfășoară în întreaga lume ample cercetări pentru folosirea motorului asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit, ca motor de tracțiune /1.18/, /1.19/. Un exemplu îl constituie trenul electric BWG, echipat de către AEG-Telefunken. Serviciile auxiliare sînt alimentate cu un inverter de tensiune, figura 1.7.

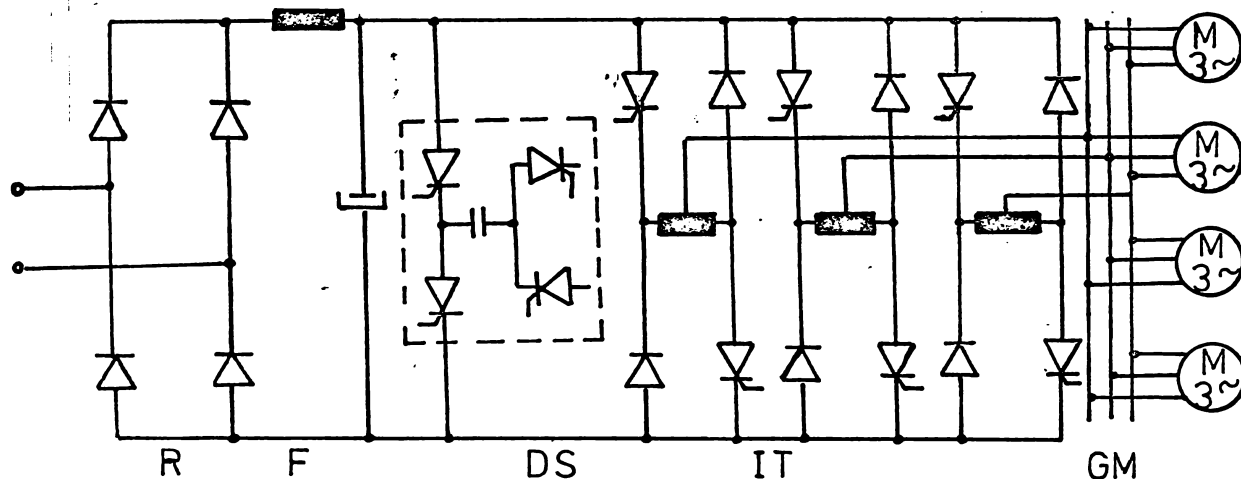


Fig.1.7. Schema inverterului AEG-Telefunken pentru alimentarea unui grup de motoare asincrone. R-redresor monofazat, F-filtru, DS-dispozitiv de stingere, IT-inverter trifazat de tensiune, GM-grup de motoare

1.5.5. Alimentarea fazei a treia a motoarelor asincrone trifazate prin condensatoare.

Locomotivele electrice de 5100 kW construite la ELECTROPUTERE Craiova, după licență ASEA /1.9/ și locomotivele JZ 441 construite în R.S.F.Jugoslavia după licență Traktion Union /1.8/ au serviciile auxiliare acționate cu motoare asincrone, alimentate de la tensiunea monofazată existentă pe locomotivă, faza treia fiind alimentată prin condensatoare.

Intrucît în lucrare ne vom ocupa de problema acționării și alimentării serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW este momentul prezentării detaliate a schemei de alimentare și a

motoarelor utilizate în prezent, figura 1.8.

Alimentarea serviciilor auxiliare se face de la înfășurarea pentru servicii auxiliare și încălzire tren Tl.12, a transformatorului principal, prevăzută cu prize pentru alimentarea motoarelor și reglarea tensiunii de alimentare. La tensiunea liniei de contact de 25 kV tensiunea prizelor este: 386, 460, 662 și 790 V. Domeniul de variație admisibilă a tensiunii la linia de contact este de la 17,3 kV la 29 kV. Intre limitele 17,3 ÷ 23,2 kV motoarele se alimentează de la priza de 460 V, a cărei tensiune variază de fapt între 320 și 430 V iar faza cu condensator se alimentează de la priza de 790 V, care va avea tensiunea cuprinsă între 545 și 745 V. După comutare, care se face în sarcină, tensiunea de alimentare a serviciilor auxiliare variază între 350 și 450 și respectiv 600 și 770 V. Contactorii care realizează reglarea în trepte a tensiunii de alimentare pentru serviciile auxiliare sînt S8.4, S8.5 și S8.6. La tensiunea liniei de contact peste 23,2 kV contactorul S8.5 este închis. Cînd tensiunea liniei de contact scade sub 23,2 kV se închide S8.4, S8.5 deconectînd cu o temporizare. Scurtcircuitarea înfășurării dintre prizele de reglare este evitată de către rezistențele 32 și 33. După deconectarea contactorului S8.5 se conectează S8.6.

Fiecare din cele șase motoare de tracțiune este prevăzut cu cîte un grup de ventilație. Aerul, străbătînd canalul de ventilație spre motor, răcește mai întîi redresorul și rezistențele pentru slăbirea cîmpului. Grupul pentru răcirea forțată a motorului de tracțiune este format din două motoventilatoare, tip AMV 1.1 și AMV 1.2, notate în figura 1.8. cu pozițiile Sl.15, Sl.16, etc. Motoarele au următoarele caracteristici nominale: tensiunea Δ/Y - 220/380 V, curentul 14,2/8,19 A, puterea 4 kW, $\cos \varphi = 0,87$, numărul de perechi de poli - una, rotorul este prevăzut cu dublă colivie.

Răcirea transformatorului se realizează de către pompa de ulei Tl2, care circulă uleiul printr-un radiator, răcit la rîndul său de ventilatorul Tl1. Motorul pompei de ulei are următoarele caracteristici nominale: tensiunea 380 V, curentul 4A, puterea 1.8 kW, $\cos \varphi = 0,85$, numărul de perechi de poli - două. Motorul ventilatorului tip AMV 2.1 are: tensiunea Δ/Y 380/660 V, curentul 22,1/12,75 A, puterea 11 kW, $\cos \varphi = 0,86$ turația $n=1450$ r/min. rotorul este cu bare înalte.

Aerul comprimat necesar alimentării conductei generale și acționărilor pneumatice este furnizat de două compresoare identice, 35.1

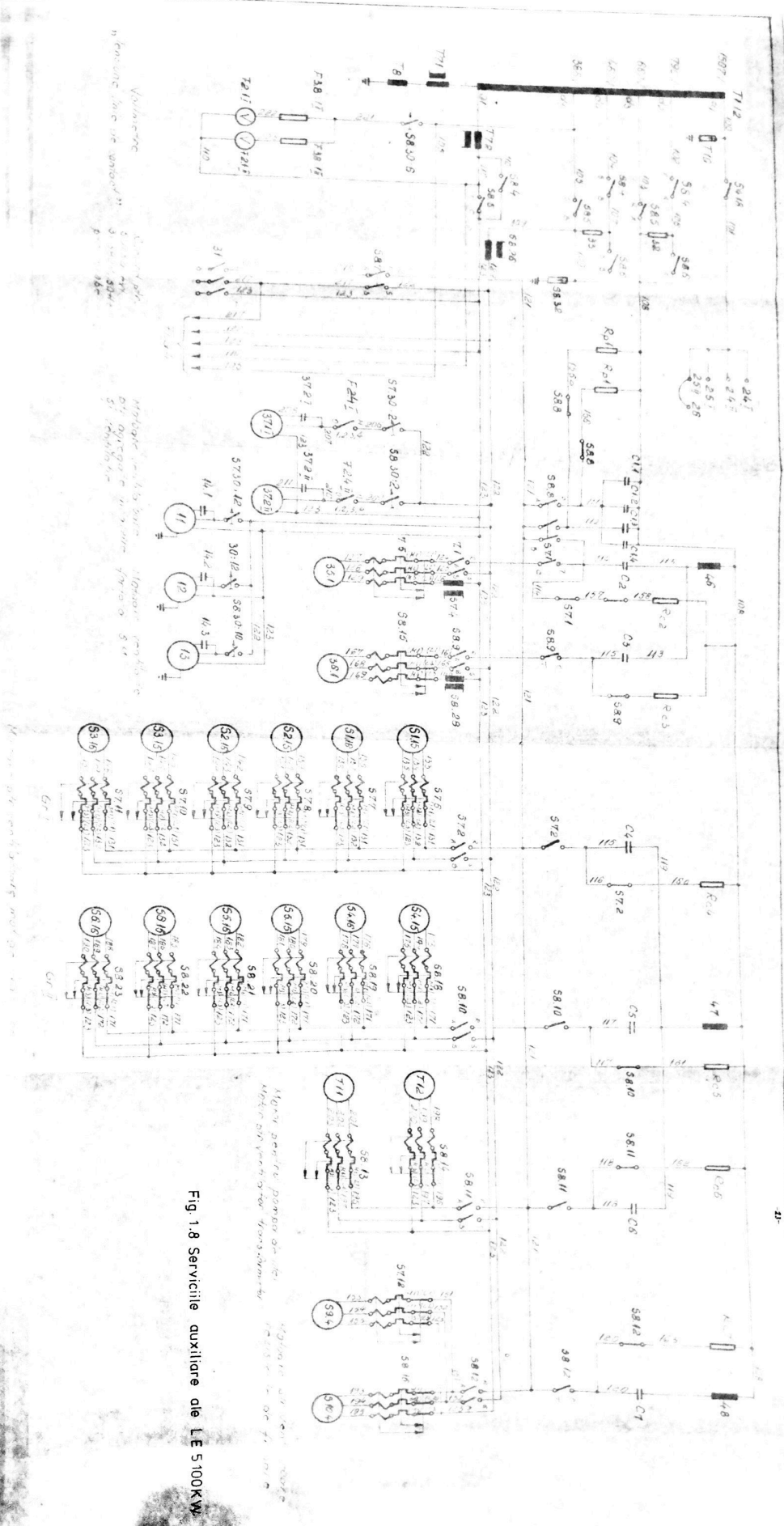


Fig. 1.8 Servizio ausiliario del LE 5100KW

și 36.1, acționate cu motoarele tip MCLE, avînd următoarele caracteristici nominale: tensiunea Δ/Y 380/660 V, curentul 44,2/25,5 A, puterea 22 kW, $\cos\varphi = 0,86$ turația $n=1450$ r/min. rotorul este prevăzut cu bare înalte.

Locomotiva este echipată cu frînă reostatică. Răcirea celor două rezistențe de frînare se face de către motoventilatoarele tip AMV 2.2 pozițiile S9.4 și S10.4, motoarele avînd aceleași caracteristici ca și motoarele tip AMV 2.1.

Așa după cum este prezentat în figura 1.8, la funcționarea normală grupe de motoare de circa 24 kW au faza treia alimentată de la o tensiune mai mare, prin condensator cu capacitatea de $200 \mu F$. La pornire, în paralel cu capacitatea de funcționare se conectează capacitatea de pornire, de $1000 \mu F$, prin conectarea contactorului S8.8. Capacitatea de pornire se realizează din cele patru condensatoare Cl.1 + Cl.4, prevăzute în acest scop, și capacitatea de alimentare a compresorului 1, C2.

1.5.6. Alimentarea fazei a treia de la convertizor static mono-trifazat.

Soluția se folosește pe locomotivele sovietice VL 40 și este superioară soluției cu convertizor Arnou /1.6/, folosită pe acest tip de locomotive pînă la introducerea acestui convertizor. Convertizorul furnizează o tensiune defazată cu 90° el. față de tensiunea monofazată de alimentare.

Conectarea motoarelor asincrone la convertizor este prezentată în figura 1.9.

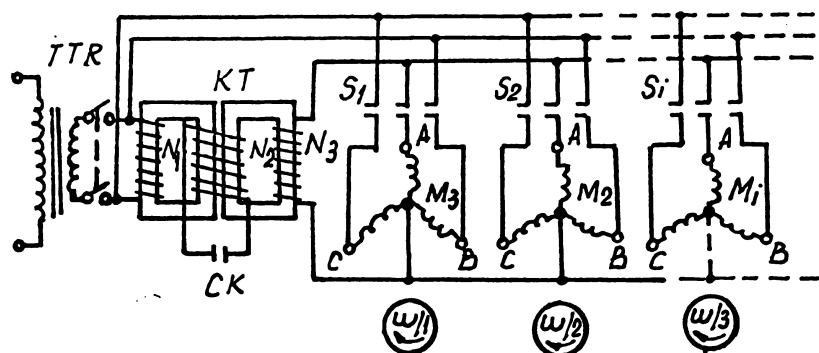


Fig.1.9. Convertizor static mono-trifazat /1.1/, /1.6/.

Puterea serviciilor auxiliare ale locomotivei VL 40 este de 150 kW. Transformatorul convertizorului este dimensionat pentru o putere de 90 kVA, avînd masa de 672 kg. Capacitatea condensatoarelor este de 644 μ F, din care 300 μ F se folosesc numai la pornirea motoarelor sau la scăderea tensiunii cu 25%. Puterea reactivă a condensatoarelor este de 113 kVAR.

La puterea nominală curenții sînt, pe faza A de $1,5 I_N$ iar pe fazele B și C de $0,85 I_N$. Din cauza încălzirii suplimentare a fazei A motoarele nu pot fi încărcate decît la 80-90 % din puterea nominală.

1.6. Concluzii.

1.6.1 Tipul motoarelor pentru acționarea serviciilor auxiliare și modul de alimentare a lor a depins în trecut în mare măsură de felul tensiunii la linia de contact.

1.6.2. Tendința folosirii pentru acționarea serviciilor auxiliare a motoarelor asincrone standard este reliefată pregnant prin exemplele 1.5.1 + 1.5.6. Avantajele utilizării pentru acționarea motoarelor asincrone, prezentate în introducerea la paragraful 1.5, au făcut ca la locomotivele noi să se extindă acest mod de acționare.

1.6.3. Soluția de alimentare a motoarelor asincrone de la convertizoare statice cu tiristoare constituie o tendință modernă, bazată pe caracteristicile tot mai perfecționate ale tiristoarelor și convertizoarelor realizate în prezent. Această orientare apare clar, în afară de paragraful 1.5.4, în /1.18, 1.19 și 5.26/.

1.6.4. Soluția pentru alimentarea serviciilor auxiliare conform figurii 1.8, folosită la locomotivele electrice de 5100 kW de către BIESTROPUTERE, prezintă avantajul că este statică și foarte simplă. Simetria pe care o asigură este comparabilă cu cea asigurată de soluțiile prezentate în paragrafele 1.5.2, 1.5.3, 1.5.5.

În contextul adoptării în viitor a soluției de alimentare cu convertizor static tiristorizat, soluție de care autorul se ocupă în capitolul 5, îmbunătățirile care au rezultat în urma studiului din capitolul 2 rămîn valabile pentru cele peste 500 locomotive fabricate pînă în prezent.

BIESTROPUTERE

1.7. Bibliografie la capitolul 1.

- 1.1. Bednarik, B. Napajanie troifaznych motorov z jednofazovej siete. In: Elektrotechnicky Obzor nr.8, 1974.
- 1.2. Belke, G. și Fahrt, H. Hilfsbetriebe-Wechselrichter für Viersystemlokomotiven. In: B.B.C. Nachrichten nr.5/6, 1971.
- 1.3. Bohli, U.W. Les locomotives a thyristors Bo'Bo' de la serie 4/4-11 nr.611 a 620 de Chemins de fer restique. In: Revue Brown-Boveri nr.12, 1973.
- 1.4. Björklund, B. Thyristorlokomotiven Reihe RC₁ der Schwedischen Staatsbahnen. In: Elektrische Bahnen nr.4, 1970.
- 1.5. Björklund, B. Thyristorlokomotiven Reihe RC₂ und RC₃ der Schwedischen Staatsbahnen. In: Elektrische Bahnen nr.4, 1972.
- 1.6. Erselidze, A.E. Ob oțenke kacestva rabotı fazopreobrazovatelnıh shem. In: Elektricesstvo nr.10, 1970.
- 1.7. Kocher, E. ș.a. Locomotives a thyristors A e 4/4-11 nr. 261 a 262 de la Campagnie du Chemin de fer de Alpes-Bernoises Berne-Lötschberg Simplon. In: Revue Brown-Boveri nr.9/10, 1965.
- 1.8. Mayer, W. Die 4000 kW Lokomotiven für Jugoslawischen Eisenbahnen 50 Hz 25 kV Fahrdratspannung. In: Elektrische Bahnen nr.6, 1970.
- 1.9. Olariu, Gh. Dimensionarea și funcționarea optimă a serviciilor auxiliare pe LE 060-EA în sistemul de alimentare trifazat artificial. In: E.E.A. nr.4, 1976.
- 1.10. Vos, U. Scaltung und Steuerung des Triebzuges Baureihe 420 der Deutschen Bundesbahnen. In: Elektrische Bahnen nr.12, 1969.
- 1.11. Winden, R. Eröffnung der S-Bahn in München mit Hochleistung-Triebwagen ET 420. In: B.B.C. Nachrichten nr.3/4, 1972.
- 1.12.- Thyristor-Lokomotiven Heute und Morgen. ASEA Broschüre TB-22-1037. 1 Aug. 1972.
- 1.13.- The Swedish State Raylways thyristor controlled train set X1. ASEA Pamphlet 26-101 E.
- 1.14.- Die 50 Hz-Gleichrichterlokomotive Baureihe E 221. In: Elektrische Bahnen nr.2, 1970.

- 1.15.- Die Elektrische Ausrüstung des Schnelltriebzuges ET 403. In: Elektrische Bahnen nr.6, 1973.
- 1.16- Drehstromregelantriebe mit Stromrichtern. AEG-Telefunken. Fachbereich Leistungelektronik für Verkehr.
- 1.17.- Semiverter-Umrichter für Drehstrom Gruppen-Antriebe. AEG-Telefunken.
- 1.18.- DB starts tests with class 120 three-phase locos. In: Railway Gazette International nr.7, 1979.
- 1.19.- Electric traction enters its second century. In: Railway Gazette International. nr. 4, 1979.

Capitolul 2

STUDIUL SOLUTIEI FOLOSITE PENTRU ALIMENTAREA SERVICIILOR AUXILIARE LA LOCOMOTIVA ELECTRICA DE 5100 kW

2.1. Alimentarea motorului asincron trifazat de la o rețea monofazată cu condensator

Motorul asincron trifazat se poate alimenta de la o rețea monofazată, folosind condensatoare, astfel încât în înfășurarea statorului să circule curenți trifazați. Modul de conectare a motorului la rețeaua monofazată este prezentat în figura 2.1.

În literatura de specialitate [2.14 și 2.1] este analizată schema de alimentare prezentată în figura 2.1, care poate asigura un regim simetric de alimentare pentru o anumită sarcină. Sînt deduse relațiile pentru calculul circuitului de alimentare, adică tensiunea suplimentară xU_L și capacitatea C , pe baza diagramei fazoriale, în funcție de tensiunea rețelei, curentul absorbit de motor și unghiul de defazare al curentului.

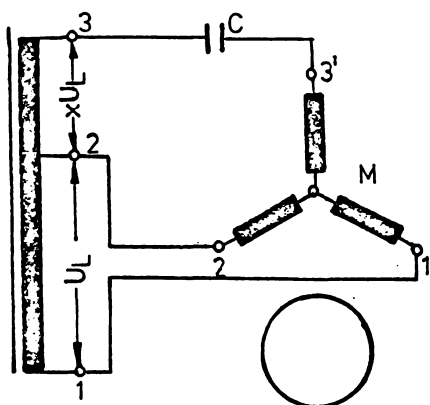


Fig.2.1. Alimentarea motorului asincron trifazat de la o rețea monofazată cu condensator.

Serviciile auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW, figura 1.8, sînt alimentate monofazat ca în figura 2.1. Regimul lor este în general nesimetric datorită variației tensiunii la linia de contact în funcție de distanța față de substația de tracțiune.

Problemele care se pun pentru serviciile auxiliare, ne rezolvate în literatura de specialitate, sînt: calculul componentelor simetrice și a influenței componentelor de succesiune inversă asupra încălzirii motoarelor alimentate de la un circuit cu parametrii constanți calculul și optimizarea circuitului de pornire, calcule care sînt

de cea mai mare importanță pentru alegerea tipului de motor și pentru asigurarea fiabilității sistemului și variația tensiunilor și cuplului motorului în timpul pornirii.

În cadrul capitolului 2, cât și în lucrările /2.12, 2.9, 2.10, 2.11 /, autorul a dezvoltat metode de cercetare care i-au permis rezolvarea problemelor teoretice, enumerate ca nerezolvate în literatura de specialitate, găsiind și soluții practice (invenția nr. 66117) pentru problemele complexe ale serviciilor auxiliare.

În capitolul 2 sînt tratate următoarele probleme: dimensionarea circuitului de alimentare pentru a avea regim simetric, calculul componentelor simetrice, calculul încălzirii suplimentare datorate curentului de succesiune inversă, calculul grafic al componentelor simetrice în timpul pornirii, cercetarea pe această bază a mai multe circuite de pornire în vederea alegerii celui mai bun, construirea caracteristicii mecanice a motorului asincron alimentat monofazat.

2.2. Determinarea relațiilor de calcul ale circuitului de alimentare pentru ca regimul motorului să fie simetric.

Problema dimensionării circuitului de alimentare, pentru a avea un regim simetric, constă în calculul coeficientului x și a capacității C , notate în figura 2.1. Autorul prezentei lucrări a abordat această problemă /2.9/ într-un mod diferit față de /2.14/ și /2.1/, mai riguros din punct de vedere științific, obținînd avantajele:

- Se justifică faptul că în înfășurările motorului apar curenți trifazați.

- Se introduce metoda schemelor echivalente ale motorului asincron folosite în acționări electrice /2.4/, ceea ce dă metodei un caracter mai general, relațiile determinate fiind valabile pentru toate regimurile.

Schema de alimentare a motorului asincron trifazat, prezentată în figura 2.1, poate fi asimilată cu cea a unui receptor trifazat dezechilibrat, în stea, fără fir neutru. În general, impedanțele pe faze sînt Z_1, Z_2, Z_3 , diferite pe fazele 1 și 2, iar pe faza treia compusă din impedanța de defazare Z_S și cea a motorului. Această idee este materializată în figura 2.2.

Sînt date tensiunile de linie U_{12}, U_{23}, U_{31} , nesimetrice dar a căror sumă este nulă.

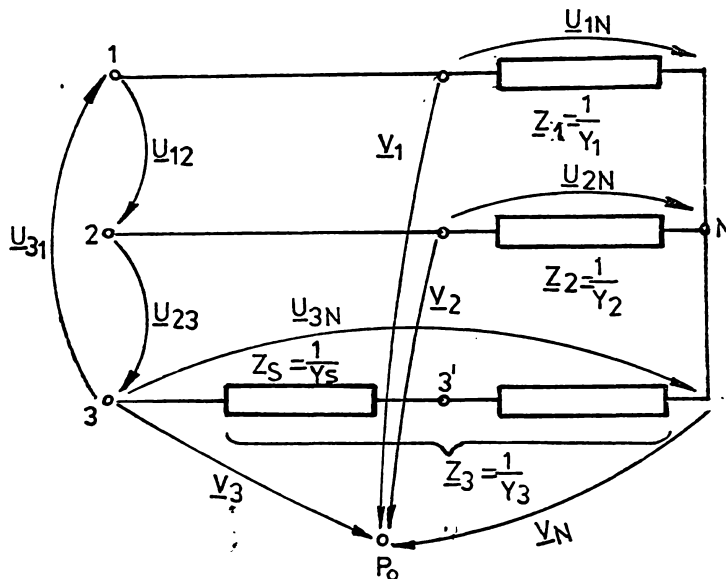


Fig.2.2. Schema motorului asincron asimilat cu un receptor trifazat dezechilibrat, în stea, fără fir neutru.

$$\underline{U}_{12} + \underline{U}_{23} + \underline{U}_{31} = 0 \quad (2.1)$$

În figura 2.2 s-a notat cu N punctul neutru iar tensiunile pe faze cu \underline{U}_{1N} , \underline{U}_{2N} și \underline{U}_{3N} . Față de punctul de referință P_0 , ales arbitrar, avem potențialele \underline{V}_1 , \underline{V}_2 , \underline{V}_3 , \underline{V}_N . Cu aceste notații curenții de linie sînt dați de relațiile /2.18/ :

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 &= \frac{\underline{U}_{1N}}{\underline{Z}_1} = \underline{Y}_1 (\underline{V}_1 - \underline{V}_N) \\ \underline{I}_2 &= \frac{\underline{U}_{2N}}{\underline{Z}_2} = \underline{Y}_2 (\underline{V}_2 - \underline{V}_N) \\ \underline{I}_3 &= \frac{\underline{U}_{3N}}{\underline{Z}_3} = \underline{Y}_3 (\underline{V}_3 - \underline{V}_N) \end{aligned} \quad (2.2)$$

Conform teoremei potențialului punctului neutru /2.18/, avem

$$\underline{V}_N = \frac{\underline{V}_1 \underline{Y}_1 + \underline{V}_2 \underline{Y}_2 + \underline{V}_3 \underline{Y}_3}{\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3} \quad (2.3)$$

În cazul alegerii punctului de referință P_c , pe faza 2, vom avea relațiile: $\underline{V}_c = 0$; $\underline{V}_1 = \underline{V}_{12}$; $\underline{V}_3 = \underline{U}_{32} = -\underline{U}_{23}$; $\underline{V}_N = \underline{U}_{N2} = -\underline{U}_{2N}$

Cu această particularizare tensiunile pe fazele receptorului se exprimă /2.18/

$$\underline{U}_{1N} = \frac{\underline{U}_{12}\underline{Y}_2 - \underline{U}_{31}\underline{Y}_3}{\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3} ; \underline{U}_{2N} = \frac{\underline{U}_{23}\underline{Y}_3 - \underline{U}_{12}\underline{Y}_1}{\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3} ; \underline{U}_{3N} = \frac{\underline{U}_{31}\underline{Y}_1 - \underline{U}_{23}\underline{Y}_2}{\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3} \quad (2.4)$$

Curenții rezultă imediat prin înmulțirea expresiilor (2.4) cu admitanțele de fază

$$\underline{I}_1 = \underline{Y}_1 \frac{\underline{U}_{12}\underline{Y}_2 - \underline{U}_{31}\underline{Y}_3}{\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3} ; \underline{I}_2 = \underline{Y}_2 \frac{\underline{U}_{23}\underline{Y}_3 - \underline{U}_{12}\underline{Y}_1}{\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3} ; \underline{I}_3 = \underline{Y}_3 \frac{\underline{U}_{31}\underline{Y}_1 - \underline{U}_{23}\underline{Y}_2}{\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3} \quad (2.5)$$

În locul tensiunilor care intră în expresiile (2.5) vom introduce valorile lor conform figurii 2.1.

$$\underline{U}_{12} = \underline{U}_L ; \underline{U}_{23} = x\underline{U}_L ; \underline{U}_{31} = -(1+x)\underline{U}_L$$

Motorul asincron alimentat simetric prezintă admitanțe echivalente de fază egale, pe care le vom nota cu \underline{Y}_M . Aditanța de defazare o vom nota cu \underline{Y}_S . Admitanțele $\underline{Y}_1, \underline{Y}_2, \underline{Y}_3$, în cazul alimentării simetrice au valorile

$$\underline{Y}_1 = \underline{Y}_2 = \underline{Y}_M \quad \text{și} \quad \underline{Y}_3 = \frac{\underline{Y}_S \underline{Y}_M}{\underline{Y}_S + \underline{Y}_M}$$

Înlocuind în expresiile curenților (2.5) tensiunile și admitanțele precizate mai sus se obține

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 &= \underline{Y}_M \frac{\underline{U}_L \underline{Y}_M + (1+x)\underline{U}_L \frac{\underline{Y}_S \underline{Y}_M}{\underline{Y}_S + \underline{Y}_M}}{2\underline{Y}_M + \frac{\underline{Y}_S \underline{Y}_M}{\underline{Y}_S + \underline{Y}_M}} = \underline{U}_L \underline{Y}_M \frac{(2+x)\underline{Y}_S + \underline{Y}_M}{3\underline{Y}_S + 2\underline{Y}_M} \\ \underline{I}_2 &= \underline{Y}_M \frac{x\underline{U}_L \frac{\underline{Y}_S \underline{Y}_M}{\underline{Y}_S + \underline{Y}_M} - \underline{U}_L \underline{Y}_M}{2\underline{Y}_M + \frac{\underline{Y}_S \underline{Y}_M}{\underline{Y}_S + \underline{Y}_M}} = \underline{U}_L \underline{Y}_M \frac{(x-1)\underline{Y}_S - \underline{Y}_M}{3\underline{Y}_S + 2\underline{Y}_M} \\ \underline{I}_3 &= \frac{\underline{Y}_S \underline{Y}_M}{\underline{Y}_S + \underline{Y}_M} \frac{-(1+x)\underline{U}_L \underline{Y}_M - x\underline{U}_L \underline{Y}_M}{2\underline{Y}_M + \frac{\underline{Y}_S \underline{Y}_M}{\underline{Y}_S + \underline{Y}_M}} = \underline{U}_L \underline{Y}_M \frac{-(1+2x)\underline{Y}_S}{3\underline{Y}_S + 2\underline{Y}_M} \end{aligned} \quad (2.6)$$

Pentru a avea într-adevăr un regim simetric, admitanța de defazare și valoarea lui x trebuie să aibă acele valori care să ducă la anularea componentei de succesiune inversă a curentului.

Notarea curenților cu indicele 1, 2, 3, se referă la poziția de pe schemă. Succesiunea în timp este $\underline{I}_1, \underline{I}_3, \underline{I}_2$, fapt ce se constată și din diagrama fazorială figura 2.3. Cu ajutorul operatorului

$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ și ținând cont de succesiunea în timp a curenților, componen-
ta de succesiune inversă a curentului se scrie:

$$\underline{I}_i = \frac{1}{3}(\underline{I}_1 + a\underline{I}_2 + a^2\underline{I}_3)$$

În expresia curentului de succesiune inversă se înlocuiesc curenții conform relațiilor (2.6)

$$\underline{I}_i = \frac{\underline{U}_L \underline{Y}_M}{3(3\underline{Y}_S + 2\underline{Y}_M)} \left\{ (2+x)\underline{Y}_S + \underline{Y}_M + a \left[(x-1)\underline{Y}_S - \underline{Y}_M \right] + a^2(1+2x)\underline{Y}_S \right\} = 0$$

Din expresia curentului de succesiune inversă reținem partea egală cu zero

$$(2+x)\underline{Y}_S + \underline{Y}_M + a \left[(x-1)\underline{Y}_S - \underline{Y}_M \right] + a^2(1+2x)\underline{Y}_S = 0$$

Separăm în partea stângă admitanța de defazare iar în partea dreap-
tă admitanța echivalentă a motorului

$$\left[(2+x) + a(x-1) + a^2(1+2x) \right] \underline{Y}_S = (a-1)\underline{Y}_M$$

De unde se exprimă

$$\underline{Y}_S = \frac{a-1}{3(1-xa^2)} \underline{Y}_M \quad (2.7)$$

$$\underline{Z}_S = \frac{3(1-xa^2)}{a-1} \underline{Z}_M \quad (2.8)$$

Pentru a nu avea consum de energie în circuitul de alimentare, este necesar să găsim aceea impedanță care nu conține parte activă. Notăm cu R_M partea reală a impedanței echivalente a motorului și X_M partea imaginară, determinăm condiția ca \underline{Z}_S să aibă doar parte ima-
ginară $\underline{Z}_S = -jX_S$

$$-jX_S = \frac{3(1-xa^2)}{a-1} \underline{Z}_M$$

După efectuarea împărțirii

$$jX_S = \sqrt{3}(e^{j30^\circ} + xe^{j90^\circ}) \underline{Z}_M$$

Expresie din care se explicitază coeficientul x

$$x = \frac{\sqrt{3}X_S}{3\underline{Z}_M} \left(\frac{R_M}{R_M^2 + X_M^2} - j \frac{X_M}{R_M^2 + X_M^2} \right) - \frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.9)$$

Conform figurii 2.1 x este un coeficient, care arată că tensiunea între bornele 2 și 3 ale transformatorului de alimentare este sin-
fazică cu cea de la bornele 1,2, de aceea x nu poate fi decât real. Partea imaginară a relației (2.9) este egală cu zero.

$$-\frac{\sqrt{3}}{3} X_s \frac{X_M}{R_M^2 + X_M^2} + \frac{\sqrt{3}}{2} = 0$$

Expresie din care se determină reactanța de defazare funcție de impedanța echivalentă a motorului

$$X_s = 1,5 \frac{Z_M^2}{X_M} \quad (2.10)$$

Expresia lui x se obține din (2.9) după anularea părții imaginare și înlocuirea lui X_s cu expresia (2.10)

$$x = \frac{\sqrt{3}}{3} 1,5 \frac{Z_M^2}{X_M} \frac{R_M}{Z_M^2} - \frac{1}{2} = \frac{1}{2} \left(\sqrt{3} \frac{R_M}{X_M} - 1 \right) \quad (2.11)$$

Cu ajutorul relațiilor (2.10) și (2.11) se determină parametrii circuitului de alimentare, respectiv capacitatea $C=1/\omega X_s$ și tensiunea suplimentară xU_L , pentru un regim dat al motorului. Dacă regimul de încărcare sau alimentare se schimbă, circuitul de alimentare nu mai asigură curenți simetrici. Una din metodele de tratare a regimurilor nesimetrice se bazează pe folosirea componentelor simetrice.

2.3. Calculul componentelor simetrice.

Funcționarea motorului asincron, în cazul alimentării nesimetrice, poate fi studiată pe baza faptului că pentru sistemul de succesiune directă al tensiunilor, motorul prezintă o admitanță directă iar pentru sistemul de tensiuni de succesiune inversă o admitanță inversă.

Modelul matematic al motorului asincron, prin care acesta se înlocuiește printr-o admitanță directă și una inversă, este satisfăcător pentru studiul fenomenelor exterioare lui. Acest model este utilizat în literatura care se ocupă de acționări electrice /2.4/.

Diagrama fazorială corespunzătoare schemei de alimentare din figura 2.1, prezentată în figura 2.3, s-a construit pe baza relațiilor (2.4), (2.5) și (2.6). Intre punctele 1,2,3, s-au trasat fazorii corespunzători tensiunilor de la bornele transformatorului de alimentare. Fazorul \underline{U}_3 reprezintă căderea de tensiune pe condensatorul de defazare, defazată cu 90° în urma curentului \underline{I}_3 .

Pe baza diagramei fazoriale din figura 2.3, tensiunile la bornele motorului se pot scrie în funcție de \underline{U}_L astfel:

$$\underline{U}_{12} = \underline{U}_L ; \quad \underline{U}_{23} = x\underline{U}_L - \underline{I}_3 \underline{Z}_s ; \quad \underline{U}_{31} = -(1+x)\underline{U}_L + \underline{I}_3 \underline{Z}_s \quad (2.12)$$

Cu ajutorul componentelor simetrice de succesiune directă și inversă, componenta homopolară fiind nulă, curentul \underline{I}_3 se exprimă:

$$\underline{I}_3 = a\underline{I}_d + a^2\underline{I}_i$$

Se notează cu indice "d" mărimile referitoare la componentele de succesiune directă și cu indice "i" cele referitoare la componentele de succesiune inversă. Componentele simetrice ale curentilor în funcție de componentele simetrice ale tensiunilor de fază se scriu:

$$\underline{I}_d = \underline{U}_{df} \underline{Y}_d ; \quad \underline{I}_i = \underline{U}_{if} \underline{Y}_i$$

Înlocuind în expresia curentului \underline{I}_3 , se obține

$$\underline{I}_3 = a\underline{U}_{df} \underline{Y}_d + a^2 \underline{U}_{if} \underline{Y}_i \quad (2.13)$$

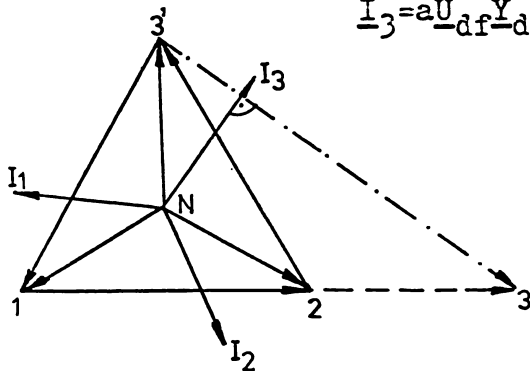


Fig.2.3. Diagrama fazorială a alimentării monofazate cu condensator

Între mărimile de fază \underline{U}_{df} și \underline{U}_{if} și cele de linie \underline{U}_{dL} , \underline{U}_{iL} există relațiile:

$$\underline{U}_{df} = \frac{\sqrt{3}}{3} \underline{U}_{dL} e^{-j30^\circ} ; \quad \underline{U}_{if} = \frac{\sqrt{3}}{3} \underline{U}_{iL} e^{j30^\circ} \quad (2.14)$$

În relația (2.13) se înlocuiesc componentele simetrice ale tensiunilor de fază cu valorile lor conform relațiilor (2.14)

$$\underline{I}_3 = \frac{\sqrt{3}}{3} e^{j90^\circ} (\underline{U}_{dL} \underline{Y}_d - \underline{U}_{iL} \underline{Y}_i) \quad (2.15)$$

\underline{I}_3 conform relației (2.15) se introduce în expresiile tensiunilor (2.12).

$$\underline{U}_{12} = \underline{U}_L$$

$$\underline{U}_{23} = x\underline{U}_L - \frac{1}{\underline{Y}_s} \frac{\sqrt{3}}{3} e^{j90^\circ} (\underline{U}_{iL} \underline{Y}_d - \underline{U}_{iL} \underline{Y}_i) \quad (2.16)$$

$$\underline{U}_{31} = -(1+x)\underline{U}_L + \frac{1}{\underline{Y}_s} \frac{\sqrt{3}}{3} e^{j90^\circ} (\underline{U}_{dL} \underline{Y}_d - \underline{U}_{iL} \underline{Y}_i)$$

Conform figurii 2.3, succesiunea în timp a tensiunilor de linie

este \underline{U}_{12} , $\underline{U}_{3,1}$, \underline{U}_{23} . Componenta de succesiune directă a tensiunilor de linie se calculează prin introducerea expresiilor (2.16) în relația

$$\underline{U}_{dL} = \frac{1}{3}(\underline{U}_{12} + a\underline{U}_{3,1} + a^2\underline{U}_{23})$$

obținându-se

$$\underline{U}_{dL} = \frac{1}{3} \left\{ \underline{U}_L + a \left[-(1+x)\underline{U}_L + \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{1}{\underline{Y}_s} e^{j90^\circ} (\underline{U}_{dL}\underline{Y}_d - \underline{U}_{iL}\underline{Y}_i) \right] + a^2 \left[x\underline{U}_L - \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{1}{\underline{Y}_s} e^{j90^\circ} (\underline{U}_{dL}\underline{Y}_d - \underline{U}_{iL}\underline{Y}_i) \right] \right\}$$

Pentru a obține o relație numai între \underline{U}_{dL} și \underline{U}_L se înlocuiește

$$\underline{U}_{iL} = \underline{U}_L - \underline{U}_{dL}$$

$$\underline{U}_{dL} = \frac{1}{3} \left\{ \underline{U}_L + a \left[-(1+x)\underline{U}_L + \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{1}{\underline{Y}_s} e^{j90^\circ} (\underline{U}_{dL}\underline{Y}_d + \underline{U}_{dL}\underline{Y}_i - \underline{U}_L\underline{Y}_i) \right] + a^2 \left[x\underline{U}_L - \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{1}{\underline{Y}_s} e^{j90^\circ} (\underline{U}_{dL}\underline{Y}_d + \underline{U}_{dL}\underline{Y}_i - \underline{U}_L\underline{Y}_i) \right] \right\}$$

Se separă în partea stângă, dându-se factor comun, termenii conținând pe \underline{U}_{dL}

$$\begin{aligned} \underline{U}_{dL} \left[3\underline{Y}_s - \frac{\sqrt{3}e^{j210^\circ}}{3} (\underline{Y}_d + \underline{Y}_i) + \frac{\sqrt{3}e^{j330^\circ}}{3} (\underline{Y}_d + \underline{Y}_i) \right] = \\ = \underline{U}_L \left[\underline{Y}_s - a(1+x)\underline{Y}_s + a^2 x\underline{Y}_s - \frac{\sqrt{3}e^{j210^\circ}}{3} \underline{Y}_i + \frac{\sqrt{3}e^{j330^\circ}}{3} \underline{Y}_i \right] \end{aligned}$$

Expresie care se restrânge

$$\underline{U}_{dL} (3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i) = \underline{U}_L \left[\sqrt{3}(e^{-j30^\circ} + xe^{-j90^\circ})\underline{Y}_s + \underline{Y}_i \right]$$

obținându-se

$$\underline{U}_{dL} = \frac{\sqrt{3}(e^{-j30^\circ} + jx)\underline{Y}_s + \underline{Y}_i}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i} \underline{U}_L \quad (2.17)$$

Componenta de succesiune inversă se calculează introducând relațiile (2.16) în formula de calcul a componentei inverse ținând cont de succesiunea în timp a tensiunilor

$$\underline{U}_{iL} = \frac{1}{3} \left\{ \underline{U}_L + a^2 \left[-(1+x)\underline{U}_L + \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{1}{\underline{Y}_s} e^{j90^\circ} (\underline{U}_{dL}\underline{Y}_d - \underline{U}_{iL}\underline{Y}_i) \right] + a \left[x\underline{U}_L - \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{1}{\underline{Y}_s} e^{j90^\circ} (\underline{U}_{dL}\underline{Y}_d - \underline{U}_{iL}\underline{Y}_i) \right] \right\}$$

Urmînd acelaș procedeu de calcul ca și în cazul lui \underline{U}_{dL} , se obține

$$\underline{U}_{iL} = \frac{\sqrt{3}(e^{j30^\circ} + jx)\underline{Y}_s + \underline{Y}_d}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i} \underline{U}_L \quad (2.18)$$

In cazul locomotivei electrice de 5100 kW, $x=0,715$. Expresiile (2.17) și (2.18) vor lua următoarele forme particulare:

$$\underline{U}_{dL} = \frac{2,59e^{-j54^\circ 30'} \underline{Y}_s + \underline{Y}_i}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i} \underline{U}_L \quad (2.19)$$

$$\underline{U}_{iL} = \frac{2,59e^{j54^\circ 30'} \underline{Y}_s + \underline{Y}_d}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i} \underline{U}_L \quad (2.20)$$

Pe baza relațiilor (2.14) se vor scrie componentele de succesiune directă și inversă ale tensiunilor de fază

$$\underline{U}_{df} = \frac{(e^{-j30^\circ} - jx)\underline{Y}_s + \frac{\sqrt{3}}{3}\underline{Y}_i}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i} \underline{U}_L e^{-j30^\circ} \quad (2.21)$$

$$\underline{U}_{if} = \frac{(e^{j30^\circ} + jx)\underline{Y}_s + \frac{\sqrt{3}}{3}\underline{Y}_d}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i} \underline{U}_L e^{j30^\circ} \quad (2.22)$$

Componentele de succesiune directă și inversă ale curenților se obțin după amplificarea relațiilor (2.21) și (2.22) cu admitanțele directă și inversă.

$$\underline{I}_{df} = \frac{(e^{-j30^\circ} - jx)\underline{Y}_s + \frac{\sqrt{3}}{3}\underline{Y}_i}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i} \underline{U}_L \underline{Y}_d e^{-j30^\circ} \quad (2.23)$$

$$\underline{I}_{if} = \frac{(e^{j30^\circ} + jx)\underline{Y}_s + \frac{\sqrt{3}}{3}\underline{Y}_d}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i} \underline{U}_L \underline{Y}_i e^{j30^\circ} \quad (2.24)$$

In cazul locomotivei electrice de 5100 kW componentele simetrice ale curenților de fază vor fi

$$\underline{I}_{df} = \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{2,59e^{-j54^\circ 30'} \underline{Y}_s + \underline{Y}_i}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i} \underline{U}_L \underline{Y}_d e^{-j30^\circ} \quad (2.25)$$

$$\underline{I}_{if} = \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{2,59e^{j54^\circ 30'} \underline{Y}_s + \underline{Y}_d}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i} \underline{U}_L \underline{Y}_i e^{j30^\circ} \quad (2.26)$$

2.4. Grupe de motoare alimentate în paralel prin aceeași capacitate.

Din modul cum s-au pus problemele pînă în prezent, este evident că relațiile (2.17) + (2.26) își păstrează valabilitatea și dacă admitanțele \underline{Y}_d și \underline{Y}_i din aceste relații sînt admitanțe echivalente ale unui grup de motoare conectate în paralel. Relațiile cu care se calculează admitanțele echivalente, în funcție de admitanțele fiecărui motor în parte sînt

$$\underline{Y}_d = \sum_{\nu=1}^n \underline{Y}_{d\nu} \quad \underline{Y}_i = \sum_{\nu=1}^n \underline{Y}_{i\nu}$$

Componentele simetrice ale curenților preluați de motorul ν vor fi:

$$\underline{I}_{df\nu} = \frac{(e^{-j30^\circ} - jx) \underline{Y}_s + \frac{\sqrt{3}}{3} \underline{Y}_i}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i} \underline{U}_L \underline{Y}_{d\nu} e^{-j30^\circ} \quad (2.27)$$

$$\underline{I}_{if\nu} = \frac{(e^{j30^\circ} + jx) \underline{Y}_s + \frac{\sqrt{3}}{3} \underline{Y}_d}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i} \underline{U}_L \underline{Y}_{i\nu} e^{j30^\circ} \quad (2.28)$$

Relațiile (2.27) și (2.28), în cazul particular al locomotivei electrice de 5100 kW, cînd $x=0,715$, iau forma:

$$\underline{I}_{df\nu} = \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{2,59 e^{-j54^\circ 30'} \underline{Y}_s + \underline{Y}_i}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i} \underline{U}_L \underline{Y}_{d\nu} e^{-j30^\circ} \quad (2.29)$$

$$\underline{I}_{if\nu} = \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{2,59 e^{j54^\circ 30'} \underline{Y}_s + \underline{Y}_d}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i} \underline{U}_L \underline{Y}_{i\nu} e^{j30^\circ} \quad (2.30)$$

Componenta de succesiune inversă a tensiunii, relația (2.22), se determină cu ajutorul admitanțelor directă și inversă ale întregului grup de motoare. Curentul preluat de un anumit motor, alimentat cu tensiunea determinată de întregul grup, depinde de admitanțele proprii. Dacă un motor posedă o admitanță inversă mai mare, va prelua un curent de succesiune inversă mai mare decît media pe întregul grup de motoare, lucru care trebuie avut în vedere la alegerea motoarelor din grup.

2.4.1. Verificarea modului de repartizare al curentului de succesiune inversă între motoarele serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW.

Pe locomotiva electrică de 5100 kW funcționează un grup de motoare format din 12 motoare AMV-1 și motoarele AMV-2 și MPU. Curentul invers preluat de fiecare tip de motoare se calculează cu relația (2.30), în care se vor introduce admitanțele determinate în capitolul 6 pe baza măsurătorilor. Conform justificării din paragraful 2.6.1.1 admitanța inversă se ia egală cu cea de la pornire. Din tabelul 6.1 vom avea admitanța inversă a celor 12 motoare AMV-1

$$\sum_1^{12} Y_{i1} = 2,739 e^{-j58^\circ}$$

Admitanța inversă a motoarelor AMV-2 și MPU, conform aceleiași surse este

$$\sum_{13}^{14} Y_{i1} = 0,84 e^{-j63^\circ}$$

Admitanțele directe se iau din tabelele 6.7 și 6.8. calculate din rezultatele măsurătorilor efectuate la tensiunea de alimentare simetrică de 330 V.

$$\sum_1^{12} Y_{d1} = 0,533 e^{-j27^\circ} \quad \sum_{13}^{14} Y_{d1} = 0,133 e^{-j27^\circ}$$

Admitanțele echivalente ale grupului întreg vor fi:

$$Y_d = \sum_1^{12} Y_{d1} + \sum_{13}^{14} Y_{d1} = 0,666 e^{-j27^\circ}$$

$$Y_i = \sum_1^{12} Y_{i1} + \sum_{13}^{14} Y_{i1} = 3,57 e^{-j59^\circ}$$

Curentul invers preluat de cele 12 motoare AMV-1 se obține cu ajutorul relației (2.30) în care se introduc valorile concrete de mai sus

$$\sum_1^{12} I_{i1} = \sqrt{3} \frac{2,59 e^{j54^\circ 30'} \cdot 0,2091 e^{j90^\circ} + 0,666 e^{-j27^\circ}}{3 \cdot 0,2091 e^{j90^\circ} + 0,666 e^{-j27^\circ} + 3,57 e^{-j59^\circ}} \cdot 330 \cdot 2,74 e^{-j58^\circ} e^{j30^\circ}$$

$$\sum_{1}^{12} \underline{I}_{if} = \frac{8,9 \cdot 10^{-2} e^{j3^{\circ}27'}}{3,65 e^{-j48^{\circ}25'}} \cdot 903,87 e^{-j28^{\circ}} = 22,04 e^{j23^{\circ}52'} \text{ A}$$

Admitanța de defazare \underline{Y}_s , folosită la calculul curentului invers preluat de motoarele 1 + 14, se calculează observând că în figura 1.8 există o capacitate echivalentă de $666 \mu\text{F}$, realizată din trei capacități C_4, C_5, C_6 , conectate în paralel și bobina poziția 47 legată în serie. $\underline{Y}_s = 0,2091 e^{j90^{\circ}}$

Curentul invers preluat de motoarele AMV-2 și MPU se calculează în același mod, introducând pe \underline{Y}_{iy} pentru cele două motoare.

$$\begin{aligned} \sum_{13}^{14} \underline{I}_{if} &= \frac{3}{3} \frac{2,59 e^{j54^{\circ}30'} \cdot 0,2091 e^{j90^{\circ}} + 0,666 e^{-j27^{\circ}}}{3 \cdot 0,2091 e^{j90^{\circ}} + 0,666 e^{-j27^{\circ}} + 3,57 e^{-j59^{\circ}}} \cdot 330 \cdot 0,84 e^{-j63^{\circ}} e^{j30^{\circ}} = \\ &= \frac{8,9 \cdot 10^{-2} e^{j3^{\circ}27'}}{3,65 e^{-j48^{\circ}25'}} \cdot 277,2 e^{-j33^{\circ}} = 6,76 e^{-j18^{\circ}56'} \text{ A} \end{aligned}$$

Curentul invers absorbit de fiecare motor din cadrul grupului, ar trebui să fie o cotaparte din curentul total, proporțional cu puterea constructivă. Prima subgrupă de 12 motoare tip AMV-1 are puterea de 48 kW iar subgrupa doua de 12,4 kW. Curenții inverși raportați la putere vor fi:

$$\frac{22,04}{48} = 0,46 \text{ A/kW} \quad \text{și} \quad \frac{6,87}{12,4} = 0,554 \text{ A/kW}$$

A doua subgrupă preia un curent invers mai mare decât prima în raportul:

$$\frac{0,554}{0,46} = 1,2043$$

Intre cele două tipuri de motoare există diferențe constructive. Cele 12 motoare tip AMV-1, care constituie prima subgrupă, au rotorul realizat cu dublă colivie iar motorul AMV-2, care deține ponderea în subgrupa doua, are rotorul realizat cu bare înalte. Aceste diferențe constructive se traduc prin admitanțe inverse relative mai mari în cazul rotorului cu bare înalte decât cu dublă colivie.

În cazul unui grup de motoare alimentate în comun de la o rețea monofazată cu condensatoare de defazare, motoarele cu admitanță echivalentă mai mare sînt solicitate suplimentar, datorită faptului că absorb un curent de succesiune inversă mai mare. Rezultatul

obținut constituie una din explicațiile că motorul AMV-2.1 se defectează mai des în exploatare.

2.5. Influența regimului nesimetric de alimentare asupra funcționării motoarelor asincrone trifazate de pe locomotiva electrică de 5100 kW.

Alegerea corespunzătoare a mărimilor x și Y_s asigură alimentarea simetrică pentru aceea încărcare și tensiune de alimentare care au fost luate în calcul inițial. Pe locomotiva electrică tensiunea captată prin pantograf are variații mari, motoarele serviciilor auxiliare fiind în permanență alimentate nesimetric. Alimentarea nesimetrică avînd un caracter permanent, apare evidentă necesitatea cercetării influenței acestei alimentări asupra motoarelor asincrone

2.5.1. Cauzele apariției nesimetriei la alimentarea serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW

Conform normelor UIC se admite variația tensiunii la linia de contact, în cazul alimentării acesteia cu tensiunea nominală de 25 kV 50 Hz, pentru lungă durată între 19 și 27,5 kV iar pentru cazuri accidentale de scurtă durată între 17,5 și 29 kV. Tensiunea pentru serviciile auxiliare se reglează în două trepte, astfel că tensiunea la motoare variază în limitele $\pm 16\%U_N$. În studiul pe care îl vom face se consideră că mașinile nu se saturează în domeniul de variație al tensiunii. Simplificarea admisă este în bună parte conformă cu realitatea, lucru care reiese din observarea componentei reactive a curentului absorbit de motoare, măsurată la alimentarea cu tensiune simetrică, tabelele 6.7 + 6.9.

Cuplul electromagnetic al mașinii se calculează cu relația /2.5/

$$C = \frac{3R_2' U_f^2}{s\Omega_1 \left[(R_1 + c\frac{R_2'}{s})^2 + (X_{\sigma 1} + cX_{\sigma 2}')^2 \right]} \quad (2.31)$$

unde: R_1 - rezistența unei faze statorice, R_2' - rezistența rotorică redusă la stator, $X_{\sigma 1}$ - reactanța de săpări pe faza statorică, $X_{\sigma 2}'$ - reactanța de scăpări a rotorului redusă la stator, Ω_1 - viteza unghiulară a cîmpului învîrtitor, U_f - tensiunea de fază, $c = 1 + X_{\sigma 1}/X_m$

Cuplul electromagnetic al motorului asincron este funcție de alunecarea s și are o valoare maximă la alunecarea s_m , numită alunecare de desprindere sau critică. /2.5/

$$s_m = \frac{cR_2'}{\sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + cX_{\sigma 2}')^2}} \quad (2.32)$$

iar cuplul maxim este /2.5/

$$C_m = \frac{3U_f^2}{2c\Omega_1 \left[R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + cX_{\sigma 2}')^2} \right]} \quad (2.33)$$

Se observă că alunecarea critică nu depinde de tensiunea de alimentare în schimb cuplul critic depinde de patratul ei. Cu ajutorul formulei lui Kloss se exprimă cuplul în funcție de cuplul maxim și alunecarea critică

$$C = \frac{2C_m}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}} \quad (2.34)$$

Pe porțiunea liniară a caracteristicii mecanice, în apropierea punctului de funcționare nominală, cuplul se calculează cu expresia

$$C_1 = 2s \frac{C_m}{s_m} \quad (2.35)$$

Reținem din expresia (2.33) că valoarea maximă a cuplului depinde de pătratul tensiunii de alimentare. Inglobînd toate mărimile care în cazul nostru sînt constante într-una singură, K , din expresiile (2.33) și (2.34) vom putea scrie dependența cuplului pe porțiunea liniară de tensiunea de alimentare sub forma

$$C_1 = KU_f^2 s \quad (2.36)$$

În figura 2.4 se prezintă caracteristicile mecanice pentru tensiunile limită și curba cuplului rezistent. Cuplul necesar învingerii cuplului rezistent și viteza unghiulară variază foarte puțin cu tensiunea, ceea ce înseamnă că puterea transformată în putere mecanică rămîne constantă (lucru constatat și experimental, cap.6). Vom nota cu C_f cuplul constant din punctul de funcționare iar raportul $C_f/K = K_1$ o altă constantă pentru condițiile cercetate. Din relația (2.36) se poate exprima alunecarea ca fiind

$$s = K_1 / U_f^2 \quad (2.37)$$

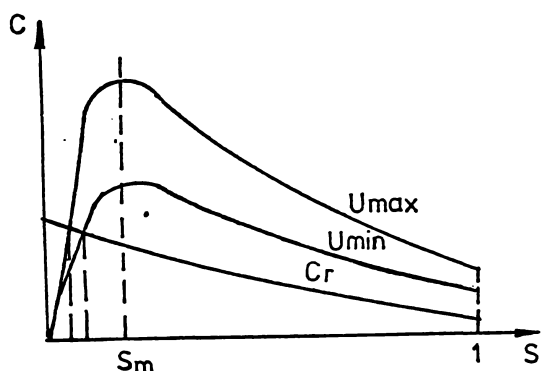


Fig.2.4. Dependența punctului de funcționare de tensiunea de alimentare.

În rezistența de sarcină din schema echivalentă a motorului asincron, figura 2.16 se introduce alunecarea din relația (2.37)

$$R_2' \frac{1-s}{s} = R_2' \frac{U_f^2 - K_1}{K_1} \quad (2.38)$$

Pe baza schemei echivalente în [7]/2.5/, cu simplificarea $\underline{c}=0$, admitanța directă se scrie

$$\underline{Y}_d = \frac{1}{R_1 + j(X_{\sigma 1} + X_m)} + \frac{1}{R_1 + R_2' + R_2' \frac{1-s}{s} + j(X_{\sigma 1} + X'_{\sigma 2})} \quad (2.39')$$

Expresie în care se înlocuiește termenul $R_2' \frac{1-s}{s}$ cu relația (2.38)

$$\underline{Y}_d = \frac{1}{R_1 + j(X_{\sigma 1} + X_m)} + \frac{1}{R_1 + R_2' + R_2' \frac{U_f^2 - K_1}{K_1} + j(X_{\sigma 1} + X'_{\sigma 2})} \quad (2.39)$$

Componentele simetrice ale curentului se calculează cu relațiile (2.25) și (2.26) în care se introduc admitanța directă conform (2.39) și admitanța inversă constantă. Componenta de succesiune directă a curentului (2.25) este mai puțin afectată de variația admitanței directe datorită faptului că aceasta apare la numitor cu o pondere mică. În expresia curentului de succesiune inversă (2.26) admitanța directă joacă un rol important, producînd valori importante ale curentului de succesiune inversă.

2.5.2. Influența regimului nesimetric de alimentare asupra încălzirii statorului motorului asincron trifazat.

Încălzirea fiecărei faze depinde de valoarea curentului care trece prin înfășurarea respectivă și de încălzirea înfășurărilor învecinate. Curenții de fază se calculează în funcție de componentele simetrice (2.25) și (2.26) cu ajutorul relațiilor

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 &= \underline{I}_d + \underline{I}_i \\ \underline{I}_2 &= a^2 \underline{I}_d + a \underline{I}_i \\ \underline{I}_3 &= a \underline{I}_d + a^2 \underline{I}_i \end{aligned} \quad (2.40)$$

Curenții de fază \underline{I}_1 , \underline{I}_2 și \underline{I}_3 sînt funcție de tensiunea de alimentare prin intermediul admitanței directe (2.39). Curbele de variație ale curenților de fază în funcție de tensiunea de alimentare se prezintă în figura 6.1, ridicate pe baza măsurătorilor experimentale și verificate în cîteva puncte cu relațiile (2.40). Se constată că în gama de variație a tensiunii de alimentare curenții variază de la simplu la dublu. Incălzirea mașinii va fi mai mare la alimentarea cu tensiune mică, deoarece așa cum arată figura 6.1 avem doi curenți cu valori mari. De acest fenomen trebuie ținut cont la alegerea motoarelor, adoptîndu-se motoare cu puterea constructivă majorată.

Notăm cu "d" unghiul de defazare față de originea fazelor a componentei de succesiune directă, cu "i" cel al componentei de succesiune inversă și cu $\alpha_I = I_i / I_d$ coeficientul de disimetrie în curent. Scriem relațiile (2.40) sub forma

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 &= \underline{I}_d (e^{jd} + \alpha_I e^{ji}) \\ \underline{I}_2 &= \underline{I}_d \left[e^{jd} + \alpha_I e^{j(i - \frac{\pi}{3})} \right] e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ \underline{I}_3 &= \underline{I}_d \left[e^{jd} + \alpha_I e^{j(i + \frac{\pi}{3})} \right] e^{j\frac{\pi}{3}} \end{aligned} \quad (2.41)$$

Vom raporta curenții \underline{I}_1 , \underline{I}_2 , \underline{I}_3 la curentul de succesiune directă

$$\begin{aligned} \underline{i}_1 &= \frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_d e^{jd}} = 1 + \alpha_I e^{j\beta} \\ \underline{i}_2 &= \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_d e^{jd}} = \left[1 + \alpha_I e^{j(\beta - \frac{\pi}{3})} \right] e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ \underline{i}_3 &= \frac{\underline{I}_3}{\underline{I}_d e^{jd}} = \left[1 + \alpha_I e^{j(\beta + \frac{\pi}{3})} \right] e^{j\frac{\pi}{3}} \end{aligned} \quad (2.42)$$

Cu β s-a notat unghiul dintre curentul de succesiune directă și inversă, $\beta = i - d$. În figura 2.5 se prezintă modul de compunere al fazorilor conform ecuațiilor (2.42).

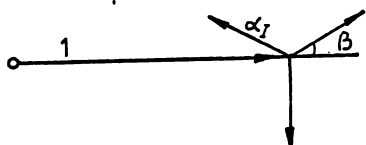


Fig.2.5. Diagrama fazorială .
corespunzătoare ecuațiilor (2.42)

Modulul curentului raportat, notat în cazul general cu p , pe baza figurii 2.5 se scrie

$$p = \sqrt{(1 + \alpha_I \cos \beta)^2 + (\alpha_I \sin \beta)^2} \quad (2.43)$$

După efectuarea operațiilor de sub radical se obține:

$$p = \sqrt{1 + 2\alpha_I \cos \beta + \alpha_I^2}$$

Modulul curentului raportat este maxim când $\beta = 0$. O situație mai dezavantajoasă din punct de vedere al încălzirii apare când $\beta = 60^\circ$ și avem doi curenți mari. În figura 6.1 această situație apare când tensiunea de alimentare se află la limita inferioară. Când $\beta = 60^\circ$ modulul unuia dintre cei trei curenți este mai mic decât unitatea iar ceilalți doi sînt egali, avînd valoarea:

$$p = \sqrt{1 + \alpha_I + \alpha_I^2}$$

Coeficientul de disimetrie α_I este subunitar, pătratul lui putînd fi neglijat în expresia de mai sus.

$$p \approx \sqrt{1 + \alpha_I} \quad (2.44)$$

Pentru alegerea puterii motorului alimentat nesimetric autorul propune folosirea metodei curentului echivalent. În literatură [2.4] această metodă este folosită pentru alegerea motoarelor de acționare la care curentul variază datorită sarcinii. Variația curentului datorită nesimetriei produce acelaș efect ca și datorită sarcinii din punct de vedere al pierderilor.

Dacă regimul nesimetric considerat la stabilirea relației (2.44) are o durată atît de mare încît poate fi considerat de durată, curentul echivalent este

$$I_e = I_d \sqrt{1 + \alpha_I} \quad (2.45)$$

Condiția alegerii corecte a puterii motorului asincron alimentat nesimetric este ca curentul echivalent determinat cu relația (2.45), să fie mai mic sau egal cu curentul nominal al motorului. Această condiție este acoperitoare datorită faptului că o fază este subîncărcată iar temperatura mașinii se omogeneizează.

Considerînd că majorarea curentului ar fi rezultatul creșterii

sarcinii și nu al nesimetriei putem aplica și metoda puterii echivalente

$$P_e = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \dots + P_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}}$$

care are la bază proporționalitatea dintre curent și putere. Dacă se consideră regimul cel mai greu, cel care a stat la baza determinării relației (2.45), puterea echivalentă va fi

$$P_e = \sqrt{\frac{P_s^2 (1 + \alpha_I) t_1}{t_1}} = P_s \sqrt{1 + \alpha_I}$$

cu P_s s-a notat puterea absorbită la alimentarea simetrică. Condiția alegerii corecte a motorului este:

$$P_s \sqrt{1 + \alpha_I} \leq P_N \quad (2.46)$$

Specificăm că în /2.7/ este dată fără demonstrație o formulă echivalentă cu (2.46).

2.5.3. Curentul de succesiune inversă în rotorul motorului asincron trifazat.

Curentul de succesiune inversă, indus în rotorul care se rotește cu o viteză unghiulară apropiată de cea de sincronism, are frecvența de aproximativ 100 Hz, fiind puternic refulat, ceea ce provoacă o încălzire suplimentară față de cazul alimentării simetrice. Studiul pe care îl vom face în acest paragraf va începe cu câteva observații la schema echivalentă a motorului asincron pentru componenta de succesiune inversă.

2.5.3.1. Analiza schemei echivalente a motorului asincron pentru componenta de succesiune inversă.

Notăm cu \underline{E}_{2d} și \underline{E}_{2i} componentele simetrice ale tensiunilor electromotoare induse în rotor de către câmpul învîrtitor direct și respectiv invers cînd rotorul este în stare de repaus. În timpul funcționării t.e.m. de succesiune inversă va fi aproximativ dublă față de cea din stare de repaus, $(2-s)\underline{E}_{2i}$, iar cea de succesiune directă va fi $s\underline{E}_{2d}$. În figura 2.6 se prezintă diagramele fazoriale ale

componentelor simetrice în rotor.

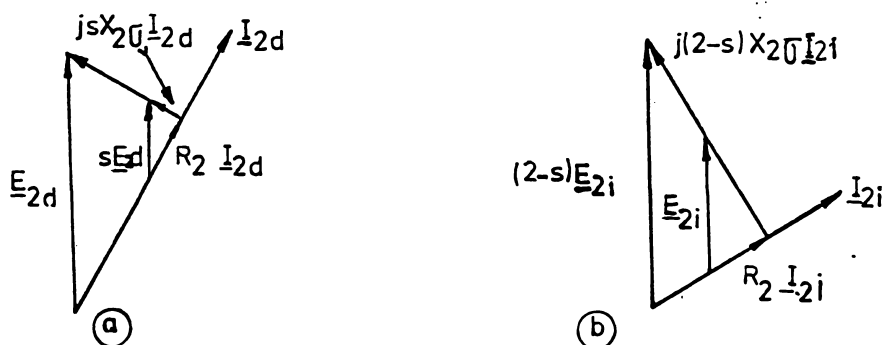


Fig.2.6. Diagrammele fazoriale ale componentelor simetrice din rotor. a-componenta de succesiune directă, b- componenta de succesiune inversă.

Curentul de succesiune inversă din rotor, redus la stator, se calculează cu relația :

$$\underline{I}'_{2i} = \frac{(2-s)\underline{E}'_{2i}}{R'_2 + j(2-s)X'_{\sigma 2}} \quad (2.47)$$

În literatură /2.13/ se folosește drept schemă echivalentă a motorului asincron pentru componenta de succesiune inversă schema din figura 2.7.

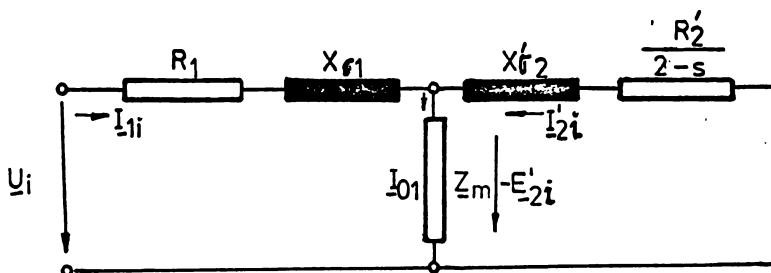


Fig.2.7. Schema echivalentă a motorului asincron pentru componentă de succesiune inversă.

Curentul rotoric redus la stator, conform schemei ecivalente din figura 2.7 are expresia:

$$\underline{I}'_{2i} = \frac{\underline{E}'_{2i}}{\frac{R'_2}{2-s} + jX'_{\sigma 2}} \quad (2.48)$$

Curentul calculat cu expresia (2.47) este egal cu cel calculat cu relația (2.48). Efectul Joule-Lenz al curentului de succesiune

inversă în rotor se calculează cu ajutorul curentului \underline{I}'_{2i} și a rezistenței R'_2 . Conform schemei echivalente din figura 2.7, efectul Joule-Lenz din rotor este dat de produsul $\underline{I}'_{2i}{}^2 R'_2 / 2-s$, care așa cum interpretăm acest produs în schema echivalentă pentru componenta de succesiune directă, trebuie să reprezinte suma dintre pierderile în înfășurarea rotorică și puterea stereomecanică. Puterea stereomecanică se obține:

$$P_m = \underline{I}'_{2i}{}^2 \frac{R'_2}{2-s} - \underline{I}'_{2i}{}^2 R'_2 = -\underline{I}'_{2i}{}^2 R'_2 \frac{1-s}{2-s} \quad (2.49)$$

Semnificația relației (2.49) este următoarea: puterea mecanică este introdusă în rotor și transformată în căldură. Termenul $-R'_2(1-s)/(2-s)$ echivalent rezistenței de sarcină din schema echivalentă pentru componenta de succesiune directă este o rezistență negativă, neavînd semnificație fizică. În schema echivalentă, în locul rezistenței de sarcină $-R'_2(1-s)/(2-s)$, autorul propune introducerea tensiunii electromotoare $\underline{E}'_{2i}(1-s)$ care se va adăuga la tensiunea transformatorică furnizată de rețea. În felul acesta, păstrînd conceptul rotorului echivalent, care stă la baza realizării schemei echivalente, dăm și o precizare fenomenologică, prin evidențierea pierderilor în înfășurarea rotorului și a tensiunii electromotoare induse. În figura 2.8 se prezintă schema echivalentă a motorului asincron pentru componenta de succesiune inversă, cu completările arătate mai sus.

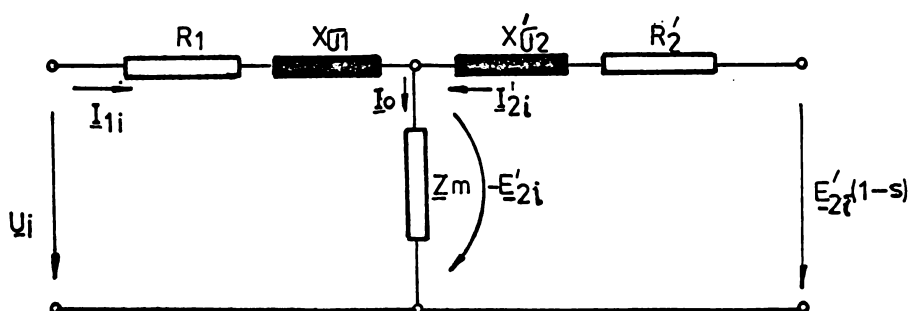


Fig.2.8. Schema echivalentă completată a motorului asincron pentru componenta de succesiune inversă.

Precizările făcute mai sus sînt necesare pentru studiul pe care îl vom face, avînd în vedere că pe baza schemei echivalente din figura 2.7 nu se pot evidenția pierderile în înfășurarea rotorică, produse de componenta de succesiune inversă a curentului.

În literatură, de exemplu /2.14/ pagina 86, se arată că în cazul

existenței cîmpului invers, rotorul trebuie realizat fără refularea curentului. La locomotiva electrică de 5100 kW motoarele serviciilor auxiliare au rotoarele cu colivie dublă sau bare înalte. Autorul consideră necesară cercetarea refulării curentului de succesiune inversă în cazul acestor rotoare, deoarece la demontarea motoarelor defecte s-au găsit colivii topite.

2.5.3.2. Refularea curentului de succesiune inversă în rotorul cu colivie dublă.

Rotorul cu colivie dublă dispune de două rînduri de bare, scurt-circuitate la capete. Colivia cea mai apropiată de întrefier se numește de pornire, ea avînd rezistență mare și reactanță de scăpări mică. Colivia de funcționare, fiind plasată la o distanță mai mare de întrefier, posedă o reactanță mai mare și o rezistență mai mică datorită faptului că se realizează cu secțiune mai mare.

La alimentarea cu tensiuni simetrice cele două colivii sînt parcurse de curenți a căror valoare depinde de viteza de rotație a motorului. La viteze de rotație mici, înfășurarea de funcționare preia o mică parte din curent datorită faptului că reactanța de scăpări este mare. Partea cea mai însemnată a curentului va străbate colivia de pornire care are o reactanță de scăpări mică și o rezistență mare. În felul acesta, la pornire apare în circuitul rotoric o rezistență mare, ceea ce înseamnă cuplu de pornire mare. La viteze de rotație mari, frecvența tensiunii electromotoare induse în rotor este mică, reactanța de scăpări este neglijabilă iar cea mai mare parte a curentului va circula prin colivia de funcționare.

O serie de probleme legate de motorul asincron cu dublă colivie nu sînt complet rezolvate și general acceptate, motiv pentru care considerăm necesar să facem un scurt istoric al etapelor de rezolvare a problemelor legate de el.

Motorul asincron cu colivie multiplă a fost inventat de Dloiwo-Dobrowolski, în anul 1889, fără ca invenția să aibă la bază cunoașterea amănunțită a fenomenului. Revendicarea principală a invenției era în legătură cu curentul de pornire care, în condițiile rețelelor slabe, trebuia să fie limitat la maximum de trei ori curentul nominal. Contribuții la aspectele teoretice ale coliviei duble au avut Arnold și Alexanderson care au stabilit scheme echivalente. Deși au apărut un mare număr de studii și cercetări în revistele de specia-

litate, au mai rămas un mare număr de probleme neclarificate, iar la începutul anilor 1950 progresul în acest domeniu se considera nesatisfăcător.

În anul 1952 se organizează în S.U.A., de către AIEE, un simpozion dedicat motorului cu dublă colivie. La acest simpozion au fost invitați specialiști din cercurile științifice și industriale pentru a-și prezenta metodele lor de calcul. S-a calculat un motor cu ajutorul metodelor expuse și apoi s-a executat. S-au constatat diferențe mari între rezultatele calculelor efectuate cu diverse metode și apoi față de măsurile măsurate în ceea ce privește curentul și cuplul de pornire. Cauzele impreciziei cu care s-a calculat curentul de pornire se datorează faptului că metodele de calcul ale reactanței de scăpări sînt imprecise și nu s-a ținut seama de saturație.

În decursul dezvoltării teoriei motorului asincron cu colivie dublă s-au elaborat mai multe variante de scheme echivalente, fiecare din ele criticabilă. În prezent nu există o schemă unică, general acceptată. În /2.6/ se prezintă mai multe scheme echivalente care sînt comparate din punct de vedere al preciziei cu care se calculează curentul și cuplul de pornire.

Pentru a stabili schema echivalentă a motorului cu dublă colivie /2.6/, vom porni de la modul în care se închid liniile de cîmp la trecerea curenților prin fiecare colivie. În figura 2.9.a se prezintă

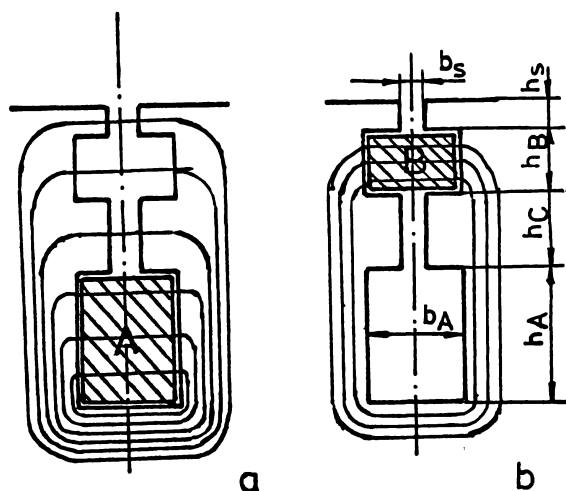


Fig.2.9. Schema liniilor de câmp ale coliviei duble.

fluxul produs la parcurgerea barei inferioare A și în figura 2.9.b fluxul produs la parcurgerea barei superioare. O parte din aceste fluxuri înlănțuie barele ambelor colivii. În această situație se află aproximativ întregul flux al barei superioare și o parte a fluxului barei inferioare (restul după ce se scade fluxul care se închide prin creștatura inferioară și canalul dintre colivii).

Fluxul care înlănțuie ambele colivii corespunde inductivității mutuale. Fluxurile ϕ_A și ϕ_B corespund inductivităților proprii ale coliviilor inferioară și superioară. Cunoscînd permeanțele căilor fluxu-

rilor de săpări se pot calcula reactanțele. Se presupune că permeabilitatea magnetică a armăturii este foarte mare ($\mu_{Fe} = \infty$), ceea ce permite neglijarea drumului în fier, avînd posibilitatea să ne limităm la drumul în aer.

Permeanța magnetică specifică λ a întregii creștături sau a unei părți a ei se calculează din energia magnetică a cîmpului unei bare, cu presupunerea $\mu_{Fe} = \infty$. Pentru partea de creștătură care conține conductor străbătut de curent se definesc trei componente ale permeanței specifice: λ'' calculată ca și cînd această parte n-ar fi străbătută de curent, λ' calculată ca pentru parte străbătută de curent și $\lambda^{(m)}$ corespunzătoare inductivității mutuale rezultată din înlănțuirea părții date cu toate părțile străbătute de curent aflate sub ea. Dacă partea dată se află la partea inferioară a creștăturii, atunci evident, $\lambda^{(m)}$ este zero. Valoarea lui λ depinde de forma și dimensiunile creștăturii, în literatură fiind date relații de calcul /2.17, 2.8/.

Schema echivalentă a motorului cu colivie dublă /2.6/ se prezintă în figura 2.10.

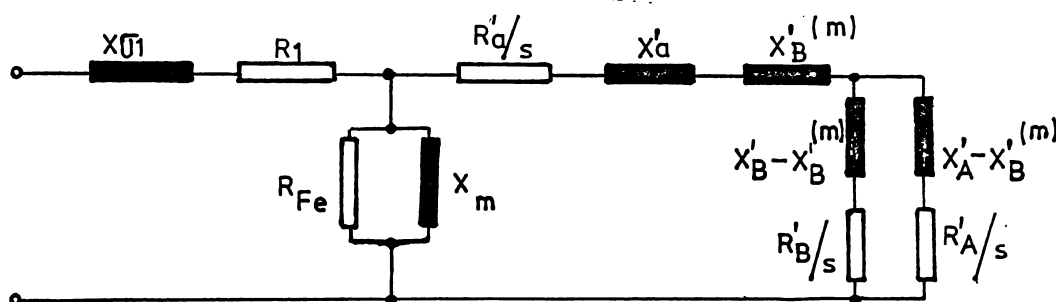


Fig.2.10. Schema echivalentă a motorului cu dublă colivie.

R_a - rezistența părții din înfășurarea rotorului comună ambelor colivii (inelul de scurtcircuitare). X_a - reactanța de dispersie a părții de deasupra barei superioare, a inelului de scurtcircuitare și reactanța diferențială.

În majoritatea cazurilor $X'_B - X'_B^{(m)}$ este zero, obținîndu-se schema echivalentă Alexanderson, apreciată în /2.6/ ca fiind una din schemele care dau cele mai bune rezultate.

Pentru componenta de succesiune inversă, bazați pe considerentul că /2.8/ rezistența barei A este neglijabilă față de reactanță, autorul propune schema echivalentă din figura 2.11. În punctul 2 din schema echivalentă figura 2.11 curentul se ramifică, o parte trecînd

prin rezistența $R'_B/(2-s)$ și alta prin reactanța $X'_A - X'_B^{(m)}$.

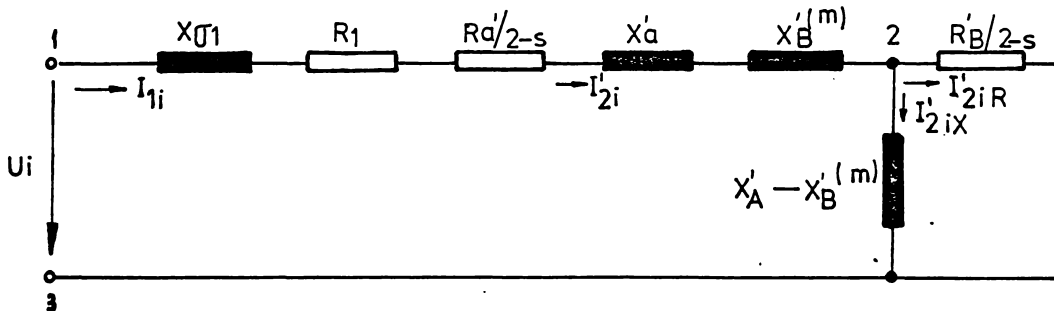


Fig.2.11. Schema echivalentă a motorului asincron cu dublă colivie pentru componenta de succesiune inversă.

Curentul prin rezistența $R'_B/(2-s)$ se determină considerînd căderea de tensiune pe impedanța echivalentă a circuitului format din rezistența $R'_B/(2-s)$ și reactanța $X'_A - X'_B^{(m)}$ conectate paralel, produsă de curentul I'_{2i} .

$$\Delta U_{23} = I'_{2i} \frac{1}{\frac{1}{R'_B/(2-s)} - j \frac{1}{X'_A - X'_B^{(m)}}} = I'_{2i} \frac{R'_B/(2-s) \cdot [X'_A - X'_B^{(m)}]}{X'_A - X'_B^{(m)} - jR'_B/(2-s)}$$

căderea de tensiune ΔU_{23} aplicată rezistenței $R'_B/(2-s)$ va produce curentul

$$I'_{2i}R = I'_{2i} \frac{1}{R'_B/(2-s)} \frac{R'_B/(2-s) \cdot [X'_A - X'_B^{(m)}]}{X'_A - X'_B^{(m)} - jR'_B/(2-s)} = I'_{2i} \frac{1}{1 - j \frac{R'_B/(2-s)}{X'_A - X'_B^{(m)}}} \quad (2.50)$$

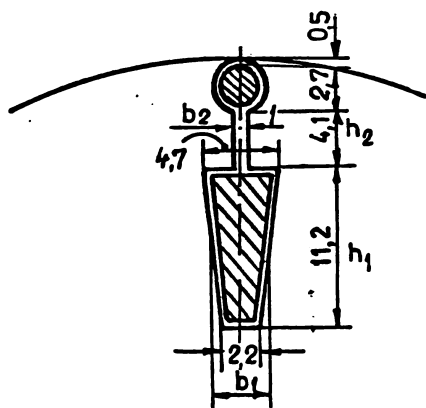
Cu ajutorul soluțiilor teoretice stabilite în acest paragraf. vom trece să analizăm cazul concret al motorului AMV-1 pentru acționarea ventilatoarelor motoarelor de tracțiune.

2.5.3.2.1 Calculul pierderilor suplimentare produse de curentul de succesiune inversă în rotorul cu colivie dublă al motorului AMV 1

Forma creșterii rotorice la motorul AMV-1 este prezentată în figura 2.12 /2.19/. Permeanța specifică cu care se va calcula $X'_A - X'_B^{(m)}$ este /2.8/ :

$$\lambda'_a + \lambda''_a = x \frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_2}{b_2} \quad (2.51)$$

unde b_1 este lăţimea medie a creştăturii iar x un coeficient care ţine cont de faptul că forma creştăturii este trapezoidală şi nu dreptunghică. x se ia din /2.17/.



$$\lambda'_a + \lambda''_a = 0,93 \frac{11,4}{4,7} + \frac{4,1}{1} = 6,32$$

Reactanţa corespunzătoare este:

$$X'_A - X'_B^{(m)} = 2\pi f \mu_0 \ell (\lambda'_a + \lambda''_a) k \quad (2.52)$$

unde ℓ este lungimea maşinii iar k este factorul de reducere la stator.

La motorul AMV-1 $\ell = 17,5$ cm iar k se calculează cu relaţia /2.14/:

$$k = \frac{4m_1}{Z_2} (w_1 k_{w1})^2 \quad (2.53)$$

Fig.2.12. Creştătura rotorică a motorului AMV-1.

unde: m_1 - numărul de faze din stator,

Z_2 - numărul de bare ale coliviei rotori

ce, w_1 - numărul de spire statorice conectate în serie pe fază, k_{w1} - factorul de bobinare.

La motorul AMV-1 conform /2.19/ avem: $Z_2 = 28$; $w_1 = N_c \cdot p \cdot q = 108$

$$k_{w1} = k_p k_d = 0,958 \sin \frac{9}{12} \frac{\pi}{2} = 0,885 ; k = \frac{4 \cdot 3}{28} (108 \cdot 0,885)^2 = 3915$$

$$X'_A - X'_B^{(m)} = 2 \cdot 50 \cdot 4 \cdot 10^{-9} \cdot 17,5 \cdot 6,32 \cdot 3915 = 1,7 \Omega$$

$$\text{Rezistenţa barei superioare } r_{bB} = \rho_{Cu75} \frac{l_{bB}}{q_{bB}} = 0,0217 \frac{0,175}{5,72} = 6,63 \cdot 10^{-4} \Omega$$

$$\text{redusă la stator este: } R'_B = r_{bB} k = 6,63 \cdot 10^{-4} \cdot 3915 = 2,59 \Omega$$

$$\text{Rezistenţa barei inferioare } r_{bA} = \rho_{Cu75} \frac{l_{bA}}{q_{bA}} = 0,0217 \frac{0,175}{38,64} = 9,82 \cdot 10^{-5} \Omega$$

$$\text{redusă la stator este: } R'_A = r_{bA} k = 9,82 \cdot 10^{-5} \cdot 3915 = 3,84 \cdot 10^{-1} \Omega$$

Conform măsurătorilor prezentate în capitolul 6, în cazurile cele mai dezavantajoase dar la funcţionarea normală apar curenţi de succesiune inversă de 3,4 A la fiecare motor AMV-1. Curentul de succesiune inversă care trece prin colivia superioară se determină cu relaţia (2.50) .

$$I'_{2iR} = \frac{3,4}{1 - j \frac{2,59}{1,95 \cdot 1,7}} = 2,677 e^{-j38^\circ}$$

Efectul Joule-Lenz al acestui curent în colivia superioară corespunzător unei faze este:

$$P_B = I'_{2iR}{}^2 R'_B = 2,67^2 \cdot 2,59 = 18,56 \text{ W}$$

Pe întregul motor vor apare pierderi suplimentare produse de curentul de succesiune inversă de 55,7 W. Față de pierderile măsurate cu ocazia probelor de tip /2.19/ aceste pierderi suplimentare reprezintă 50% din pierderile în cuprul rotor.

2.5.3.3. Refularea curentului de succesiune inversă la motoarele avînd colivia realizată cu bare înalte

Datorită faptului că t.e.m. de succesiune inversă indusă în rotor are frecvența de aproximativ 100 Hz, la motoarele cu bare înalte apare o puternică refulare a curentului de succesiune inversă.

În vederea aprecierii pierderilor suplimentare din rotor ca urmare a refulării curentului este necesară determinarea rezistenței în curent alternativ și densitatea de curent în secțiunea barei. În literatură /2.8, 2.14, 2.15 și 2.17/ sînt date metode de calcul pentru bare simple, de formă dreptunghiulară, care pot fi utilizate cu oarecare aproximație și în cazul barelor cu secțiune mai complicată obținută prin turnare. În continuare se prezintă o metodă mai precisă, dezvoltată de autor /2.10/, bazată pe considerarea barelor de formă trapezoidală. În această formă se pot încadra toate motoarele serviciilor auxiliare de pe locomotiva electrică de 5100 kW.

În figura 2.13 se prezintă bara înaltă de formă trapezoidală. Cu \mathcal{H}_x s-a notat vectorul cîmp magnetic iar cu \mathcal{Q}_x s-a notat vectorul densitate de curent în secțiunea x.

Formăm integrala de linie pe o linie periferică care limitează suprafața hașurată între înălțimea de la bază x și x+dx. Tensiunea magnetică în lungul unei curbe închise este egală cu solenația care înlanțuie curba respectivă.

$$\oint (d\mathcal{H}) = \left[\mathcal{H}_x + \frac{\partial \mathcal{H}_x}{\partial x} dx \right] \left[b + 2C_1(x+dx) \right] - \mathcal{H}_x(b + 2C_1x) = \mathcal{Q}_x(b + 2C_1x) dx \quad (2.54)$$

pentru porțiunile laterale, de lungime $dx/\cos\beta$, tensiunea magnetică este zero. După efectuarea operațiilor și renunțarea la notația

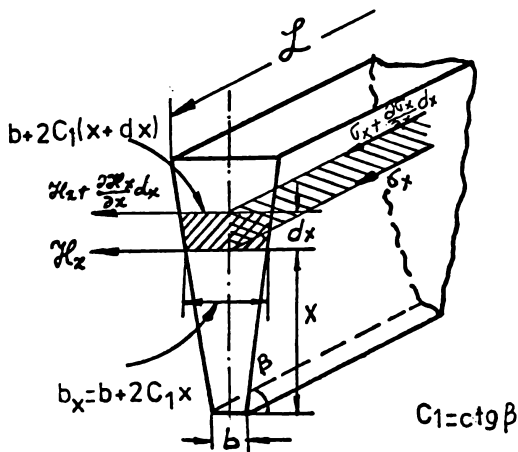


Fig.2.13. Bară înaltă de formă trapezoidală.

vectorială deoarece avem produs scalar iar vectorii sînt coliniari, vom avea:

$$\frac{\partial H}{\partial x} + H \frac{2C_1}{b+2C_1x} = \sigma \quad (2.55)$$

Din cea de a II-a lege a lui Maxwell obținem:

$$\text{rot } \mathcal{E} = - \frac{\partial \mathcal{B}}{\partial t} \quad \text{sau}$$

$$\int (ds \text{ rot } \mathcal{E}) = \oint (dl \mathcal{E}) = - \frac{\partial}{\partial t} \int (ds \mathcal{B}) \quad (2.56)$$

Din figura 2.13, ținînd cont că $\mathcal{E} = \rho \sigma$ se scrie:

$$\left[- \left(\mathcal{E}_x + \frac{\partial \mathcal{E}_x}{\partial x} dx \right) + \mathcal{E}_x \right] L = - \mu_0 \frac{\partial}{\partial t} \mathcal{H}_x L dx \quad (2.57)$$

De unde se deduce:

$$\frac{\partial E}{\partial x} = \rho \frac{\partial \sigma}{\partial x} = \mu_0 \frac{\partial H}{\partial t} \quad (2.58)$$

Facem schimbarea de variabilă $\frac{b}{2C_1} + x = r$; $dx = dr$, relațiile (2.55) și (2.58) devin

$$\frac{H}{r} + \frac{\partial H}{\partial r} = \sigma \quad (2.59)$$

$$\frac{\partial H}{\partial t} = \rho \frac{\partial \sigma}{\partial r} = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial E}{\partial r} \quad (2.60)$$

Vom explicita derivata parțială din relația (2.59)

$$\frac{\partial H}{\partial r} = \sigma - \frac{H}{r} \quad (2.61)$$

Derivînd expresia (2.61) în raport cu timpul și expresia (2.60) în raport cu r avem:

$$\frac{\partial^2 H}{\partial r \partial t} = \frac{\partial \sigma}{\partial t} - \frac{1}{r} \frac{\partial H}{\partial t} \quad (2.62)$$

$$\frac{\partial^2 H}{\partial t \partial r} = \frac{\rho}{\mu_0} \frac{\partial^2 \sigma}{\partial r^2} \quad (2.63)$$

Din expresiile (2.62) și (2.63) a căror membri stîngi sînt identici se obține expresia:

$$\frac{\rho}{\mu_0} \frac{\partial^2 \sigma}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\rho}{\mu_0} \frac{\partial \sigma}{\partial r} - \frac{\partial \sigma}{\partial t} = 0 \quad (2.64)$$

Ca funcție de timp $\underline{\sigma}$ este o funcție sinusoidală. Prin trecerea la valori complexe vom avea:

$$\underline{\sigma} = e^{j\omega t} ; \quad \frac{\partial \underline{\sigma}}{\partial t} = j\omega \underline{\sigma}$$

$$\frac{\partial^2 \underline{\sigma}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \underline{\sigma}}{\partial r} - j\omega \mu_0 \frac{1}{\rho} \underline{\sigma} = 0 \quad (2.65)$$

Ecuatia diferențială (2.65) este o ecuație diferențială de tip Kelvin. Vom nota cu:

$$k^2 = \omega \frac{\mu_0}{\rho} \quad (2.66)$$

ecuația (2.65) devenind

$$\frac{\partial^2 \underline{\sigma}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \underline{\sigma}}{\partial r} - jk^2 \underline{\sigma} = 0 \quad (2.67)$$

Soluția generală a ecuației (2.67) este /2.3/

$$\underline{\sigma} = AJ_0(krj^{3/2}) + BK_0(krj^{3/2}) \quad (2.68)$$

unde J_0 este funcția Bessel de speța I și de ordin zero iar K_0 este funcția Kelvin. In cazul nostru constanta $B=0$ deoarece la $\rho=0$ densitatea de curent are o valoare finită /2.3/ iar constanta A se va defini mai târziu. Densitatea de curent se va calcula deci cu formula

$$\underline{\sigma} = AJ_0(krj^{3/2}) = AM_0(kr)e^{j\theta_0(kr)} \quad (2.69)$$

Densitatea de curent la diferite înălțimi de la bază se poate calcula și cu ajutorul funcțiilor ber și bei

$$M_0(kr) = \sqrt{\text{ber}_0^2(kr) + \text{bei}_0^2(kr)} ; \quad \theta_0(kr) = \text{arc tg } \frac{\text{bei}_0(kr)}{\text{ber}_0(kr)} \quad (2.70)$$

Dacă la înălțimea h a secțiunii barei unghiul β din figura 2.13 își schimbă valoarea, în continuarea calculelor se disting următoarele situații:

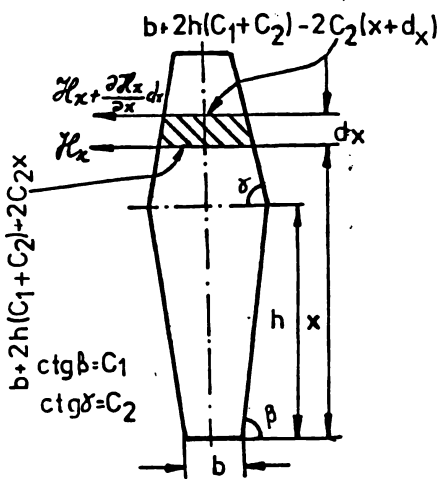
a. $\beta < 90^\circ$. Densitatea de curent se calculează cu aceeași formulă (2.69) în care r va avea o altă valoare, corespunzătoare noului unghi β . Noua constantă A se calculează din condiția ca densitatea de curent să fie aceeași în secțiunea h , indiferent de care din valorile lui r se introduc în formulă.

b. $\beta = 90^\circ$. Densitatea de curent se calculează conform /2.2/ iar rezistența în curent alternativ conform /2.14 și 2.15/.

c. $\beta > 90^\circ$. Pentru această situație autorul a dedus o altă relație

/2.10/, prin metoda care se va prezenta în cele ce urmează. Relația poate fi particularizată pentru $h=0$ în cazul barei trapezoidale cu baza mică spre întrefier.

În figura 2.14 se prezintă secțiunea barei trapezoidale, des întâlnită în practică, compusă din două trapeze suprapuse. O astfel de secțiune întâlnim la motorul compresorului de pe locomotiva electrică de 5100 kW. Cu o astfel de secțiune pot fi approximate barele cu bazele racordate.



Pentru $x > h$, cu notațiile din figura 2.14, aplicând legile lui Maxwell se obține:

$$\frac{\partial H}{\partial x} + H \frac{2C_2}{b + 2h(C_1 + C_2) - 2C_2x} = \sigma \quad (2.71)$$

notăm cu:

$$v = \frac{b + 2h(C_1 + C_2)}{2C_2} - x ; \quad dv = -dx \quad (2.72)$$

vom avea:

$$\sigma = H \frac{1}{v} - \frac{\partial H}{\partial v} \quad (2.73)$$

Fig.2.14. Bară înaltă trapezoidală cu baza mică spre întrefier.

În relația (2.58) se înlocuiește $dx = -dv$

$$\frac{\partial E}{\partial v} = \rho \frac{\partial \sigma}{\partial v} \quad (2.74)$$

Procedând la fel ca și pentru partea inferioară a barei obținem pe rând relațiile:

$$\frac{\partial H}{\partial v} = H \frac{1}{v} - \sigma ; \quad \frac{\partial H}{\partial t} = -\frac{\rho}{\mu_0} \frac{\partial \sigma}{\partial v} ; \quad \frac{\partial^2 H}{\partial v \partial t} = \frac{\partial H}{\partial t} \frac{1}{v} - \frac{\partial \sigma}{\partial t} ; \quad \frac{\partial^2 H}{\partial t \partial v} = -\frac{\rho}{\mu_0} \frac{\partial^2 \sigma}{\partial v^2}$$

$$-\frac{\rho}{\mu_0} \frac{\partial^2 \sigma}{\partial v^2} = \frac{\partial H}{\partial t} \frac{1}{v} - \frac{\partial \sigma}{\partial t} ; \quad -\frac{\rho}{\mu_0} \frac{\partial^2 \sigma}{\partial v^2} = -\frac{\rho}{\mu_0} \frac{1}{v} \frac{\partial \sigma}{\partial v} - \frac{\partial \sigma}{\partial t}$$

$$\frac{\partial^2 \sigma}{\partial v^2} - \frac{1}{v} \frac{\partial \sigma}{\partial v} - \frac{\mu_0}{\rho} \frac{\partial \sigma}{\partial t} = 0 \quad (2.75)$$

Prin trecerea la forma complexă relația (2.75) devine:

$$\frac{\partial^2 \sigma}{\partial v^2} - \frac{1}{v} \frac{\partial \sigma}{\partial v} - j\omega \frac{\mu_0}{\rho} \sigma = 0 \quad (2.76)$$

Ecuția diferențială (2.76) poate fi adusă la o formă cunoscută prin introducerea notațiilor:

$$a = -1 \quad b = -j\omega \frac{\mu_0}{\rho}$$

$$\frac{\partial^2 \sigma}{\partial v^2} + \frac{a}{v} \frac{\partial \sigma}{\partial v} + b \sigma = 0 \quad (2.77)$$

Soluția generală a ecuației diferențiale (2.77) este /2.3/:

$$\sigma = v^{\frac{1-a}{2}} Z_{\frac{1-a}{2}}(v\sqrt{b}) = 0 \quad (2.78)$$

După introducerea valorilor concrete pentru a și b soluția (2.78) devine:

$$\sigma = v Z_1 \left(v \sqrt{-j\omega \frac{\mu_0}{\rho}} \right) = v A_1 J_1(k v j^{3/2}) \quad (2.79)$$

unde s-a notat $k = \sqrt{\omega \frac{\mu_0}{\rho}}$ iar J_1 este funcția Bessel de speța I și ordinul 1.

Observînd variația densității de curent cu înălțimea se constată că între densitățile la diferite înălțimi există defazaje în timp, fapt care conduce la un efect Joule-Lenz mai mare decît cel rezultat din calculul efectuat cu considerarea curentului rezultat din conductor și a rezistenței totale, reale a barei. Acest efect se ia în considerare global prin introducerea noțiunii de "rezistență în curent alternativ" a barei.

Efectul Joule-Lenz momentan pentru înălțimea de bară h este:

$$p_c^W = \int_0^h (\sigma b_x dx)^2 \rho \frac{L}{b_x dx} = \int_0^h \sigma^2 b_x \rho L dx = \rho L \int_0^h \sigma^2 b_x dx \quad (2.80)$$

unde b_x este lățimea barei la înălțimea x.

Efectul Joule-Lenz mediu pe o perioadă este:

$$\begin{aligned} P_c^W &= \frac{1}{T} \int_0^T p_c dt = \frac{1}{T} \int_0^T dt \rho L \int_0^h \sigma^2 b_x dx = \rho L \int_0^h \left[\frac{1}{T} \int_0^T \sigma^2 dt \right] b_x dx = \\ &= \rho L \int_0^h \frac{\sigma_{\max}^2}{2} b_x dx \end{aligned} \quad (2.81)$$

Introducem noțiunile de rezistență în curent alternativ - R_a și

$\sigma_{\text{mijl.max}}$, densitatea medie în raport cu secțiunea și maximă în timp care au proprietatea că produc acelaș efect Joule-Lenz mediu pe o perioadă ca și cel din relația (2.81). Din egalitatea relațiilor care definesc pierderile se exprimă rezistența în curent alternativ.

$$P_c^W = \frac{\sigma_{\text{mijl.max.}}^2 S^2}{2} R_a \quad (2.82)$$

$$R_a = \frac{\rho L}{S^2} \int_0^h \frac{\sigma_{\max.}^2}{\sigma_{\text{mijl. max.}}^2} b_x dx \quad (2.83)$$

Din modul de definire a densității $\sigma_{\text{mijl. max.}}$ rezultă că există egalitatea

$$\sigma_{\text{mijl. max.}} = A$$

A fiind definit de relația (2.69).

Pentru calculul rezistenței în curent alternativ se utilizează relația (2.83) în care se face o integrare grafică sau metoda autoului /2.10/ care folosește integrala Lommel. Forma generală a integralei Lommel este /2.3/:

$$\int_0^z [J_\nu(kz)]^2 dz = \frac{1}{2} z^2 \left\{ [J'_\nu(kz)]^2 + \left(1 - \frac{\nu^2}{k^2 z^2}\right) [J_\nu(kz)]^2 \right\} \quad (2.84)$$

Pentru funcția Bessel de speța I și grad zero $\nu=0$, (2.84) devine:

$$\int_0^z [J_0(kz)]^2 dz = \frac{1}{2} z^2 \left\{ [J'_0(kz)]^2 + [J_0(kz)]^2 \right\} \quad (2.85)$$

Derivata funcției Bessel de speța I și grad zero se înlocuiește în (2.85) cu:

$$J'_0(kz) = -J_1(kz) \quad (2.86)$$

$$\int_0^z [J_0(kz)]^2 dz = \frac{1}{2} z^2 \left\{ [-J_1(kz)]^2 + [J_0(kz)]^2 \right\} \quad (2.87)$$

După introducerea relației (2.69) în (2.83) rezistența în curent alternativ se poate scrie

$$R_a = \frac{\rho L}{S} \frac{1}{S} \int_0^h J_0^2 b_x dx \quad (2.88)$$

Se constată identitatea formală dintre rezistența în curent alternativ și integrala Lommel (2.87), fapt care face posibilă calcularea analitică a rezistenței în curent alternativ.

$$R_a = \frac{\rho L}{S} \frac{1}{S} \int_0^h J_0^2 (b+2C_1 x) dx = R_c \frac{1}{S} \int_{\frac{b}{2C_1}}^{\frac{b}{2C_1} + h} J_0^2 2C_1 r dr \quad (2.89)$$

După aplicarea relației (2.87) obținem

$$R_a = \frac{2C_1}{S} R_c \frac{1}{2} \left| r^2 \left\{ [-J_1(krj^{3/2})]^2 + [J_0(krj^{3/2})]^2 \right\} \right|_{\frac{b}{2C_1}}^{\frac{b}{2C_1} + h} \quad (2.90)$$

2.5.3.3.1. Calculul pierderilor suplimentare produse de curentul de succesiune inversă în colivia cu bare înalte a motorului pentru acționarea compresorului (tip MCLE) pe locomotiva electrică de 5100 kW.

Motorul asincron pentru acționarea compresorului de pe locomotiva electrică de 5100 kW are în rotor bare înalte cu secțiunea prezentată în figura 2.15.a. Pe porțiunea de înălțime 0-2,35 cm densitatea de curent se obține cu relația (2.69) iar de la 2,35 la 3,25 cm cu relația (2.79). Pentru aplicarea relațiilor vom calcula pe k cu relația (2.66) în care frecvența curentului se ia 100 Hz iar temperatura rotorului în timpul funcționării normale 200°C /2.14/

$$k = \sqrt{\frac{\mu_0}{\rho_{200^{\circ}\text{C}}} \omega} = \sqrt{\frac{4\pi \cdot 10^{-9}}{19,4 \cdot 10^{-4}}} 628 = 1,25$$

Pentru aplicarea schimbărilor de variabilă efectuate cu ocazia deducerii relațiilor (2.69) și (2.79) pe baza dimensiunilor din figura 2.15.a se calculează

$$C_1 = \text{ctg } \beta = \frac{1,85}{23,5} = 0,0787 \quad ; \quad r = x + \frac{b}{2C_1} = x + 1,27 \text{ cm}; \quad b_x = b + 2C_1x = 0,2 + 0,157x$$

$$; \quad C_2 = \text{ctg } \bar{\beta} = \frac{1,85}{9} = 0,205 \quad ; \quad \text{din relația (2.72) se calculează}$$

$$v = \frac{0,2 + 2,35(0,0787 + 0,205)}{2 \cdot 0,205} - x = 3,74 - x \quad ; \quad b_x = b + 2(C_1 + C_2)h - 2C_2x =$$

$$= 0,2 + 2 \cdot 2,35(0,0787 + 0,205) - 2 \cdot 0,205x = 1,54 - 0,41x$$

În vederea reprezentării grafice a densității de curent și calculării rezistenței în curent alternativ s-au completat tablelele 2.1 și 2.2. Valorile funcțiilor Bessel s-au luat din /2.3/.

Tabelul 2.1

x cm	r= x+1,27	kr	M_0 (kr)	θ_0 (kr) grade	M_0^2 (kr)	b_x	$M_0^2 b_x$
0	1,27	1,59	1,09	35	1,29	0,2	0,259
0,5	1,77	2,21	1,33	61	1,76	0,278	0,49
1	2,27	2,84	1,79	88	3,2	0,357	1,14
1,5	2,77	3,46	2,5	114	6,25	0,436	2,72
2	3,27	4,1	3,44	140	11,8	0,514	6,1
2,35	3,62	4,52	4,63	160	21,5	0,57	12,25

Din condiția ca la înălțimea $h=2,35$ cm densitatea de curent să fie aceeași, calculată cu formula (2.69) sau (2.79), se determină constanta a cu care trebuie amplificat rezultatul obținut cu relația (2.79). $a=3,75 e^{j4^\circ}$.

Tabelul 2.2.

X cm	v	kv	M_1	avM_1	l^+ arg.a	$(avM_1)^2$	b_x	$(avM_1)^2 b_x$
2,35	1,39	1,74	0,89	4,62	160	21,25	0,57	12,25
2,5	1,24	1,55	0,78	3,63	156	13,2	0,52	6,85
2,75	0,99	1,23	0,62	2,3	150	5,3	0,415	2,2
3	0,74	0,925	0,46	1,275	144	1,62	0,314	0,51
3,25	0,49	0,612	0,30	0,55	141	0,3	0,2	0,06

În figura 2.15.b s-a reprezentat variația densității curentului de succesiune inversă, în valori relative raportate la $\sigma_{mijl.max.}$ și defazarea densității cu înălțimea. În figura 2.15.c s-a reprezentat $M_0^2 b_x$ și $(avM_1)^2 b_x$ din care prin integrare grafică se obține:

$$R_a = R_c \frac{1}{5} \left[\int_0^{2,35} M_0^2 b_x dx + \int_{2,35}^{3,25} (avM_1)^2 b_x dx \right] = R_c \frac{1}{1,25} (6,9+2,8) = 7,75 R_c$$

Pentru porțiunea de bară de înălțime 2,35 cm vom calcula rezistența în curent alternativ, pentru verificare, și cu relația (2.90)

$$R_{a1} = \frac{0,157}{1,25} R_c \left. \frac{1}{2} r^2 \left\{ \left[J_1(krj^{3/2}) \right]^2 + \left[J_0(krj^{3/2}) \right]^2 \right\} \right|_{1,27}^{3,62} =$$

$$= 0,0628 R_c \left\{ 13,1 \left[(4,35e^{j225^\circ})^2 + (4,86e^{j158^\circ})^2 \right] - 1,61 \left[(0,81e^{j153^\circ})^2 + (1,09e^{j35^\circ})^2 \right] \right\} = 0,0628 R_c \left[13,1(-j6,9) - 1,61(0,8+j0,59) \right] = 5,65 R_c$$

Contribuția porțiunii de bară 0-2,35 cm la rezistența în curent alternativ este conform relației (2.90) de $5,65 R_c$ foarte puțin diferită de rezultatul obținut prin integrare grafică de $5,5 R_c$.

Conform măsurărilor, în cazul cel mai dezavantajos dar la funcționarea normală a serviciilor auxiliare, curentul de succesiune inversă reprezintă 40% din cel de succesiune directă. Pierderile suplimentare produse în rotor de curentul de succesiune inversă sînt:

$$P_f = (0,4I_d)^2 R_a = 0,16 I_d^2 \cdot 7,75 R_c = 1,24 P_d$$

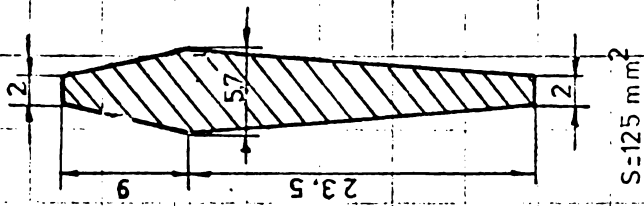
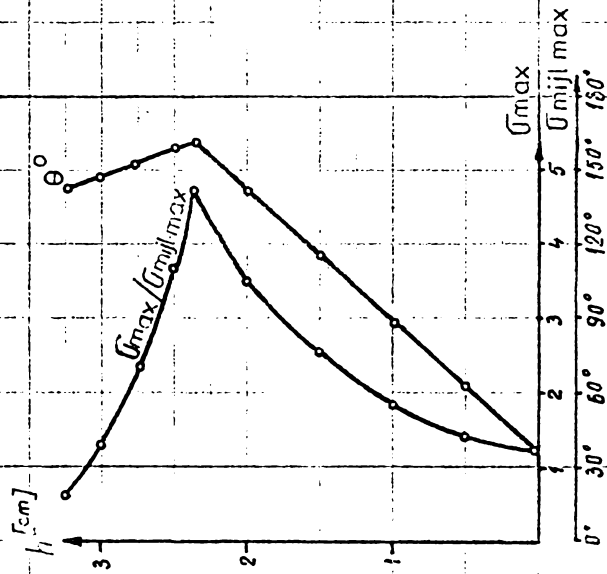
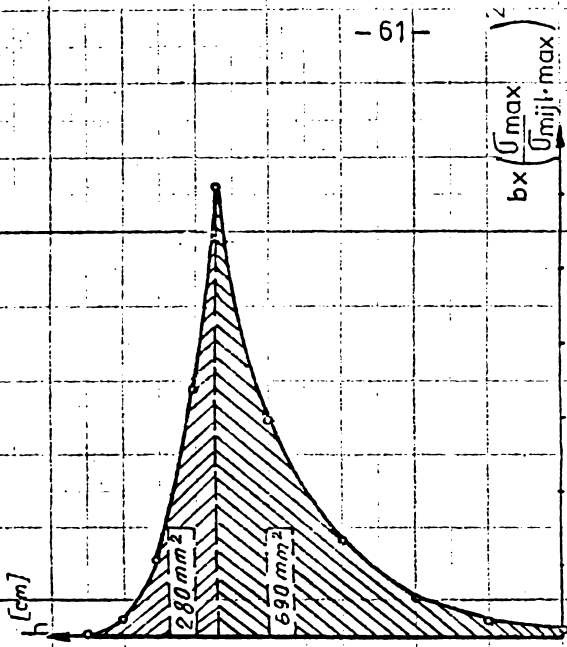


Fig.2.15. Refularea curentului de succesiune inversă în colivia motorului tip MCLÉ. (a) Secțiunea barei. (b) Variația densității curentului de succesiune inversă și defazarea densității cu înălțimea. (c) Reprezentarea grafică a marimilor M_2^2 (kr) bx și σM_1^2 (kv) bx necesare calculului rezistenței în curent alternativ.

Pierderile suplimentare produse de curentul de succesiune inversă în rotor, sînt mai mari decît pierderile produse de curentul de succesiune directă, fapt de care trebuie să se țină seama la alegerea motorului de acționare. Atenționarea făcută în /2.14/, asupra faptului că în cazul alimentării nesimetrice nu se folosește motor cu refularea curentului, este pe deplin justificată prin cazul concret analizat mai sus. În exploatare s-au constatat motoare (mai des AMV-2.1) cu cloiviile topite și aluminiul aruncat de forța centrifugă din crestături.

2.6. Pornirea motorului asincron trifazat alimentat de la o rețea monofazată.

În legătură cu pornirea motorului asincron trifazat alimentat de la o rețea monofazată se pun trei genuri de probleme.

Prima categorie de probleme se referă la calculul componentelor simetrice în timpul pornirii. În paragraful 2.6.1, consacrat acestei probleme, autorul prezintă o metodă originală pentru construirea diagramei loc geometric a componentelor simetrice în timpul pornirii avînd ca parametru alunecarea.

A doua categorie de probleme se pun în legătură cu determinarea admitanței de defazare și configurației schemei de pornire, de așa manieră încît să ne apropiem de situația existentă la alimentarea simetrică. Cu admitanța de pornire determinată în acest scop, trebuie să se cerceteze fenomenul pornirii pînă la atingerea turației nominale.

A treia problemă se referă la calculul cuplului dezvoltat de motor în timpul pornirii și trasarea caracteristicii mecanice. Valoarea medie a cuplului se poate calcula pe baza cunoașterii tensiunilor de succesiune directă și inversă în timpul pornirii.

2.6.1. Diagrama loc geometric a componentelor simetrice de tensiune în timpul pornirii

Relațiile pentru calculul componentelor simetrice ale tensiunii (2.17) + (2.20) pot fi folosite în cazul pornirii motorului asincron prin conectarea sa la o rețea monofazată. Pentru aplicarea relațiilor (2.17) + (2.20) este necesară cunoașterea admitanțelor

directă și inversă funcție de alunecare.

Diagrama cercului mașinii asincrone este locul geometric al curentului statoric, avînd ca parametru alunecarea, la alimentarea cu tensiune constantă. Este evident că această diagramă reprezintă, la o altă scară, admitanțele directă și inversă funcție de alunecare. Admitanța inversă variază foarte puțin între alunecarea $s=1$ și $s=2$ încît se va considera constantă și egală cu admitanța de la pornire ($s=1$). Modul de construire al locului geometric pentru componentele simetrice se va trata pe un caz concret.

2.6.1.1 Diagrama loc geometric a componentelor simetrice în timpul pornirii motorului cu colivie simplă.

Considerăm motorul asincron proiectat în /2.14/. Prin alegerea acestui motor, a cărui pornire cu alimentare nesimetrică este analizată și în /2.14/ pagina 85 și următoarele, se pun clar în evidență avantajele metodelor noi de studiu și proiectare introduse de autor. Din punct de vedere al acționării serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW acest tip de motor ar fi potrivit să înlocuiască motoarele tip AMV-2, folosite în prezent pentru acționarea ventilatoarelor transformatorului și rezistențelor de frînare care prezintă dezavantajul că au rotorul cu bare înalte. Pe baza datelor și relațiilor din /2.14/ se construiește schema echivalentă și diagrama cercului în figurile 2.16 și 2.17.

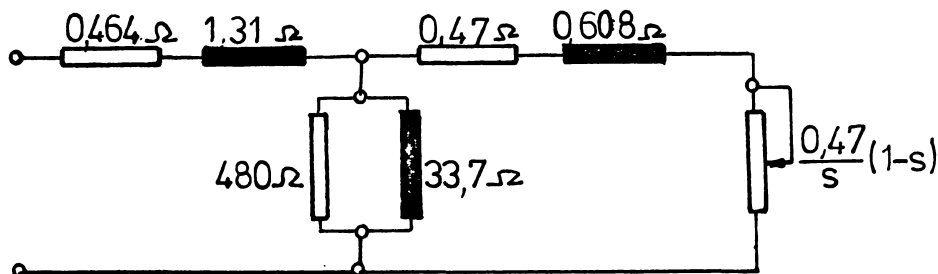


Fig.2.16. Schema echivalentă a motorului asincron de 10 kW proiectat în /2.14/

Curentul de mers în gol este $I_0 = 6,52 e^{-j84^\circ}$

Diametrul cercului /2.14/ va fi:

$$D = \frac{U_1}{X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2}} = \frac{220}{1,31 + 0,608} = 114,7 \text{ A}$$

Tangenta unghiului dintre fazorul care trece prin punctul $s=1$ și vârful curentului de mers în gol și axa reală este:

$$\operatorname{tg}\varphi'_k = \frac{X_{\sigma 1} + X'_{\sigma 2}}{R_1 + R'_2} = \frac{1,918}{0,934} = 2,053$$

$$\varphi'_k = 64^\circ$$

Unghiul pe care îl face fazorul ce trece prin $s=\infty$ și vârful curentului de mers în gol cu axa reală se calculează /2.14/:

$$\operatorname{tg}\varphi'_\infty = \frac{X_{\sigma 1} + X'_{\sigma 2}}{R_1} = \frac{1,918}{0,464} = 4,13$$

$$\varphi'_\infty = 76^\circ 25'$$

Cu datele calculate mai sus s-a construit diagrama cercului în figura 2.17. După trasarea drepte alunecărilor s-au figurat pe cerc câteva valori ale alunecării.

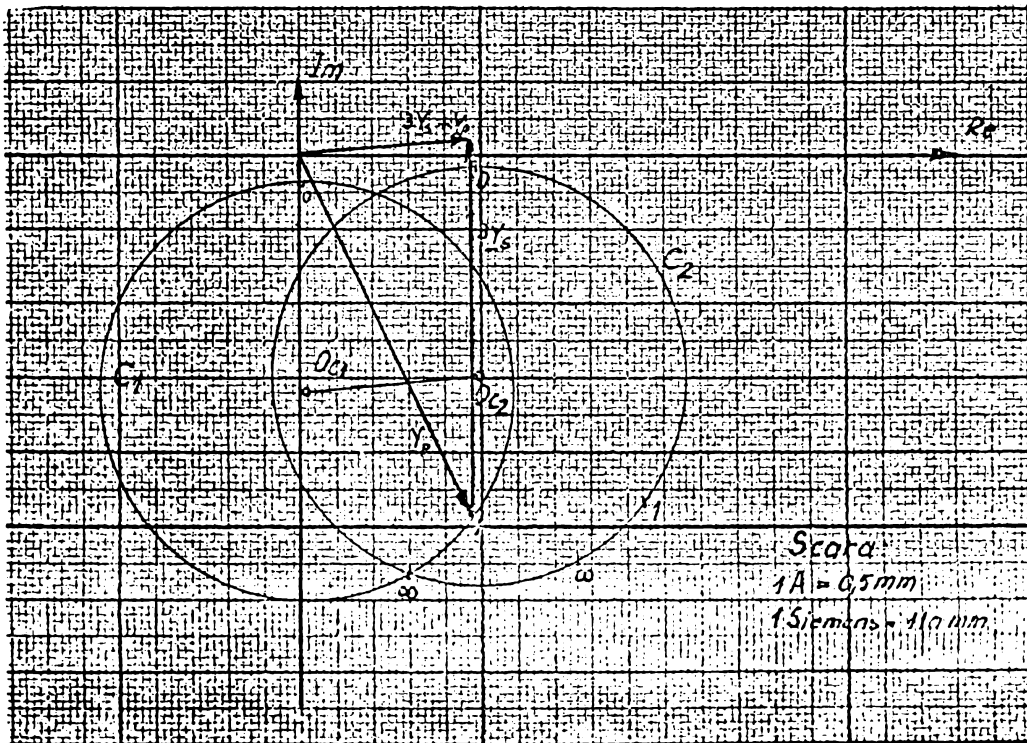


Fig.2.17. Diagrama cercului motorului asincron de 10 kW C_1 și diagrama după translație cu vectorul $3\underline{Y}_s + \underline{Y}_i$, C_2 .

În diagrama cercului mașinii asincrone, curentul statoric se măsoară prin fazorul care pleacă din origine la punctul de pe cerc corespunzător alunecării la care funcționează mașina. La scara admitanțelor acest fazor reprezintă admitanța echivalentă directă a motorului

pentru aceea alunecare. Locul geometric al vârfului fazorului \underline{Y}_d în timpul pornirii îl constituie arcul de cerc cuprins între alunecarea $s=1$ și $s=0$. Locul geometric al vârfului admitanței inverse \underline{Y}_i este reprezentat de arcul de cerc cuprins între alunecările $s=1$ și $s=2$. Datorită faptului că acest arc de cerc este foarte mic, se justifică considerarea admitanței inverse ca fiind constantă și egală cu admitanța echivalentă de pornire \underline{Y}_p .

La funcționarea cu încărcare nominală și conexiune în stea, motorul considerat prezintă următoarele date nominale: $U_f=220$ V, $I_N=20$ A, $\cos\varphi=0,87$, $\eta=0,875$. Motorul poate fi echivalat cu un consumator pasiv a cărui impedanță de fază este $\underline{Z}_M=11e^{j30^\circ}=9,25+j5,5$. Pentru alimentarea monofazată se determină parametrii circuitului de alimentare, x cu relația (2.11) și admitanța de defazare cu relația (2.10).

$$x = \frac{1}{2} \left(\sqrt{3} \frac{R_M}{X_M} - 1 \right) = \frac{1}{2} \left(\sqrt{3} \frac{9,52}{5,5} - 1 \right) \approx 1$$

$$X_s = 1,5 \frac{Z_M^2}{X_M} = 1,5 \frac{11^2}{5,5} = 33 \Omega$$

Capacitatea de defazare rezultă:

$$C = \frac{1}{33 \cdot 314} = 96 \mu F$$

Pentru acest motor, cu $x=1$, relațiile (2.17) și (2.18) iau valorile particulare:

$$\underline{U}_{dL} = \frac{3e^{-j60^\circ} \underline{Y}_s + \underline{Y}_i}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i} \quad (2.91)$$

$$\underline{U}_{iL} = \frac{3e^{j60^\circ} \underline{Y}_s + \underline{Y}_d}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i} \quad (2.92)$$

Rezervăm paragrafului următor prezentarea soluției de pornire avînd curenți simetrici în momentul conectării și ne vom ocupa de pornirea cu condensator, așa cum se recomandă în literatură. În /1.9. se arată că valoarea capacității de pornire trebuie să se afle față de capacitatea de funcționare în același raport ca și curentul de pornire și cel de funcționare. Conform acestei recomandări vom alege pentru pornire o capacitate de $500 \mu F$, ceea ce corespunde la o admitanță de defazare pentru pornire $\underline{Y}_s = 0,157 e^{j90^\circ}$.

In timpul pornirii motorului studiat tensiunea de succesiune

directă se calculează cu relația (2.91), în care se introduce admitanța de defazare calculată mai sus și admitanța inversă calculată conform schemei din figura 2.16, $\underline{Y}_p = \underline{Y}_i = 0,49e^{-j64^\circ}$.

$$\underline{U}_{dL} = \frac{0,0654e^{-j17^\circ 37'}}{3,0,157 e^{j90^\circ} + \underline{Y}_d + 0,49 e^{-j64^\circ}} \underline{U}_L \quad (2.91.A)$$

Folosind metodele de tratare a funcțiilor complexe de variabilă reală /2.16/, autorul a stabilit o metodă cu ajutorul căreia se trasează locul geometric al componentelor simetrice de tensiune.

Expresia de la numitorul tensiunii de succesiune directă (2.91), în care \underline{Y}_s și \underline{Y}_i s-au înlocuit cu valori numerice, reprezintă o translație. În figura 2.17 adunarea vectorilor $3\underline{Y}_s$ și \underline{Y}_i s-a făcut grafic. Translația locului geometric al vârfului fazorului \underline{Y}_d se face efectuând translația întregului cerc C_1 în C_2 și determinând apoi prin paralele la vectorul $3\underline{Y}_s + \underline{Y}_i$ arcul de cerc corespunzător numitorului formulei (2.91).

Un cerc, ca de exemplu C_2 , plasat într-un anumit loc în planul complex, reprezintă diagrama unei funcții de forma /2.16/ :

$$F = \frac{1+bs}{c+ds} \quad (2.93)$$

unde s reprezintă variabila (în cazul nostru alunecarea) iar b, c, d sînt constante complexe, îndeplinind condiția c/d nu este un număr real. Această funcție se mai poate scrie:

$$F = \frac{b}{d} + \rho \frac{1}{c+ds} \quad (2.94)$$

$$\rho = \frac{d-bc}{d} \quad (2.95)$$

Inversul funcției (2.93) reprezintă tot un cerc:

$$F_i = \frac{c+ds}{1+bs} \quad (2.96)$$

care poate fi scrisă sub forma:

$$F_i = \frac{d}{b} + \rho_i \frac{1}{1+bs} \quad (2.97)$$

Conform relației (2.91) trebuie să construim inversul cercului C_2 din figura 2.17, lucru care devine posibil cu ajutorul relației (2.96) după ce calculăm constantele b, c și d . Constantele b, c și d se vor putea calcula cu ajutorul măsurătorilor făcute pe diagrama din figura 2.17 pentru câteva cazuri particulare. La $s=0$ relațiile (2.93) și (2.94) vor fi:

$$F_o = \frac{1}{c} \quad (2.98)$$

$$F_o = \frac{b}{d} + \frac{1}{c} \quad (2.99)$$

La $s = \infty$ $F_\infty = \frac{b}{d} \quad (2.100)$

La $s = 1$ $F_1 = \frac{1+b}{c+d} \quad (2.101)$

$$F_1 = \frac{b}{d} + \frac{1}{c+d} \quad (2.102)$$

Din relația (2.98) rezultă:

$$c = \frac{1}{F_o} \quad (2.103)$$

Introducînd în expresia (2.95) expresiile (2.103) și (2.100) se obține:

$$\rho = \frac{F_o - F_\infty}{F_o} \quad (2.104)$$

Din relația (2.102) cu ajutorul relațiilor (2.100) și (2.104) se obține:

$$c+d = \frac{F_o - F_\infty}{F_o (F_1 - F_\infty)} \quad (2.105)$$

Cu ajutorul relației (2.105) din expresia (2.101) se scrie:

$$b+1 = \frac{F_1 (F_o - F_\infty)}{F_o (F_1 - F_\infty)} \quad (2.106)$$

$$b = \frac{F_\infty (F_o - F_1)}{F_o (F_1 - F_\infty)} \quad (2.107)$$

Din (2.100) se determină d:

$$d = \frac{F_o - F_1}{F_o (F_1 - F_\infty)} \quad (2.108)$$

Și din expresia (2.97) se va calcula cu relația:

$$\rho_i = \frac{bc-d}{b} = \frac{1}{F_o} - \frac{1}{F_\infty} \quad (2.109)$$

Înlocuind în relația (2.97) relațiile (2.107), (2.108) și (2.109) obținem relația de inversare în forma :

$$F_i = \frac{1}{F_\infty} + \left(\frac{1}{F_o} - \frac{1}{F_\infty} \right) \frac{1}{1+bs} \quad (2.110)$$

Pentru inversarea cercului C_2 cu ajutorul relației (2.110) se

măsoară pe figura 2.17 mărimile F_{∞} , F_1 și F_0 care la scara admitanțelor au valorile

$$\begin{aligned} F_{\infty} &= 0,345 - j0,495 = 0,603e^{-j55^{\circ}7'} \\ F_1 &= 0,427 - j0,427 = 0,603e^{-j45^{\circ}} \\ F_0 &= 0,213 - j0,0136 = 0,213e^{j3^{\circ}38'} \end{aligned}$$

Se calculează b cu relația (2.107)

$$b = \frac{0,603e^{-j55^{\circ}7'} (0,213 + j0,0136 - 0,427 + j0,427)}{0,213e^{j3^{\circ}38'} (0,427 - j0,427 - 0,345 + j0,495)} = 13e^{j17^{\circ}30'}$$

Conform relației (2.110), ecuația cercului invers cercului C_2 este

$$F_1 = 1,658e^{j55^{\circ}7'} + 4,087e^{-j23^{\circ}55'} \frac{1}{1 + 13e^{j17^{\circ}30'} s} \quad (2.111)$$

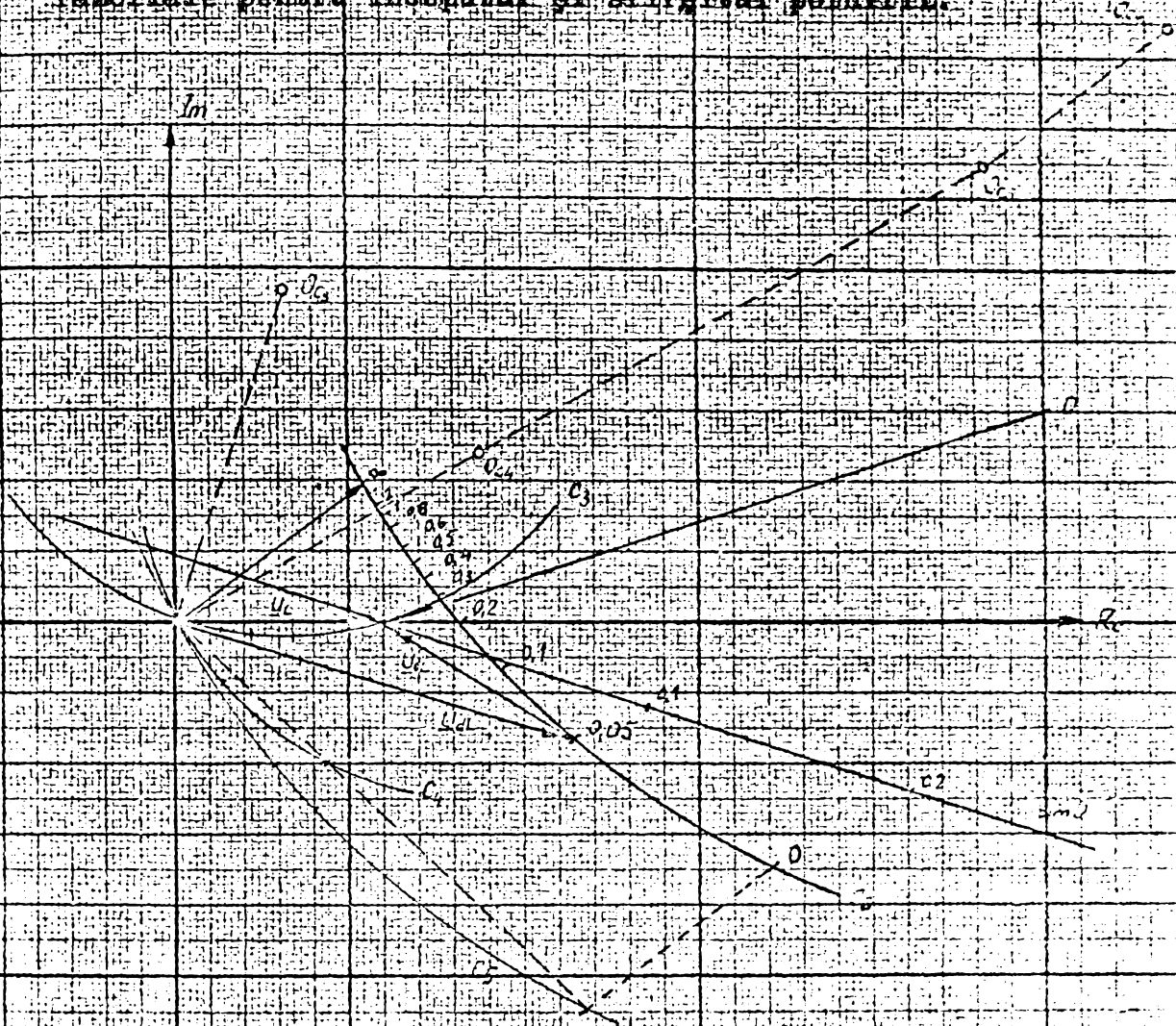
În expresia tensiunii directe (2.91.A) se introduce relația (2.111) care reprezintă numitorul

$$\begin{aligned} \underline{U}_{dL} &= 0,654e^{-j17^{\circ}37'} \left(1,658e^{j55^{\circ}7'} + \frac{4,087e^{-j23^{\circ}55'}}{1 + 13e^{j17^{\circ}30'} s} \right) \underline{U}_L = \\ &= (1,084e^{j36^{\circ}30'} + \frac{2,67e^{-j42^{\circ}33'}}{1 + 13e^{j17^{\circ}30'} s}) \underline{U}_L \quad (2.112) \end{aligned}$$

Continuarea calculului grafic are loc în figura 2.18, deoarece pentru încadrarea în dimensiuni rezonabile a fost necesară schimbarea scării. Expresia $1 + 13e^{j17^{\circ}30'} s$, care apare la numitorul relației (2.112), reprezintă ecuația unei drepte D . Inversul dreptei D este un cerc C_3 , care trece prin origine și are diametrul egal cu inversul distanței din origine la simetrica dreptei D . Cercului C_3 i se aplică: o rotație cu unghiul $-42^{\circ}33'$, obținându-se cercul C_4 și o omotetie de centru zero și raport 2,67, obținându-se în final cercul C_5 . Conform relației (2.112) cercului C_5 i se aplică translația cu $1,084e^{j36^{\circ}30'}$. Arcul de cerc C_6 , cuprins între alunecarea $s=1$ și $s=0$, reprezintă în unități relative tensiunea de succesiune directă.

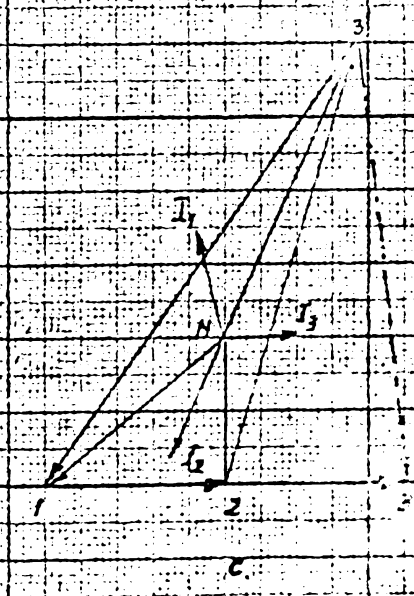
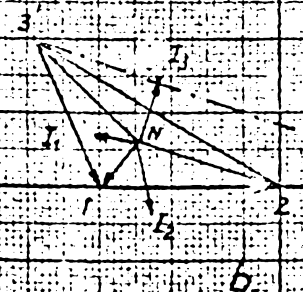
Alunecările de pe cercul C_6 s-au trasat concomitent cu realizarea întregii construcții. Dreapta D s-a construit dând lui s valori, 0, 01, 02, etc. Dreapta simetrică sim D s-a construit coborînd perpendiculare din punctele $s=01$; 02 ; etc. ale dreptei D pe axa reală și luînd simetricile acestor puncte față de axă. Unind punctele simetrice s-a obținut sim D gradată. Pe C_3 alunecările se transpun

Fig. 2.12a) Locul geometric al tangenții de autoinducție directă U_{d1} în câmpul periferic motorului de 10 kW / 2,34V și cingramile feroportale pentru încercările și afișajul punții.



Scara:
ca 1 Siemens → 3000

Scara: 15,2 V/mm
10 A/mm



la intersecția cu dreptele care unesc punctele $s=0,1$; $0,2$; etc. de pe simD cu originea. Pe cercul C_4 alunecările s-au transpus construind arce de cerc cu centrul în origine și raze egale cu alunecările măsurate pe cercul C_3 . După omotetie alunecările se găsesc pe cercul C_5 , la intersecția cercului cu dreptele care unesc originea cu alunecările de pe cercul C_4 .

Tensiunea inversă \underline{U}_{iL} se determină din figura 2.18.a pe baza relației $\underline{U}_{dL} + \underline{U}_{iL} = \underline{U}_L$, fiind vectorul care pleacă din punctul de alunecare s al locului geometric \underline{U}_{dL} la vârful lui \underline{U}_L .

Informații mai complete asupra modului cum se desfășoară pornirea se obțin, dacă pentru diferite alunecări se construiesc diagrame fazoriale. Modul de construire a diagramelor fazoriale pe baza componentelor simetrice este prezentat în /2.18/. Componentele simetrice ale tensiunilor de fază se obțin din componentele simetrice ale tensiunilor de linie cu relațiile (2.14) iar curenții cu relațiile (2.13). O remarcă ajutătoare pentru construirea diagramelor fazoriale este faptul că în acest caz curentul \underline{I}_3 este perpendicular pe căderea de tensiune $\underline{U}_{33'}$.

Pentru a ilustra mărimea nesimetriei s-au construit diagramele fazoriale din figurile 2.18.b și 2.18.c care reprezintă momentul conectării și situația de la funcționarea cu turație nominală, înainte de deconectarea bateriei de pornire. În ambele cazuri triunghiurile tensiunilor se abat mult de la forma echilaterală, indicând că la alunecări mari cuplul de pornire este mic iar la alunecări mici tensiunile repartizate pe faze sînt mari.

2.6.1.2. Diagrama loc geometric a componentelor simetrice de tensiune în timpul pornirii motorului cu colivie dublă

Diagrama loc geometric a curentului absorbit de motorul asincron cu dublă colivie se trasează împărțind domeniul de variație al alunecării în două părți /2.8/. Pentru alunecări mici, $s \approx 0$, este valabilă schema echivalentă din figura 2.19.

Rezistența și reactanța echivalentă R_{eq} și X_{eq} din figura 2.19, cu notațiile din figura 2.10, se calculează cu relațiile /2.8/:

$$R_{eq} = \frac{R'_A R'_B}{R'_A + R'_B} \quad (2.113)$$

$$X_{eq} = \frac{R_B'^2}{(R_A' + R_B')^2} (X_B' - X_B'^{(m)}) \quad (2.114)$$

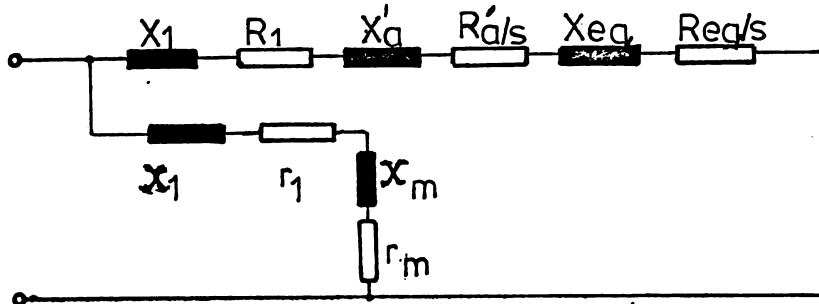


Fig.2.19. Schema echivalentă a motorului asincron cu dublă colivie pentru alunecări mici.

Cu ajutorul mărimilor din schema echivalentă figura 2.19 se determină în diagrama loc geometric a curentului un cerc cu diametrul:

$$D_{eq} = \frac{U_1}{X_1 + X_a' + X_{eq}} \quad (2.115)$$

Schema echivalentă pentru alunecări mari, $s \approx 1$, se prezintă în figura 2.20.

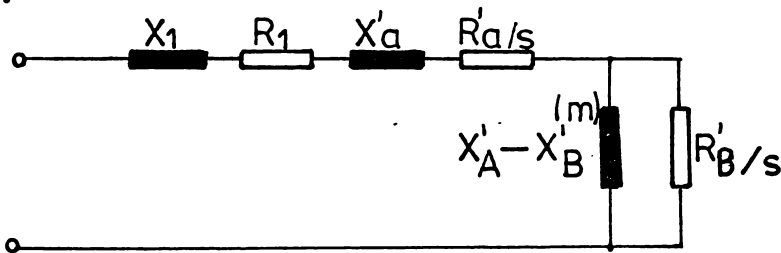


Fig.2.20. Schema echivalentă a motorului asincron cu dublă colivie pentru alunecări mari, $s \approx 1$.

În ipoteza că prima colivie este deschisă se determină un cerc C_o , cu diametrul:

$$D_o = \frac{U_1}{X_1 + X_a' + (X_B' - X_B'^{(m)})} \quad (2.116)$$

În punctul $s = \infty$ de pe acest cerc vom avea curentul:

$$I_{0\infty} = \frac{U_1}{\sqrt{R_1^2 + [X_1 + X_a' + (X_B' - X_B'^{(m)})]^2}} \quad (2.117)$$

Cercul curentului corespunzător schemei echivalente din figura 2.20 C_{sl} , va avea diametrul:

$$D_{sl} = \frac{U_1}{X_1 + X_a} - \frac{U_1}{X_1 + X_a' + (X_B' - X_B'^{(m)})} = D_a - D_o \quad (2.118)$$

Atît pe cercul C_{sl} cît și pe cercul C_a curentul la alunecarea $s = \omega$ este:

$$I_{a\omega} = I_{sl\omega} = \frac{U_1}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_a')^2}} \quad (2.119)$$

Vom lua ca exemplu numeric motorul AMV-1, folosit pentru acționarea ventilatoarelor motoarelor de tracțiune la locomotiva electrică de 5100 kW. Parametrii motorului asincron AMV-1, conform notațiilor din figura 2.10 sînt : $R_1 = 0,845 \Omega$; $X_1 = 1,37 \Omega$; $R_a' = 0,408 \Omega$; $X_a' = 1,37 \Omega$; $X_A' - X_B'^{(m)} = 1,7 \Omega$. Valorile de mai sus au fost calculate pe baza dimensiunilor geometrice în paragraful 2.5.3.2.1 și a măsurătorilor prezentate în buletinul de omologare /2.19/. Cu aceste valori din relațiile (2.113) + (2.118) obținem : $R_{eq} = 0,33 \Omega$; $X_{eq} = 1,3 \Omega$; $D_{eq} = 54,45 \text{ A}$; $D_a = 80 \text{ A}$; $D_o = 49,5 \text{ A}$; $I_o = 2,49 e^{j80^\circ} \text{ A}$; $I_{o\omega} = 48 \text{ A}$. Cu ajutorul acestor date s-a construit diagrama loc geometric a curentului, prezentată în figura 2.21.

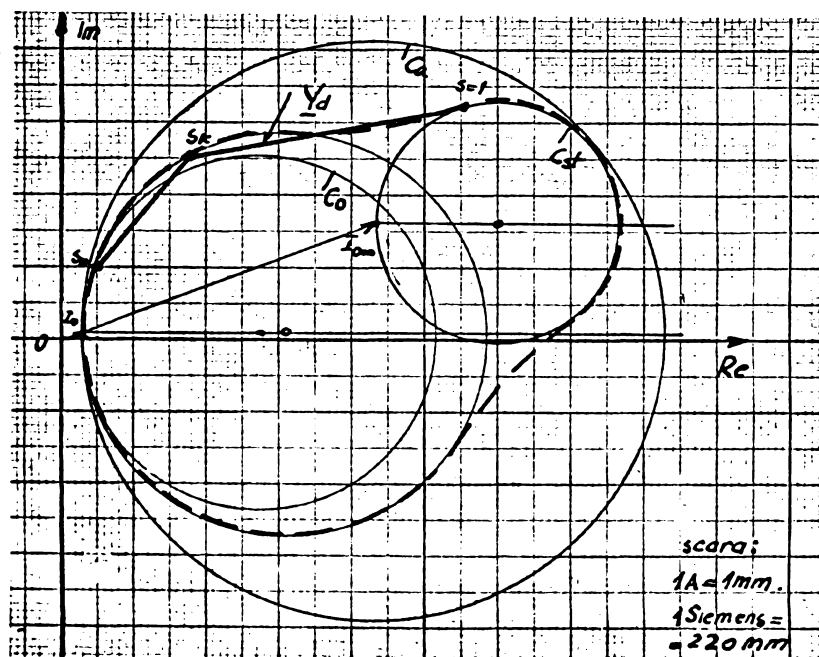


Fig.2.21. Diagrama loc geometric a curentului motorului AMV-1

La o altă scară diagrama reprezintă admitanța motorului. Modul de variație al admitanței directe poate fi aproximat prin două segmente de dreaptă. Diagrama loc geometric a admitanței directe pentru motorul AMV-1 va servi la studiul pornirii primei grupe de motoventilatoare.

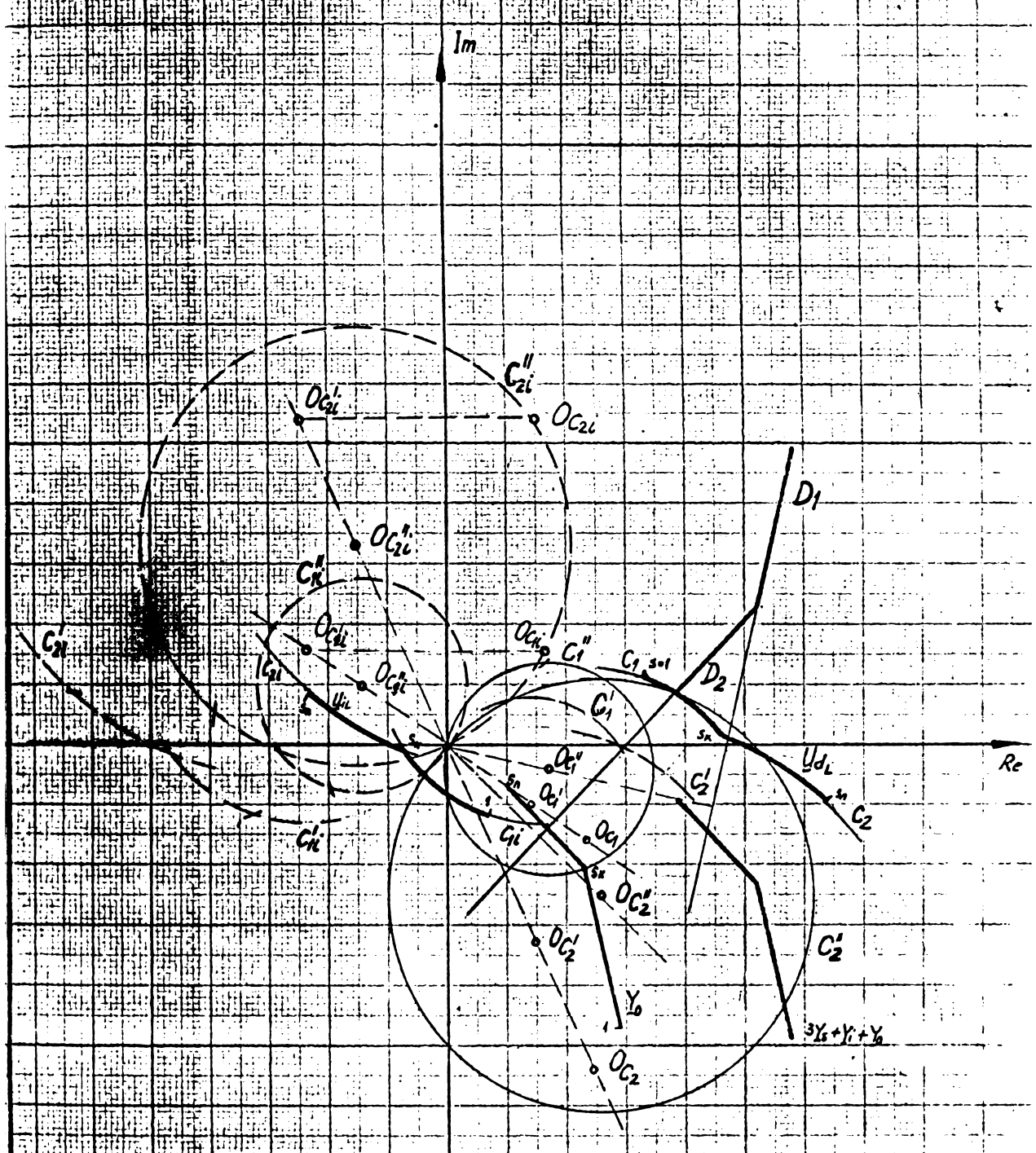
2.6.1.3. Pornirea primei grupe de motoventilatoare pentru motoarele de tracțiune ale locomotivei electrice de 5100 kW /2.12/

Pentru construirea locului geometric al tensiunilor de succesiune directă și inversă la pornirea primei grupe de motoare pentru acționarea ventilatoarelor motoarelor de tracțiune se folosesc relațiile (2.19) și (2.20), în care admitanța directă \underline{Y}_d este reprezentată de cele două segmente de dreaptă din figura 2.21, amplificate cu șase, admitanța inversă se consideră egală cu cea de la pornire și constantă, valoarea ei calculându-se din figura 2.20, $\underline{Y}_i = 1,37e^{-j58^\circ}$, iar admitanța de defazare la pornire conform schemei din figura 1.8 este $\underline{Y}_s = 0,377e^{j90^\circ}$.

În figura 2.22 se prezintă diagrama loc geometric a tensiunilor de succesiune directă și inversă construită prin metoda dezvoltată de autor /2.12/. În cazul motoarelor cu dublă colivie, după cum se vede din figura 2.21, variația admitanței directe se poate aproxima prin două segmente de dreaptă, punctul de intersecție având alunecarea s_K . Datorită acestui fapt construcția se simplifică, eliminându-se faza de calcul a inversului cercului din cazul motorului cu colivie simplă, paragraful 2.6.1.1.

În figura 2.22, conform numitorului expresiei tensiunii de succesiune directă (2.19), admitanței directe \underline{Y}_d i s-a aplicat translația cu vectorul $3\underline{Y}_s + \underline{Y}_i$. Se construiește figura simetrică față de axa reală a figurii reprezentată de $3\underline{Y}_s + \underline{Y}_i + \underline{Y}_d$, notată cu D_1 și D_2 . Din origine se duc drepte perpendiculare pe segmentele D_1 și D_2 . Pe aceste perpendiculare se fixează centrele cercurilor C_1'' și C_2'' care reprezintă inversul expresiei $3\underline{Y}_s + \underline{Y}_i + \underline{Y}_d$, având diametrul egal cu inversul distanței din origine la dreptele D_1 și D_2 .

Expresia numerică a tensiunii de succesiune directă la pornire rezultă din (2.19) prin înlocuirea mărimilor specifice acestei grupe, indicate mai sus.



Scara : 1 Siemens = 40 mm

Fig.2.22. Diagrama variatiei lui U_{d1} si U_{i1} in timpul pornirii primei grupe de motoare.

$$\underline{U}_{dL} = \frac{1,63e^{-j21^{\circ}20'}}{3,0,377e^{j90^{\circ}} + 1,37e^{-j58^{\circ}} + \underline{Y}_d} \underline{U}_L \quad (2.120)$$

Conform expresiei tensiunii directe (2.120) cercurile C_1'' și C_2'' vor fi rotite cu unghiul $-21^{\circ}20'$, luînd poziția trasată întrerupt C_1' și C_2' după care se efectuează omotetia de centru zero și raport 1,63. Arcele de cerc C_1 și C_2 , între alunecările $s=1$ și s_N , reprezintă tensiunea de succesiune directă.

Pentru construirea locului geometric al tensiunii de succesiune inversă se pornește de la relația:

$$\underline{U}_{iL} = \underline{U}_L - \underline{U}_{dL} = \underline{U}_L \left(1 + \frac{\underline{U}_{dL}}{\underline{U}_L} e^{j180^{\circ}} \right) = \left(1 + \frac{1,63e^{j158^{\circ}40'}}{3,0,377e^{j90^{\circ}} + 1,37e^{-j58^{\circ}} + \underline{Y}_d} \right) \underline{U}_L \quad (2.121)$$

Conform relației (2.121) cercurile C_1'' și C_2'' vor fi rotite cu unghiul $158^{\circ}40'$, luînd poziția C_{1i}'' și C_{2i}'' , li se va aplica omotetia de centru zero și raport 1,63, devenind cercurile C_{1i}' și C_{2i}' , iar în final li se va aplica translația cu 1 devenind cercurile C_{1i} și C_{2i} , locul geometric al tensiunii de succesiune inversă.

O imagine mai sugestivă asupra nivelului de nesimetrie al alimentării ne oferă diagramele fazoriale. În figura 2.23 s-au construit diagrame fazoriale pentru momentul conectării și pentru sfîrșitul pornirii, avînd la bază componentele simetrice măsurate în figura 2.22.

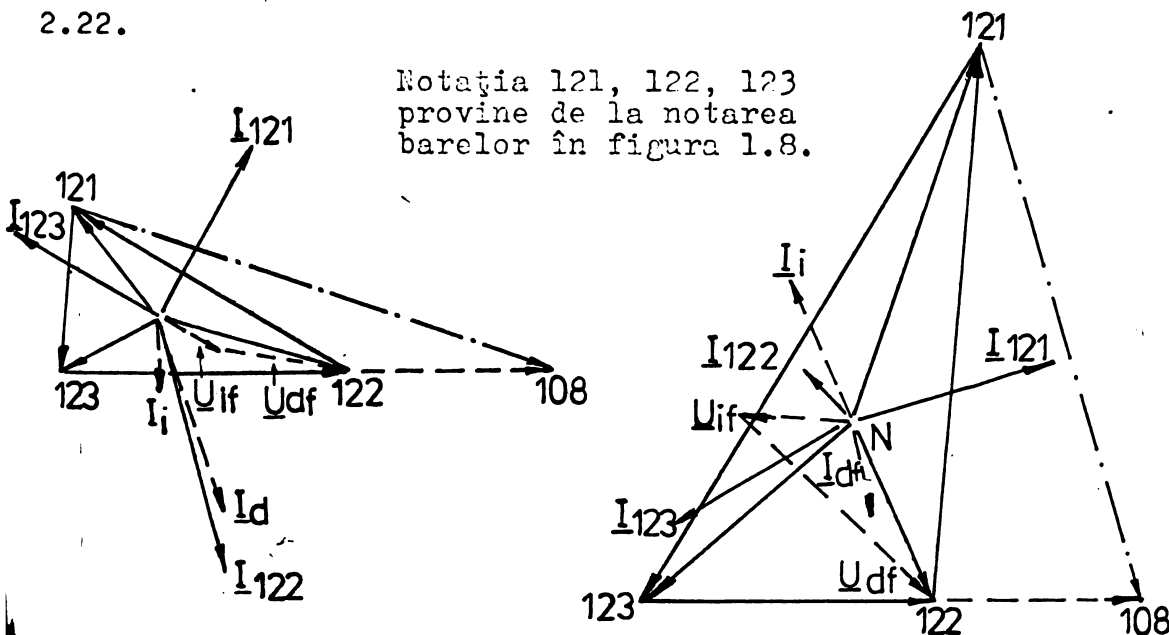


Fig.2.23. Diagramele fazoriale pentru începutul și sfîrșitul pornirii primei grupe de motoventilatoare.

În ambele diagrame se constată abaterea triunghiurilor tensiunilor de la forma echilaterală. La pornire tensiunea de succesiune directă are o valoare mai mică decât în cazul alimentării simetrice iar tensiunea de succesiune inversă are o valoare relativ mare (cca. 30% din tensiunea directă). Acest lucru face ca cuplul de pornire să fie sensibil mai mic decât în cazul alimentării simetrice. La sfârșitul pornirii tensiunea de succesiune directă este mai mare decât tensiunea la alimentarea simetrică, tensiunea de succesiune inversă este și ea mare, rezultând o tensiune pe faza alimentată cu condensator aproximativ dublă față de cazul alimentării simetrice.

2.6.1.4. Pornirea celei de a doua grupe de motoventilatoare de pe locomotiva electrică de 5100 kW /2.12/

Conectarea celei de a doua grupe se face în momentul în care ventilatoarele din prima grupă creează presiunea necesară închiderii contactului unui releu de presiune. Prin închiderea contactorului S8.10, figura 1.8, se conectează grupa II-a împreună cu capacitatea de alimentare în timpul funcționării, C_5 de $200 \mu\text{F}$. Contactorul de pornire S8.8 și capacitatea de pornire rămân în continuare conectate.

Studiul pornirii celei de a doua grupe de motoventilatoare pentru motoarele de tracțiune, compusă din șase motoare identice cu cele din prima grupă, se poate face folosind aceeași metodă pentru construirea locului geometric ca în paragraful 2.6.1.3. La pornirea grupei II avem $\underline{Y}_s = 0,4396e^{j90^\circ}$ (capacitatea conectată conform schemei figura 1.8 este de $1400 \mu\text{F}$), admitanța inversă va fi dublă față de cazul pornirii primei grupe, iar admitanța directă se compune din admitanța directă a grupei II care variază conform figurii 2.21, însumată cu admitanța directă constantă a grupei I, funcționând la alunecarea nominală. Admitanța directă $\underline{Y}_{d1+2} = 0,197e^{-j30^\circ} + \underline{Y}_d$, valoarea numerică s-a lua din tabelul 6.7.

Conform celor precizate, tensiunea de succesiune directă la pornirea grupei II, din relația (2.19) se scrie

$$\underline{U}_{dL} = \frac{2,59e^{-j54^\circ} \cdot 0,4396e^{j90^\circ} + 2,1,37e^{-j58^\circ}}{3 \cdot 0,4396e^{j90^\circ} + 2,1,37e^{-j58^\circ} + 0,197e^{-j30^\circ} + \underline{Y}_d} \underline{U}_L \quad (2.122)$$

Față de situația de la pornirea primei grupe, la pornirea grupei II vom avea o nesimetrie mai mică. Explicația constă în faptul că,

motoarele din prima grupă trec în regim de "convertizor de număr de faze", debitînd curent în circuitul fazei alimentate prin condensator a grupei II.

Pentru momentul conectării grupei II, introducînd în relația (2.122) $\underline{Y}_d = \underline{Y}_p$, vom avea componentele simetrice ale tensiunii de linie

$$\frac{\underline{U}_{dL}}{\underline{U}_L} = 0,89e^{j9^\circ} \quad ; \quad \frac{\underline{U}_{iL}}{\underline{U}_L} = 0,185e^{-j48^\circ 45'}$$

(0 situație mai bună decît în cazul pornirii primei grupe, cînd în momentul conectării componentele simetrice ale tensiunii erau $\underline{U}_{dL}/\underline{U}_L = 0,87e^{j18^\circ 05'}$ și $\underline{U}_{iL}/\underline{U}_L = 0,32e^{-j57^\circ}$).

Cu relațiile (2.14) și (2.15) se determină componentele simetrice ale tensiunilor de fază:

$$\underline{U}_{df} = 0,513 e^{-j21^\circ} \underline{U}_L \quad ; \quad \underline{U}_{if} = 0,106 e^{-j18^\circ 45'} \underline{U}_L$$

Prin amplificarea cu admitanțele se obțin componentele simetrice ale curenților. Pentru prima grupă avem

$$\begin{aligned} \underline{I}_{d,I} = \underline{Y}_{d,I} \underline{U}_{df} &= 0,197e^{-j30^\circ 10'} \cdot 0,513e^{-j21^\circ} \underline{U}_L = 0,101e^{-j51^\circ 8'} \underline{U}_L \\ \underline{I}_{i,I} = \underline{Y}_{i,I} \underline{U}_{if} &= 1,37e^{-j58^\circ} \cdot 0,106e^{-j18^\circ 45'} \underline{U}_L = 0,145e^{-j76^\circ 45'} \underline{U}_L \end{aligned}$$

Pentru grupa doua

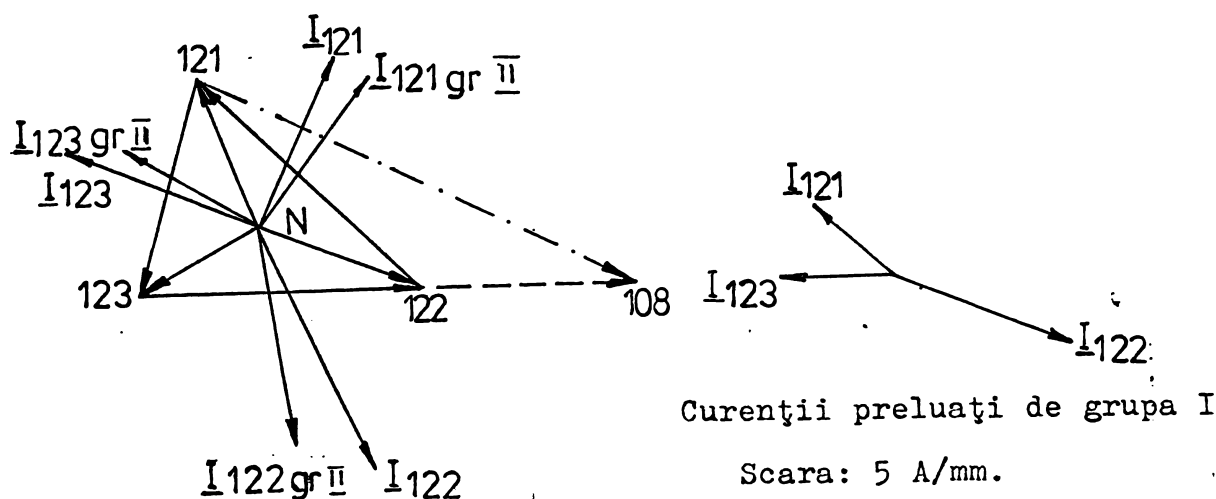
$$\begin{aligned} \underline{I}_{d,II} = \underline{Y}_{p,II} \underline{U}_{df} &= 1,37e^{-j58^\circ} \cdot 0,513e^{-j21^\circ} \underline{U}_L = 0,705e^{-j79^\circ} \underline{U}_L \\ \underline{I}_{i,II} = \underline{Y}_{p,II} \underline{U}_{if} &= 1,37e^{-j58^\circ} \cdot 0,106e^{-j18^\circ 45'} \underline{U}_L = 0,145e^{-j76^\circ 45'} \underline{U}_L \end{aligned}$$

Curenții absorbiți de la barele comune, notate în figura 1.8 cu 121, 122, 123 se vor calcula cu admitanțele

$$\begin{aligned} \underline{Y}_{d,I+II} &= 0,197e^{-j30^\circ 10'} + 1,37e^{-j58^\circ} = 1,544e^{-j54^\circ 30'} \\ \underline{Y}_{i,I+II} &= 2 \cdot 1,37e^{-j58^\circ} = 2,74e^{-j58^\circ} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \underline{I}_{d,I+II} = \underline{Y}_{d,I+II} \underline{U}_{df} &= 1,544e^{-j54^\circ 30'} \cdot 0,513e^{-j21^\circ} \underline{U}_L = 0,792e^{-j75^\circ 30'} \underline{U}_L \\ \underline{I}_{i,I+II} = \underline{Y}_{i,I+II} \underline{U}_{if} &= 2,74e^{-j58^\circ} \cdot 0,106e^{-j18^\circ 45'} \underline{U}_L = 0,29e^{-j78^\circ 45'} \underline{U}_L \end{aligned}$$

Cu ajutorul componentelor simetrice calculate mai sus s-a construit diagrama fazorială din figura 2.24. Se constată că curentul preluat de la borna comună 121 de către motoarele din grupa II, nu este perpendicular pe căderea de tensiune pe capacitatea de defazare.



Scara: 9,5 V/mm ; 12,5 A/mm. ; tensiunea $U_L=380$ V.

Fig.2.24. Diagrama fazorială pentru momentul conectării grupei II.

Explicația acestui fenomen este faptul că în afara curentului preluat din rețea, prin capacitatea de defazare, curentul prin motoarele din grupa II mai conține o componentă, pe care o furnizează motoarele din grupa I, deja pornite. Curenții preluați de grupa I s-au figurat separat fiind necesară, pentru claritate, o altă scară. Curentul grupei I pe faza cu condensator, 121, este defazat înaintea tensiunii de fază, situație ce nu apare în regim de motor.

2.6.1.5. Pornirea compresoarelor de pe locomotiva electrică de 5100 kW /2.12/

Necesitatea studierii pornirii compresoarelor rezultă din constatarea că în sistemul de alimentare actual, cuplul de pornire dezvoltat de motor este prea mic pentru o pornire sigură. În timpul iernii, când cuplul rezistent crește datorită creșterii vîscozității uleiului de ungere a compresorului, acesta nu mai poate porni. Pornirea este posibilă dacă grupele de motoventilatoare I, II și III funcționează, deoarece în momentul conectării compresorului motoarele deja pornite trec în regim de convertizor de număr de faze. Acest regim este la fel cu cel prezentat în paragraful precedent.

Ca o soluție pentru mărirea cuplului de pornire apare posibilitatea mării capacității. În acest scop analizăm pornirea primului

compresor cu o capacitate de 1000 μF , capacitatea existentă în prezent și cu 1200 μF . Din figura 1.8 se observă că fără a monta condensatoare în plus pe locomotivă, capacitatea de pornire a compresorului I se poate majora la 1200 μF prin mutarea contactului contactorului S8.8 de la condensatorul C_2 la C_3 .

Relațiile de calcul ale tensiunii de succesiune directă se determină din (2.19) prin introducerea valorilor $\underline{Y}_i = 1,37e^{-j60^\circ}$ (tabelul 6.3), $\underline{Y}_d = 0,314e^{j90^\circ}$ și respectiv $\underline{Y}_{s2} = 0,376e^j$.

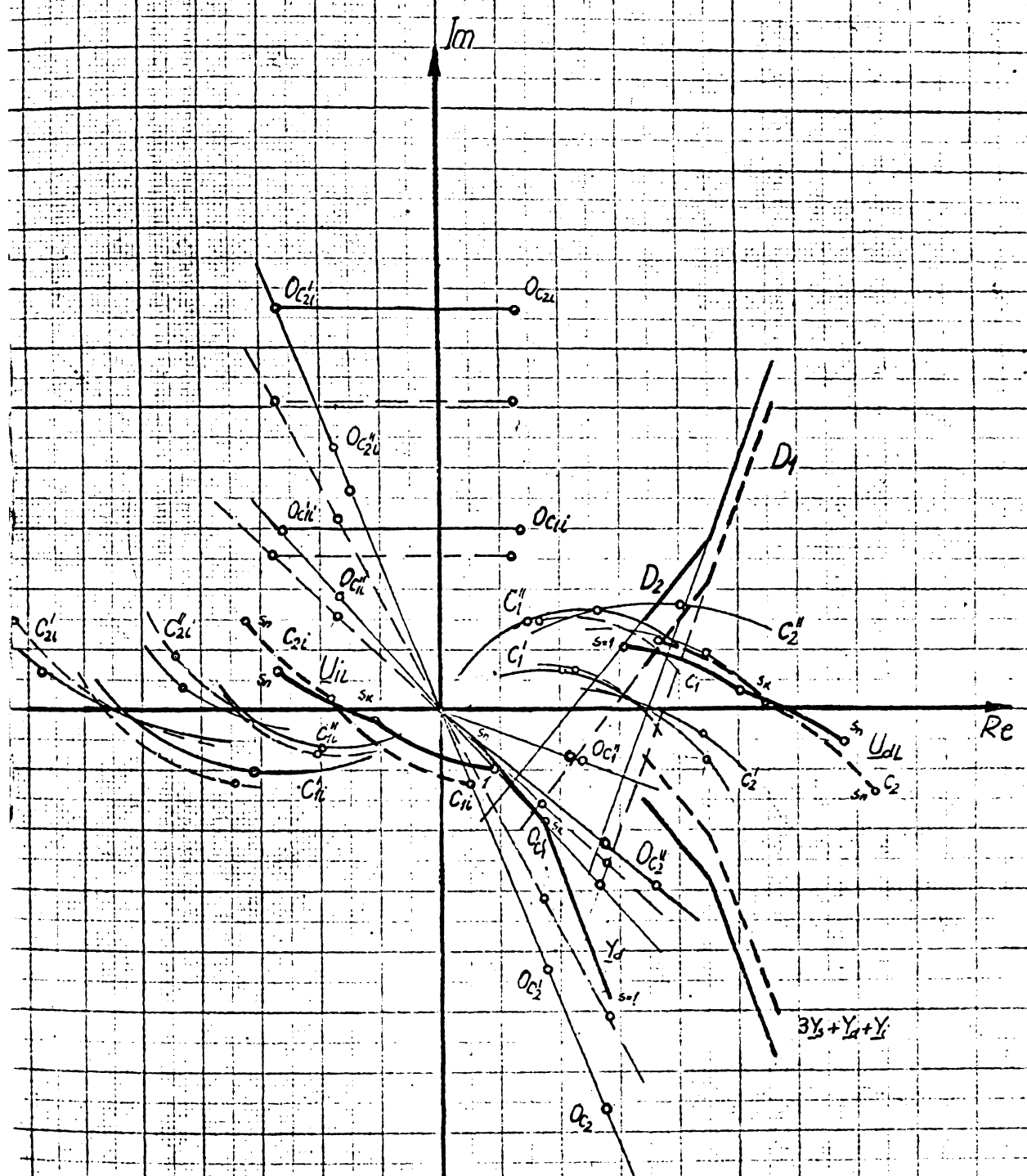
$$\underline{U}_{d1} = \frac{1,524e^{-j27^\circ 55'}}{3 \cdot 0,314e^{j90^\circ} + 1,37e^{-j60^\circ} + \underline{Y}_d} \underline{U}_L \quad (2.123)$$

$$\underline{U}_{d2} = \frac{1,6e^{-j22^\circ 46'}}{3 \cdot 0,376e^{j90^\circ} + 1,37e^{-j60^\circ} + \underline{Y}_d} \underline{U}_L \quad (2.124)$$

În figura 2.25 s-a trasat locul geometric al admitanței directe (determinat experimental) căruia i se aplică translațiile conform numitorului relației (2.123) și respectiv (2.124) cu linie întreruptă. Notațiile folosite în figura 2.25 sînt cele obișnuite, folosite și în figura 2.22.

În figura 2.25 se observă că tensiunea de succesiune directă în momentul conectării este mai mare în cazul folosirii capacității de 1200 μF decît în cazul capacității de 1000 μF . La sfîrșitul pornirii atît tensiunea directă cît și cea inversă sînt mai mari în cazul capacității de 1200 μF decît în cazul capacității de 1000 μF . Pentru a putea compara mai bine soluțiile între ele, cu componentele simetrice din figura 2.25, se construiesc în figura 2.26 diagrame fazoriale. Observînd diagramele fazoriale din figura 2.26, se constată o îmbunătățire a simetriei în momentul conectării compresorului cu capacitatea de 1200 μF și o înrăutățire la sfîrșitul pornirii. Deoarece la sfîrșitul pornirii cu capacitate de 1200 μF tensiunea repartizată pe înfășurări, figura 2.26.d, este mult mai mare decît în cazul capacității de 1000 μF , mărirea capacității nu constituie o soluție pentru mărirea cuplului de pornire.

Compresoarele funcționează cu intermitență; pornesc cînd presiunea aerului din rezervoarele principale a scăzut la 8 dN/cm^2 și se opresc cînd presiunea atinge 10 dN/cm^2 . În cazul pornirii compresoarelor după celelalte motoare, triunghiul tensiunilor este mai simetric datorită contribuției motoarelor deja pornite. Asupra motoare-



Scara: 1 Siemens = 40 mm.

Fig. 25. Diagrama variației lui U_{dL} și U_{dI} în timpul pornirii primului compresor

- capacitatea de pornire $800\mu F + 200\mu F$
- - - capacitatea de pornire $1000\mu F + 200\mu F$

lor care funcționează continuu pornirile compresoarelor exercită o serie de solicitări electrice și mecanice, deosebit de dăunătoare datorită mărimii și frecvenței mari de aplicare.

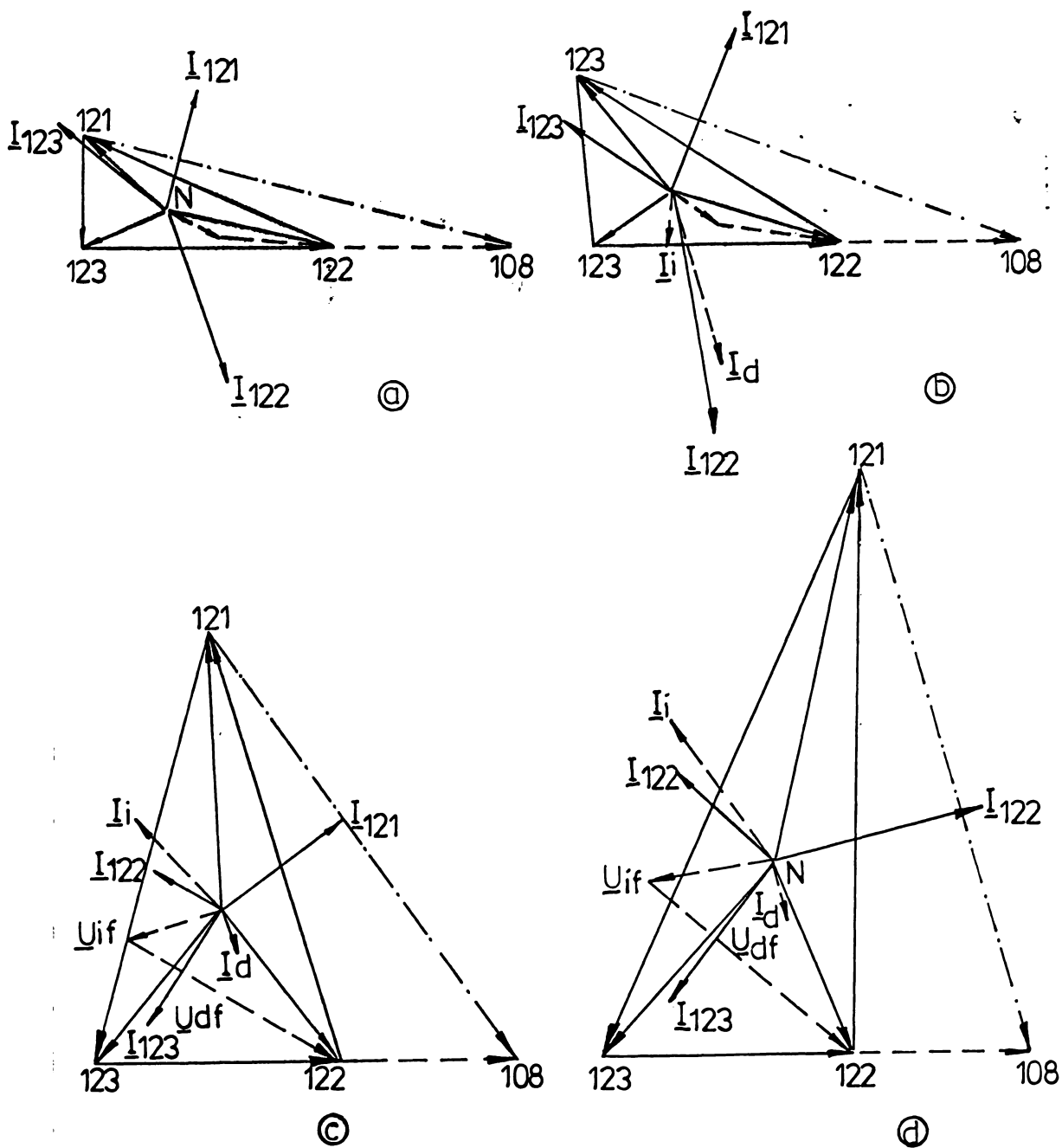


Fig.2.26. Diagramele fazoriale la pornirea compresoarelor. a-conectarea compresoarelor cu capacitate de pornire $1000 \mu F$. b- conectarea compresoarelor cu capacitate de pornire $1200 \mu F$. c-sfârșitul pornirii cu capacitate de $1600 \mu F$. d- sfârșitul pornirii cu capacitate de $1200 \mu F$.

2.6.2. Determinarea admitanței de defazare sau a configurației schemei de alimentare pentru ca pornirea să se desfășoare cît mai apropiat de pornirea cu alimentare simetrică.

Pentru ca în momentul conectării unei grupe de motoare să avem simetrie este necesară anularea componentei de succesiune inversă a tensiunii (2.18).

$$\sqrt{3} (e^{j30^\circ} + jx)\underline{Y}_s + \underline{Y}_p = 0 \quad (2.125)$$

Din punct de vedere al simplității schemei cel mai important caz este cînd x la pornire rămîne egal cu cel din timpul funcționării. În cazul locomotivei electrice de 5100 kW, dacă se menține acelaș x la pornire ca la funcționare, condiția de a avea simetrie la conectare se traduce prin anularea tensiunii de succesiune inversă, relația (2.20).

$$2,59e^{j54^\circ 30'} \underline{Y}_s + \underline{Y}_p = 0 \quad (2.126)$$

Al doilea caz interesant este să determinăm pe x ca în momentul conectării condiția (2.125) să fie îndeplinită de un \underline{Y}_s care să aibă numai parte imaginară, cu alte cuvinte să existe numai capacitate în circuitul de pornire.

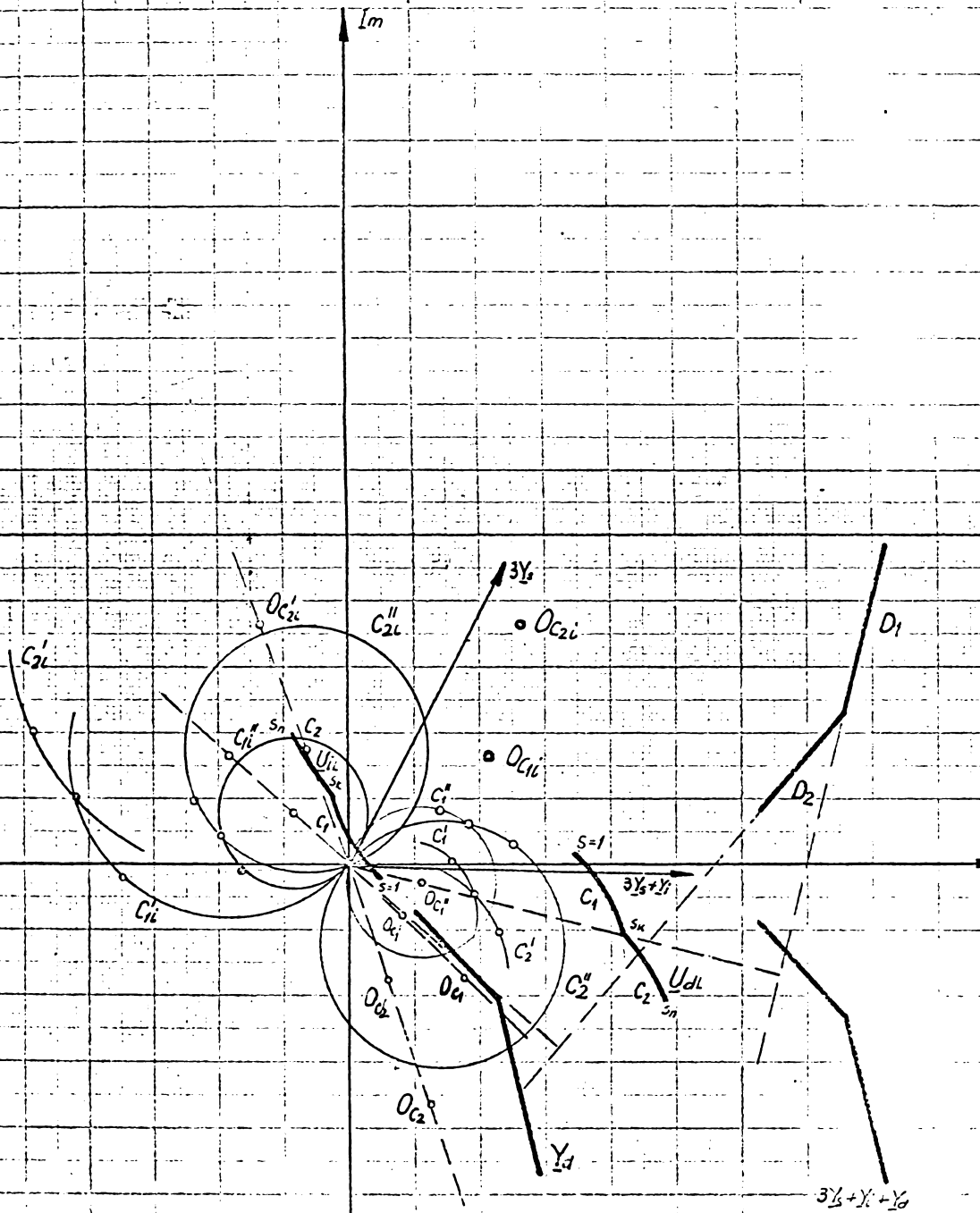
Cele două cazuri enumerate mai sus vor fi aprofundate în două cazuri concrete referitoare la locomotiva electrică de 5100 kW.

2.6.2.1. Circuit de pornire format din capacitate și rezistență conectate paralel /2.11/

Admitanța echivalentă la pornirea primei grupe este conform tabelului 6.1 $\underline{Y}_p = 1,37e^{-j58^\circ}$. Pentru pornirea primei grupe cu respectarea condiției (2.126) este necesară o admitanță de pornire:

$$\underline{Y}_s = -\frac{1,37e^{-j58^\circ}}{2,59e^{j54^\circ 30'}} = 0,529e^{j67^\circ 30'} = 0,202 + j0,488$$

Admitanța calculată mai sus se compune dintr-o rezistență de $4,95\Omega$ în paralel cu o capacitate de $1550\mu F$. Ea asigură la pornirea primei grupe un regim simetric în momentul conectării. Deoarece pe locomotiva electrică de 5100 kW nu mai există spațiu pentru mărirea capacității, iar capacitatea conectată în circuit la pornirea primei grupe este de $1200\mu F$, apropiată de cea obținută prin calcule, vom



1 Siemens = 40mm.

Fig.2.27. Diagrama variatiei lui U_{dl} si U_{li} în timpul pornirii primei grupe de motoare. $Y_s = 0,426 e^{j62^\circ}$

scara: $1/40 U_L$

studia îmbunătățirile aduse prin folosire unui circuit de pornire compus din capacitatea de $1200 \mu\text{F}$ în paralel cu o rezistență de 5Ω /2.11/. Admitanța \underline{Y}_s pentru acest caz se calculează :

$$\underline{Y}_s = \frac{1}{R} + j\omega C = 0,2 + j314 \cdot 1200 \cdot 10^{-6} = 0,426 e^{j62^\circ}$$

Diagrama loc geometric a tensiunilor de succesiune directă și inversă, prezentată în figura 2.27, este construită prin metoda descrisă în detaliu în paragraful 2.6.1.2. cu $\underline{Y}_s = 0,426 e^{j62^\circ}$. În această diagramă, tensiunea de succesiune directă relativă (raportată la U_L) se apropie de valoarea 1 și numai faptul că n-am respectat în totalitate condiția (2.126) face să nu fie 1. Tensiunea de succesiune inversă este mult mai mică decât la pornirea cu capacitate (figura 2.22), putînd fi neglijată pînă la alunecarea critică.

În figura 2.28 se prezintă diagramele fazoriale pentru începutul și sfîrșitul pornirii cu admitanța $\underline{Y}_s = 0,426 e^{j62^\circ}$. Se constată că la începutul pornirii triunghiul tensiunilor este foarte apropiat de cel echilateral, iar la sfîrșitul pornirii avem tensiuni mult mai mici decît în cazul prezentat în figura 2.23.

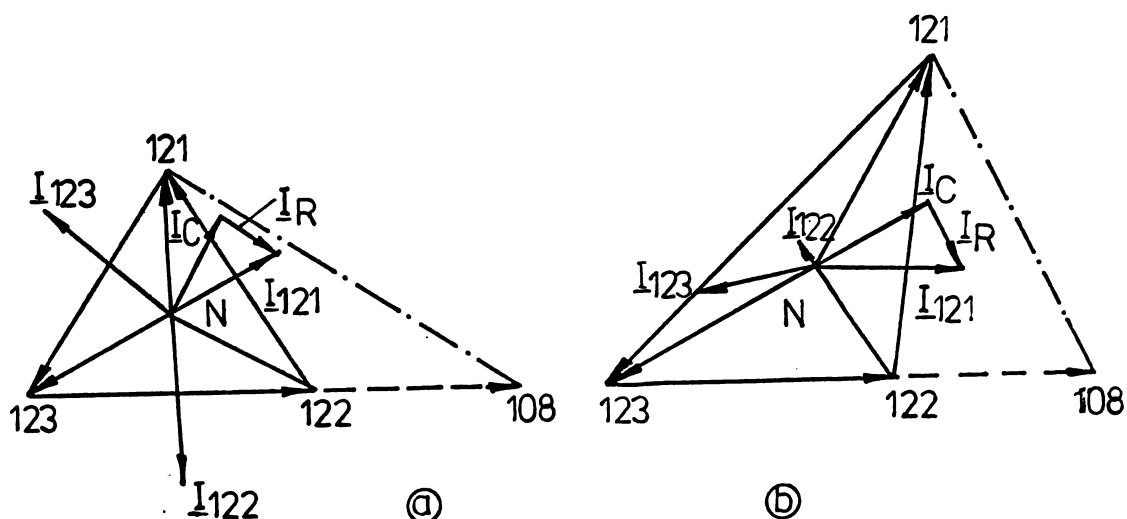


Fig.2.28. Diagramele fazoriale pentru începutul - a și sfîrșitul - b pornirii cu admitanță de defazare $\underline{Y}_s = 0,426 e^{j62^\circ}$.

Date complete care permit compararea soluțiilor de pornire cu și fără rezistență în paralel în cazul serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW, sînt date în tabelele 2.3 și 2.4.

La pornirea următoarei grupe de motoare cu $\underline{Y}_s = 0,426 e^{j62^\circ}$ se

menține avantajul alimentării simetrice în momentul conectării, ceea ce constituie un avantaj și pentru grupa deja pornită care nu mai este obligată să treacă în regim de convertizor de număr de faze.

Îmbunătățirea pe care o aduce adăugarea unei rezistențe de 5Ω în paralel cu capacitatea de pornire va fi studiată și în cazul compresoarelor.

Prin conectarea în paralel cu capacitatea conectată la pornire, care în cazul compresoarelor este de numai $1000\mu F$, a rezistenței de 5Ω , va rezulta admitanța de defazare $\underline{Y}_s = 0,373e^{j57^\circ 30'}$. Diagramele fazoriale prezentate în figura 2.29, pentru începutul și sfârșitul pornirii primului compresor, arată o bună apropiere de simetrie, o îmbunătățire substanțială față de cazul pornirii cu capacitate, prezentat în figurile 2.25 și 2.26.

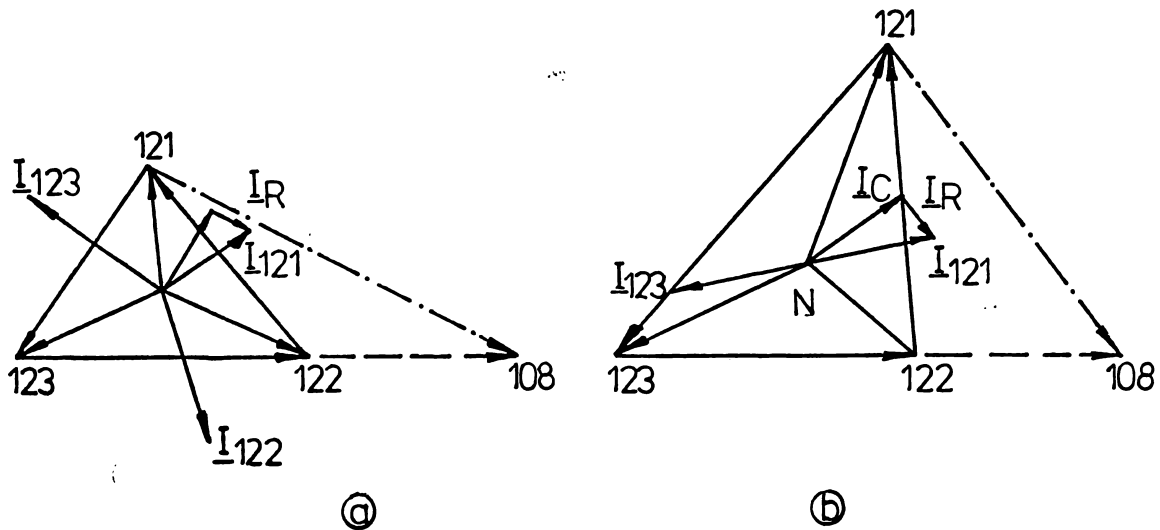


Fig.2.29. Diagramele fazoriale pentru începutul și sfârșitul pornirii primului compresor cu $\underline{Y}_s = 0,373e^{j57^\circ 30'}$.

Pe baza calculelor efectuate pînă în prezent, cît și a măsurătorilor, se realizează tabelele centralizatoare 2.3 și 2.4 care permit o comparare rapidă a metodelor de pornire cu capacitate și cu capacitate și rezistență în paralel /2.12/.

Tabelul 2.3.

Parametrul		Pornire cu:		capacitate		cap.+rez. paralel	
				calculat	măsurat	calculat	măsurat
Tensiunea directă	Ventilatoare	0,875	0,9	0,875	0,935		
	Compresoare	0,8	0,79	0,833	0,865		
Tensiunea inversă	Ventilatoare	0,34	0,295	0,1	0,07		
	Compresoare	0,35	0,38	0,16	0,12		
Cuplul de pornire	Ventilatoare	0,65	0,7	0,75	0,87		
	Compresoare	0,52	0,48	0,67	0,74		

Tabelul 2.4.

	Pornirea cu capacitate			Pornirea cu capacitate și rezistență		
	123-N	122-N	121-N	123-N	122-N	121-N
Tensiunea pe înfășurări raportată la U_L	1,4	1,3	2,1	1,38	0,76	1,4
	123-122	122-121	121-123	123-122	122-121	121-123
	1	1,9	1,9	1,1	1,1	1,44

În tabelele 2.3 și 2.4 se constată o îmbunătățire substanțială a pornirii serviciilor auxiliare prin aplicarea invenției autorului /2.11/. Rezistența de 5Ω conectată în paralel cu capacitatea de pornire are efect salutar asupra tensiunii de succesiune inversă, pe care o reduce sensibil, având ca rezultat mărirea cuplului de pornire și reducerea tensiunilor repartizate pe înfășurări la sfârșitul pornirii.

2.6.2.2 Modificarea configurației schemei de alimentare la pornire

O altă modalitate de a avea simetrie în momentul conectării motorului se realizează prin modificarea configurației schemei de alimentare prezentată în /2.12/ figura 2.30. Această schemă este sugerată de faptul că la pornire curentul este defazat în urma tensiunii cu aproximativ 60° . Schema folosește un circuit de defazare care conține numai capacitate.

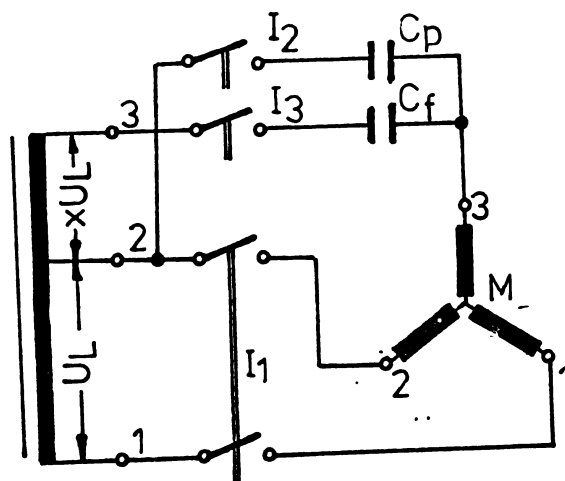


Fig.2.30. Schemă pentru pornirea motorului asincron trifazat cu capacitate, asigurând curent defazat cu 60° el.

La pornirea motorului se închid întrerupătoarele I_1 și I_2 iar la funcționarea de durată sînt închise întrerupătoarele I_1 și I_3 .

Componentele simetrice de tensiune se obțin prin introducerea lui $x=0$ în relațiile (2.17) și (2.18)

$$\underline{U}_{dL} = \frac{\sqrt{3}e^{-j30^\circ} \underline{Y}_s + \underline{Y}_i}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i} \underline{U}_L \quad (2.127)$$

$$\underline{U}_{iL} = \frac{\sqrt{3}e^{j30^\circ} \underline{Y}_s + \underline{Y}_d}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i} \underline{U}_L \quad (2.128)$$

Alimentarea este simetrică dacă componenta de succesiune inversă este nulă, condiție din care se determină capacitatea de pornire. Acelaș rezultat se obține cu relația (2.10) în care se introduce reactanța și rezistența echivalentă a motorului sau grupei de motoare la pornire.

Vom analiza pornirea primei grupe de motoventilatoare de pe locomotiva electrică de 5100 kW cu ajutorul schemei din figura 2.30. Capacitatea de pornire se determină cu relația (2.10) în care se introduce impedanța echivalentă care conform tabelului 6.1 este $Z_p = 0,386 + j0,62 \Omega$

$$\frac{1}{\omega C_p} = 1,5 \frac{R_M^2 + X_M^2}{X_M} = 1,5 \frac{0,386^2 + 0,62^2}{0,62} = 1,29 \Omega$$

$$C_p = 2467 \mu F$$

Această capacitate este de două ori și jumătate mai mare decît cea destinată acestui scop în prezent pe locomotivă.

Locurile geometrice ale componentelor simetrice de tensiune în timpul pornirii se construiesc prin metoda introdusă de autor, pe baza relației (2.129), obținută din relația (2.127) cu valorile numerice $\underline{Y}_s = 314 \cdot 2467 \cdot 10^{-6} e^{j90^\circ} = 0,774 e^{j90^\circ}$ și $\underline{Y}_p = 1,37 e^{-j58^\circ}$.

$$\underline{U}_{dL} = \frac{1,395}{3 \cdot 0,774 e^{j90^\circ} + 1,37 e^{-j58^\circ} + \underline{Y}_d} \underline{U}_L \quad (2.129)$$

Deoarece la numărătorul relației (2.129) avem un număr real, la construirea figurii 2.31 nu vom avea faza de rotire a cercului.

În momentul conectării triunghiul tensiunilor este echilateral iar la sfîrșitul pornirii avem diagrama fazorială prezentată în figura

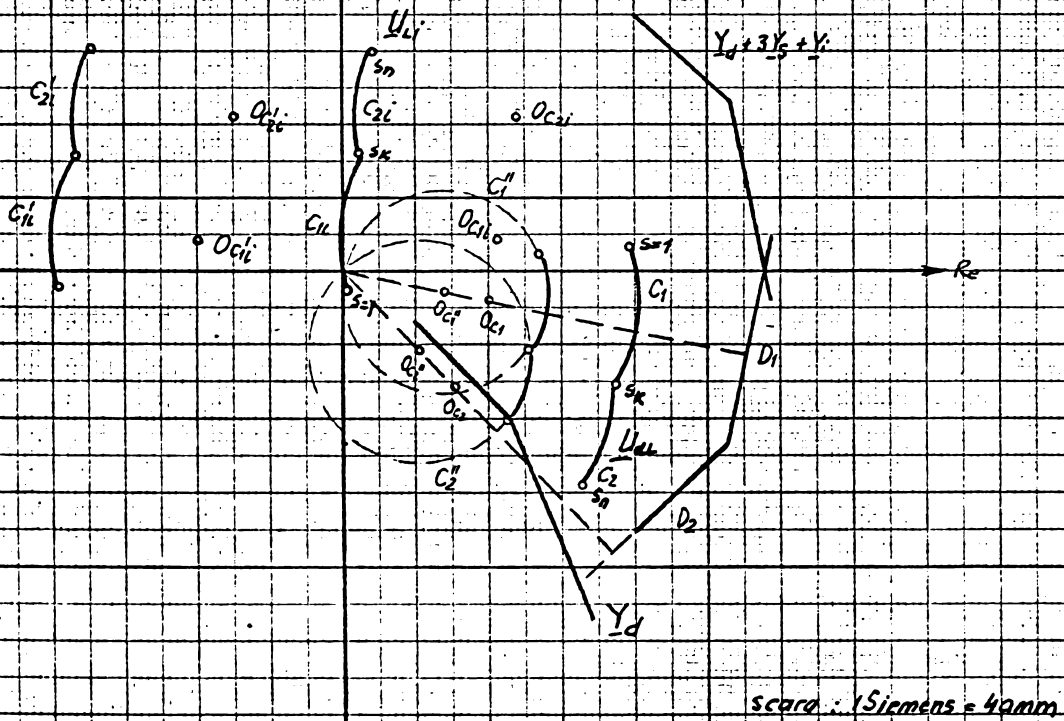
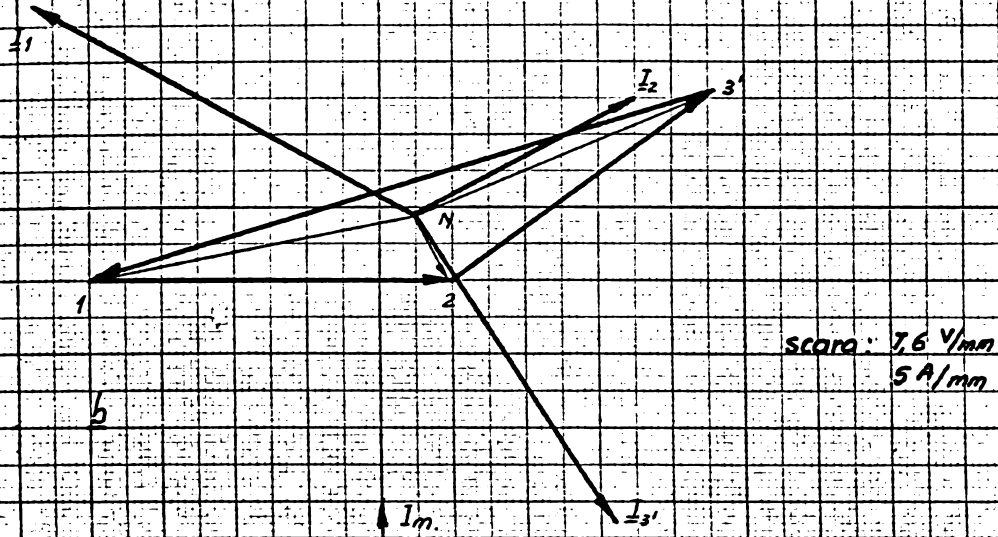


Fig.2.31. a.Locul geometric al componentelor simetrice
in timpul pornirii primei grupe cu capacitatea de pornire
 $C_p = 2167 \mu F$. b.Diagrama fazoriala pentru sfirsitul pornirii.

2.31.b. La sfârșitul pornirii triunghiul tensiunilor este puternic deformat iar tensiunile repartizate pe înfășurări au valori mari.

2.6.3. Cuplul dezvoltat de motorul asincron alimentat monofazat cu condensator

Cuplul electromagnetic dezvoltat de motorul asincron alimentat nesimetric se poate descompune în patru componente, produse de interacțiunea dintre componentele de succesiune directă și inversă ale curenților din stator și rotor /3.9/.

$$C_d = \text{Re} [jX\mu(I_{d2}I_{d1}^*)] \quad (2.130)$$

$$C_i = \text{Re} [jX\mu(I_{i2}I_{i1}^*)] \quad (2.131)$$

$$C_{di} = \text{Re} [jX\mu(I_{d2}I_{i2}^*)] \quad (2.132)$$

$$C_{id} = \text{Re} [jX\mu(I_{i2}I_{d1}^*)] \quad (2.133)$$

unde cu indicele "d" s-a notat componenta directă, cu indicele "i" componenta inversă, cu indicele 1 s-a notat curentul din stator iar cu 2 cel din rotor. Cu asterisc s-a indicat că este vorba de mărimi complex conjugate.

Componentele cuplului descrise de relațiile (2.132) și (2.133) sînt alternative, așa cum se arată în figura 2.32 și au valoarea medie zero.

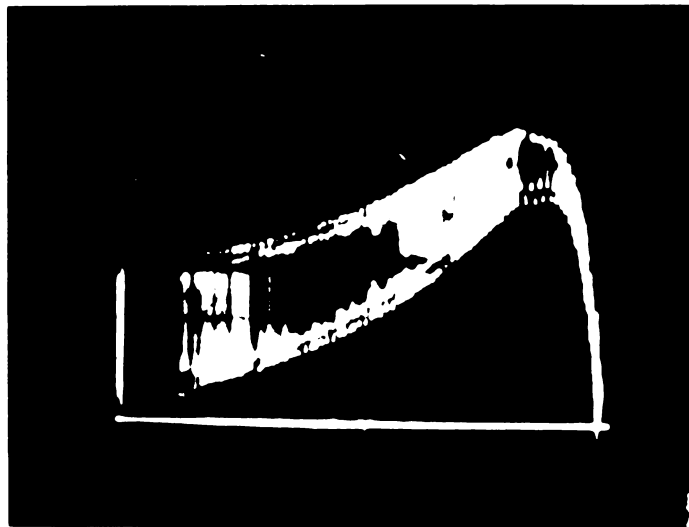


Fig.2.32. Caracteristica $C=f(s)$ pentru motorul asincron tip SZUe 44b, modelat în capitolul 4, alimentat nesimetric.

Pe baza acestei observații, caracteristica cuplu funcție de alunecare, $C=f(s)$, apare ca rezultată a cuplurilor dezvoltate de două

motoare cuplate mecanic, care tind să se rotească în sensuri diferite, unul alimentat cu componenta de succesiune directă și celălalt cu cea de succesiune inversă.

Pentru trasarea caracteristicii $C=f(s)$ a motorului asincron alimentat monofazat cu condensator, autorul propune o metodă care va fi descrisă în cele ce urmează. Se pleacă de la diagrama cercului, divizată pentru alunecările cuprinse între zero și infinit, pe care prin unirea acestor alunecări ($s=0$ și $s=\infty$) s-a trasat dreapta cuplului electromagnetic. Valorile cuplului electromagnetic pentru diferite alunecări se măsoară pe diagramă și se trec într-un tabel. Cu aceste valori se reprezintă caracteristicile $C=f(s)$, cuplul direct în partea pozitivă iar cel invers în partea negativă a axei cuplurilor.

În cazul alimentării monofazate cu condensator a motorului asincron componentele simetrice ale tensiunii se determină prin metoda introdusă de autor în paragraful 2.6.1.1. Din diagrama loc geometric a componentelor simetrice se măsoară valorile relative ale acestora pentru alunecările trecute în tabelul cuplurilor și se notează în aceleași rubrici. Se recalculează cuplul direct și invers, amplificând valorile din tabel cu pătratul valorilor relative ale componentelor simetrice. Diferența dintre cele două cupluri, direct și invers, ne va da cuplul care apare la arborele motorului alimentat monofazat cu condensator (se neglijează pierderile în circuitul rotor). Pentru comparație această caracteristică se reprezintă în aceeași figură cu caracteristica $C=f(s)$ la alimentarea simetrică.

Metoda propusă se va aplica în cazul concret al motorului de 4 kW tip SZUe 44b pentru care în figura 4.7 se prezintă o familie de caracteristici $C=f(s)$, ridicate la pornirea motorului asincron alimentat monofazat cu condensator, folosind modelarea analogică. Valabilitatea metodei propuse de autor poate fi verificată prin compararea cu caracteristicile prezentate în figura 4.7.

Motorul SZUe 44b este un motor cu care s-ar putea acționa venti latoarele motoarelor de tracțiune. Folosirea acestui motor pentru studiu se datorează faptului că el nu prezintă refularea curentului rotor, din care cauză este mai potrivit pentru alimentarea nesimetrică, existând totodată posibilitatea modelării analogice.

Metoda propusă poate fi folosită și la motoarele cu refularea curentului, la care trebuie cunoscută caracteristica $C=f(s)$ pentru alimentarea simetrică și locul geometric al componentelor simetrice

care se construiește conform metodei din paragrafele 2.6.1.3 și 2.6.2.1.

Motorul SZUc 44b, de construcție poloneză, /4.1/, are următoarele date nominale $U_{fN}=220$ V, $I_N=8$ A, $\cos\varphi=0,86$, $\eta=0,88$, numărul de perechi de poli $p=1$ și următorii parametri ai schemei echivalente $R_1=1,2\Omega$, $R_2'=0,8\Omega$, $X_{\sigma 1}=X_{\sigma 2}'=1,85\Omega$, $X_m=61,4\Omega$.

Pentru construirea diagramei cercului se calculează diametrul cercului cu relația /2.14/

$$D = \frac{U_1}{X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2}'} = \frac{220}{1,85 + 1,85} = 59,45 \text{ A}$$

Tangenta unghiului dintre fazorul care trece prin punctul $s=1$ și vârful curentului de mers în gol și axa reală este:

$$\operatorname{tg}\varphi_k' = \frac{X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2}'}{R_1 + R_2'} = \frac{1,85 + 1,85}{1,2 + 0,8} = 1,85$$

$$\varphi_k' = 61^\circ 40'$$

Unghiul pe care îl face fazorul ce trece prin $s=\infty$ și vârful curentului de mers în gol cu axa reală se calculează /2.14/:

$$\operatorname{tg}\varphi_\infty' = \frac{X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2}'}{R_1} = \frac{1,85 + 1,85}{1,2} = 3,08$$

$$\varphi_\infty' = 72^\circ$$

Curentul de mers în gol este $I_0 = 3,5e^{-j88^\circ}$.

Dacă motorul SZUc 44b se alimentează monofazat cu condensator în condițiile de pe locomotiva electrică de 5100 kW, locul geometric al tensiunii de succesiune directă se construiește pe baza relației (2.19). Din schema figura 1.8 rezultă că la pornire unui motor îi revine o capacitate de $200 \mu\text{F}$ iar în cazul alimentării conform invenției /2.11/ și o rezistență în paralel cu capacitatea, avînd valoarea 30Ω . În primul caz $Y_{s1} = 6,28 \cdot 10^{-2}$ Siemens iar în al doilea

$$Y_{s2} = \frac{1}{30} + j314 \cdot 200 \cdot 10^{-6} = 7,1 \cdot 10^{-2} e^{j62^\circ} \text{ Siemens.}$$

În figura 2.33 s-a construit diagrama cercului pentru curentul motorului pe baza mărimilor calculate mai sus. Din această diagramă, prin măsurare, avem $Y_1 = 0,116 - j0,223 = 0,251e^{j62^\circ 30'}$. Particularizăm relația (2.19) pentru admitanța inversă prezentată de motor și pentru fiecare din cele două valori ale admitanței de defazare la pornire.

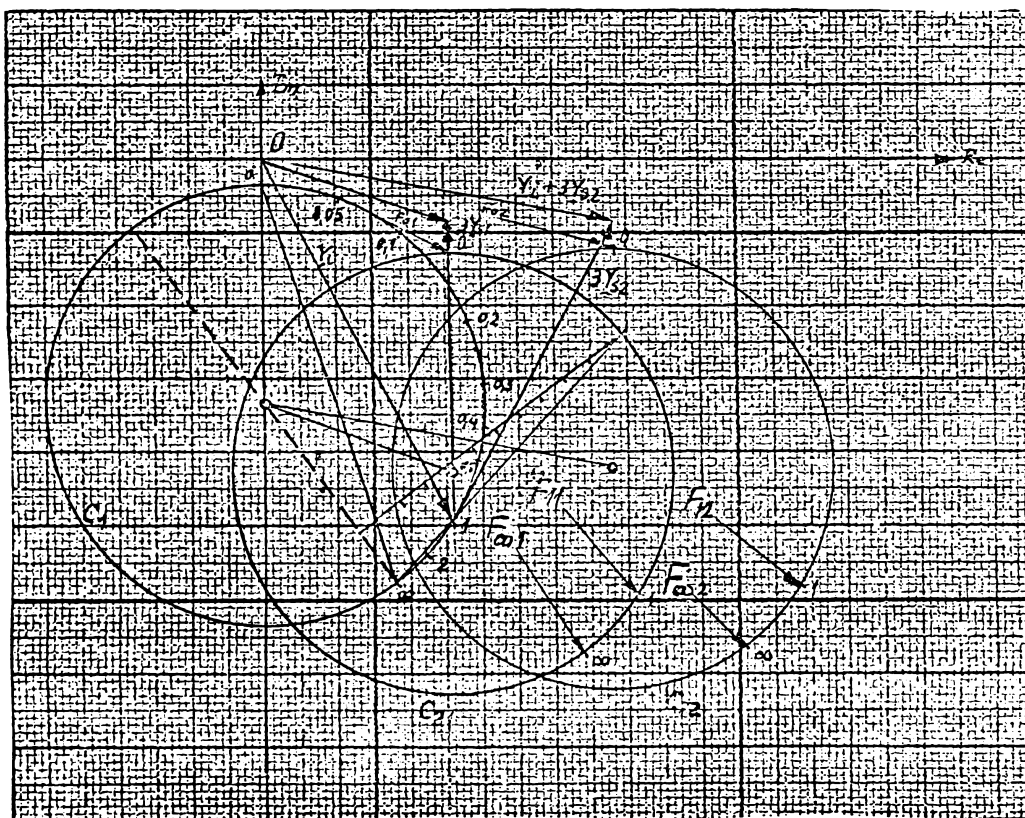


Fig.2.33. Diagrama cercului motorului asincron SZUe 44b, C_1 și diagramele după translația cu fazorul $3\underline{Y}_s + \underline{Y}_i$, C_{21} și C_{22} .

$$\underline{U}_{dL1} = \frac{0,278e^{-j27^\circ 29'}}{3,0,0614e^{j90^\circ} + 0,251e^{j62^\circ 30'} + \underline{Y}_d} \underline{U}_L \quad (2.134)$$

$$\underline{U}_{dL2} = \frac{0,358e^{-j33^\circ 48'}}{3,0,071e^{j62^\circ} + 0,251e^{j62^\circ 30'} + \underline{Y}_d} \underline{U}_L \quad (2.135)$$

În figura 2.33 au fost construite cercurile C_{21} și C_{22} care reprezintă cercul C_1 după translația cu fazorii $3\underline{Y}_{s1} + \underline{Y}_i$ și respectiv $3\underline{Y}_{s2} + \underline{Y}_i$. Pentru a inversa cercurile C_{21} și C_{22} se procedează conform metodei autorului, dezvoltată în paragraful 2.6.1.1.

În figura 2.33 se măsoară fazorii:

$$F_{\infty 1} = 0,197 - j0,304 = 0,362e^{-j57^\circ 3'}$$

$$F_{11} = 0,232 - j0,268 = 0,354e^{-j49^\circ 7'}$$

$$F_{o1} = 0,116 - j0,036 = 0,121e^{-j17^\circ 15'}$$

$$F_{\infty 2} = 0,297 - j0,3 = 0,422e^{-j45^{\circ}17'}$$

$$F_{12} = 0,332 - j0,263 = 0,423e^{-j38^{\circ}23'}$$

$$F_{01} = 0,218 - j0,032 = 0,22e^{-j8^{\circ}21'}$$

Cu relația (2.107) se calculează b . În primul caz $b_1 = 13,6e^{j30^{\circ}12'}$ iar în cel de al doilea $b_2 = 8,7e^{j33^{\circ}04'}$. Aplicînd relația (2.110) se calculează inversul expresiilor de la numitorul relațiilor (2.134) și (2.135).

$$F_{i1} = 2,762e^{j57^{\circ}3'} + \frac{6,39e^{j1^{\circ}10'}}{1 + 13,6e^{j30^{\circ}12'}} \quad (2.136)$$

$$F_{i2} = 2,36e^{j45^{\circ}17'} + \frac{3,012e^{j19^{\circ}42'}}{1 + 8,7e^{j33^{\circ}04'}} \quad (2.137)$$

Relațiile (2.136) și (2.137) se introduc în relațiile (2.134) și (2.135).

$$\underline{U}_{dL1} = \left[0,767e^{j29^{\circ}29'} + \frac{1,776e^{-j26^{\circ}24'}}{1 + 13,6e^{j30^{\circ}12'}} \right] \underline{U}_L \quad (2.138)$$

$$\underline{U}_{dL2} = \left[0,844e^{j11^{\circ}29'} + \frac{1,078e^{-j14^{\circ}6'}}{1 + 8,7e^{j33^{\circ}04'}} \right] \underline{U}_L \quad (2.139)$$

Locul geometric al tensiunilor de succesiune directă conform relațiilor (2.138) și (2.139) s-a construit în figura 2.34. În figură sînt reprezentate simetricele dreptelor D_1 și D_2 . Inversul distanței din origine la aceste drepte este egal cu diametrul cercurilor care reprezintă inversul dreptelor D_1 și D_2 . Cercurile se notează conform notațiilor adoptate inițial, în figura 2.18, cu C_{31} și C_{32} . După rotirea cu $-26^{\circ}24'$ și $-14^{\circ}6'$ cercurile C_{31} și C_{32} devin C_{41} și C_{42} . Se aplică omotetia de centru zero și raport 1,776 și respectiv 1,078 și se obțin cercurile C_{51} și C_{52} . După translația cu $0,767e^{j29^{\circ}29'}$ și $0,844e^{j11^{\circ}29'}$ se obțin cercurile C_{61} și C_{62} care reprezintă locul geometric al tensiunilor de succesiune directă în timpul pornirii cu alimentare monofazată și admitanțe de pornire \underline{Y}_{s1} și \underline{Y}_{s2} .

Etalonarea locurilor geometrice ale tensiunilor de succesiune directă \underline{U}_{dL1} și \underline{U}_{dL2} s-a făcut pornind de la simetricele dreptelor D_1 și D_2 , pe care alunecările sînt echidistante. Prin unirea alunecărilor de pe dreptele sim D_1 și sim D_2 cu originea se transpun la

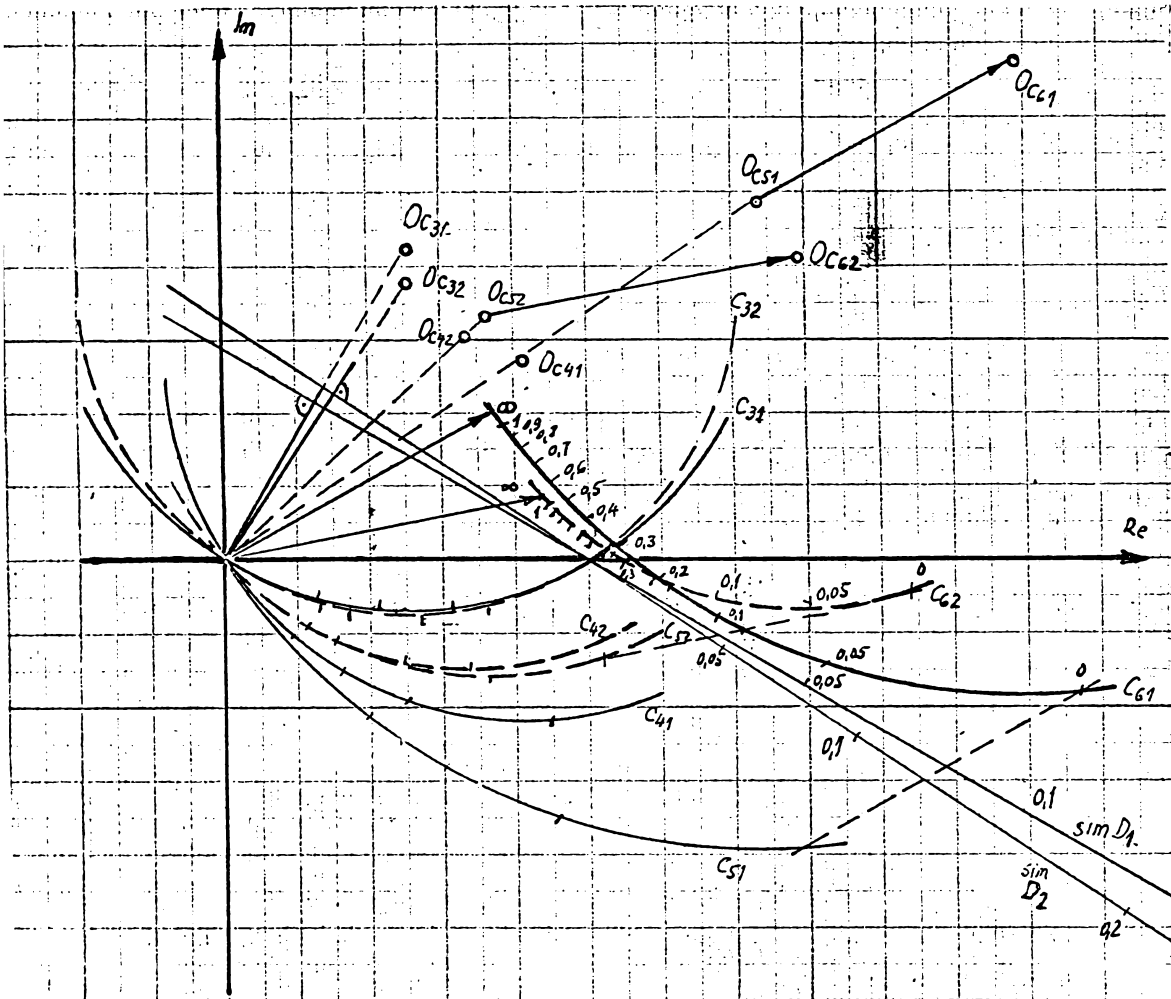


Fig.2.34. Locul geometric al tensiunilor de succesiune directă \underline{U}_{dL1} și \underline{U}_{dL2} în timpul pornirii motorului SZUe 44b cu alimentare monofazată și admitanțe de pornire \underline{Y}_{s1} și \underline{Y}_{s2} .

intersecție alunecările pe cercurile C_{31} și C_{32} . Următoarea transpunere a alunecărilor se face luând în compas alunecările de pe cercurile C_{31} și C_{32} și intersectând cercurile C_{41} și C_{42} . Pe cercurile C_{51} și C_{52} se poziționează alunecările la intersecția cu dreptele care unesc alunecările de pe cercurile C_{41} și C_{42} cu originea. Gradarea locurilor geometrice C_{61} și C_{62} se face prin aplicarea aceleiași translații fiecărei alunecări de pe cercurile C_{51} și C_{52} ca și cercurilor însăși.

Se întocmește tabelul 2.5, în care se notează pentru alunecările din capul coloanelor cuplurile directe și inverse măsurate pe diagrama cercului, figura 2.33. Pentru simplificarea operațiilor de calcul, cuplurile se trec în tabel în mm iar pentru a coincide cu scara figurii 4.7 se amplifică cu 2,5.

Tabelul 2.5.

s	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1	0,05
M _d	25	26,5	28	30	33	37	43	48	52	43	30
M _i	25	24	22,5	21,5	20	19	17,5	16	15	14	13
U _{d1}	0,84	0,86	0,88	0,89	0,91	0,92	0,95	1	1,12	1,39	1,6
U _{i1}	0,44	0,4	0,36	0,3	0,24	0,15	0,1	0,09	0,2	0,4	0,7
M _{d1}	17,64	19,6	21,68	23,76	27,32	31,35	38,8	48	65,2	83,08	76,8
M _{i1}	4,84	3,84	2,91	1,935	1,15	0,42	0,17	0,12	0,6	2,24	6,37
M _{r1}	12,8	16,76	18,77	21,83	26,17	30,93	38,63	47,88	64,6	80,9	70,43
U _{d2}	0,9	0,91	0,94	0,96	0,98	1	1	1,05	1,08	1,25	1,38
U _{i2}	0,2	0,16	0,14	0,1	0,08	0,04	0,02	0,05	0,15	0,35	0,41
M _{d2}	20,25	21,94	24,74	27,64	32,65	37	43	52,9	60,65	67,18	57,13
M _{i2}	1	0,61	0,44	0,24	0,13	0,03	-	0,04	0,33	1,715	2,11
M _{r2}	19,25	21,33	24,3	27,4	32,52	37	43	52,9	60,32	65,46	55,02

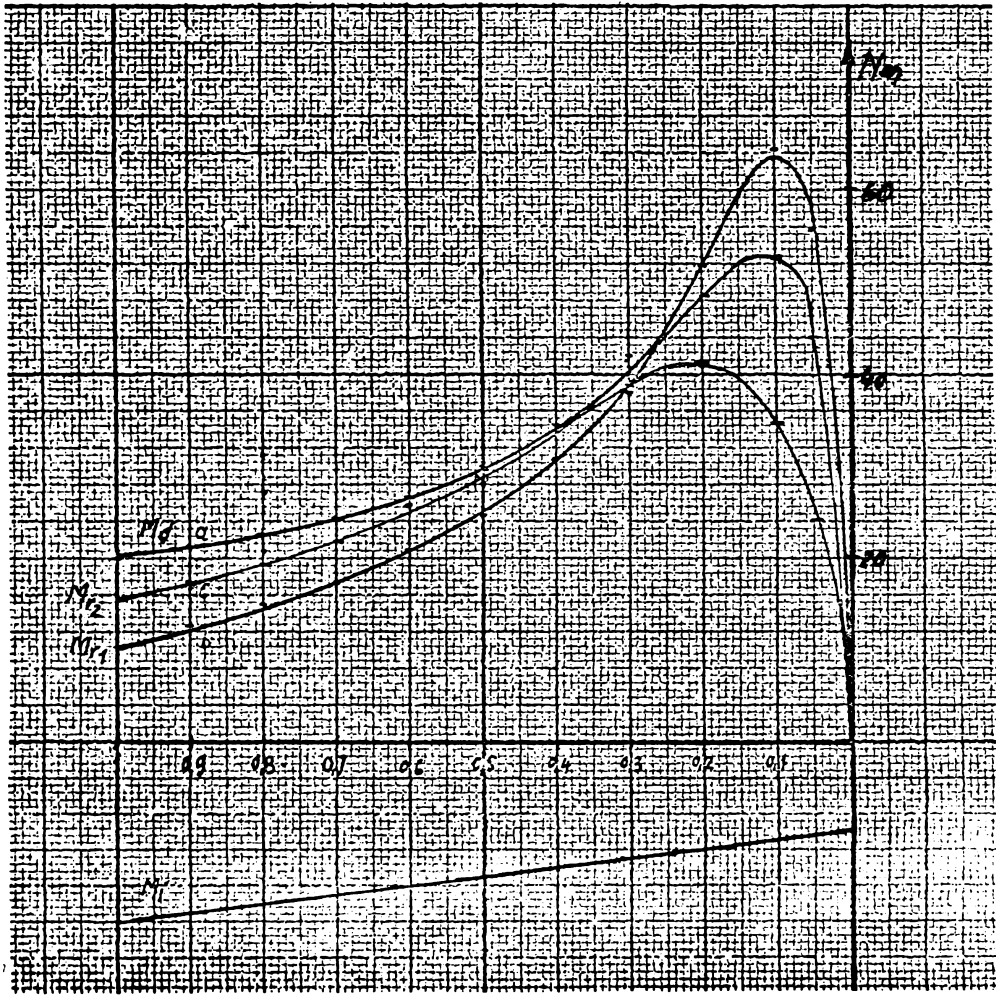


Fig.2.35. Caracteristicile $C=f(s)$ ale motorului asincron SZUe 44b - a.-cu alimentare simetrică, b- cu alimentare monofazată și admitanță de pornire \underline{Y}_{s1} , c- alimentare monofazată și admitanță de pornire \underline{Y}_{s2} .

Valorile componentelor simetrice exprimate în unități relative pentru alunecările înscrise în capul coloanelor s-au luat din figura 2.34..După efectuarea calculelor expuse la începutul paragrafului și determinarea cuplurilor rezultante, s-au trasat caracteristicile din figura 2.35.

Comparând caracteristicile din figura 2.35 cu cele obținute prin modelare analogică în figura 4.7, se constată o bună concordanță între ele. Practic, caracteristicile coincid pînă aproape de alunecarea critică. Pe caracteristicile din figura 2.35 cuplul maxim este mai mare decît în figura 4.7, cu 15% în cazul admitanței de pornire \underline{Y}_{s1} și 11% în cazul admitanței \underline{Y}_{s2} .

În cazul admitanței de pornire \underline{Y}_{s1} cuplul maxim este mai mare decât în cazul admitanței \underline{Y}_{s2} , ceea ce constituie încă un avantaj al pornirii conform invenției autorului /2.11/. În ambele cazuri cuplul maxim are loc la o alunecare mai mică decât alunecarea critică de pe caracteristica naturală.

2.7. Concluzii

1. Capitolul 2 al lucrării este destinat studierii soluției de alimentare folosită în prezent pentru serviciile auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW. În viitor, începând cu anul 1982, se va aplica soluția cu convertizor static tiristorizat dezvoltată de un colectiv condus de autor în cadrul unei teme de cercetare, soluție prezentată în capitolul 5.

Studiul efectuat în acest capitol își păstrează actualitate pentru locomotivele aflate în exploatare, care nu vor fi curînd reconstruite.

2. Din studiul efectuat se desprinde ca recomandare importantă pentru exploatare invenția autorului /2.11/, posibil de aplicat cu un efort minim din partea depourilor, obținîndu-se avantajul majorării cuplului de pornire și cu aceasta pornirea sigură a compresoarelor în timpul iernii și micșorarea tensiunilor repartizate pe înfășurări la sfîrșitul pornirii (tabelele 2.3 și 2.4).

3. Din studiu reies cîteva observații pentru funcționarea de durată a serviciilor auxiliare, utile pentru o eventuală reproiectare. În grupul de motoare alimentate în paralel prin acelaș condensator motoarele trebuie să aibă admitanța inversă proporțională cu puterea, pentru a nu prelua un curent de succesiune inversă mai mare decât media pe grup.

Datorită pierderilor suplimentare care apar în rotor ca urmare a refulării curentului de succesiune inversă nu se recomandă folosirea motoarelor cu colivie dublă sau bare înalte. Necesitatea de a avea cuplu de pornire mare se rezolvă prin aplicarea circuitului de pornire conform invenției autorului /2.11/.

4. Metodele dezvoltate de autor dau posibilitatea optimizării circuitului de pornire în sensul apropierii maxime de situația de la alimentarea simetrică.

5. Metoda de construire a diagramelor loc geometric pentru componentele simetrice, dezvoltată de autor, dă posibilitatea

cunoașterii comportării motorului asincron în timpul pornirii monofazate cu admitanță de pornire dată.

6. Motorul asincron, sursa de alimentare monofazată și circuitul de pornire constituie un ansamblu care împreună fac ca motorul să prezinte o caracteristică mecanică diferită de cea de la alimentarea simetrică. Această caracteristică poate fi ridicată considerând cuplul rezultat ca diferență dintre cuplurile direct și invers calculate pentru componentele simetrice ale tensiunii luate din diagrama loc geometric.

2.8 Bibliografie

- 2.1. Adamanko, A.I. Metody isledowania nesimetricinyh asinchronnyh mašin. Kiew, Izd-wo Naukova Dumka, 1969.
- 2.2. Andronescu, Pl. Bazele electrotehnicii II. București, Editura Didactică și Pedagogică, 1972
- 2.3. Angot, A. Elemente de matematici pentru inginerii din electrotehnică și telecomunicații. București, Editura Tehnică, 1966.
- 2.4. Brașovan, M., Seracin, E., Bogoevici, N., Acționări electrice. București, Editura Tehnică, 1960.
- 2.5. Gheorghiu, I.S., Fransua Al.S., Tratat de mașini electrice. Vol 3. Mașini asincrone. București, Editura Academiei Republicii Socialiste România, 1971.
- 2.6. Głowacki, A. Podwójne i potrójne klatki silników indukcyjnych. In: Przegląd Elektryczny nr.10/1979.
- 2.7. Konorowski, B. Poradnik inżyniera elektryka. Warszawa, Wydawnictwa Naukowo-Techniczna, 1972.
- 2.8. Kostenko, M., Piotrowski, L. Electrical Machines. Vol. II. Mir Publishers, Moscova, 1972.
- 2.9. Nerodea, T. Alimentarea serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW seria 060-EA din parcul C.F.R. In: Electrotehnica nr. 5/1976.
- 2.10. Nerodea, T. Calculul densității de curent și al rezistenței în curent alternativ la barele înalte ale coliviiilor turnate. Craiova, Comunicări Tehnice Electroputere nr. 8/1978.

- 2.11. Nerodea, T. Circuit pentru pornirea motoarelor asincrone trifazate de la o rețea monofazată. Oficiul de stat pentru invenții și mărci. Descrierea invenției nr.66117 din 30.06.1976.
- 2.12. Nerodea, T. Pornirea motoarelor serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW. In: Electrotehnica nr. 4/1980.
- 2.13. Nicolaide, A. Mașini electrice I. Craiova, Editura Scrisul Românesc, 1975.
- 2.14. Richter, R. Mașini electrice. Vol.IV. București, Editura Tehnică, 1960.
- 2.15. Richter, R. Mașini electrice. Vol.I. București, Editura Tehnică, 1958.
- 2.16. Sabac, I.Gh. Matematici speciale. Vol. II. București, Editura Didactică și Pedagogică, 1965.
- 2.17. Schuisky, W. Berechnung elektrischer Maschinen. Wien, Springer Verlag, 1960.
- 2.18. Timotin, A. ș.a. Lecții de bazele electrotehnicii. Vol. II. București, Editura Didactică și Pedagogică, 1964.
- 2.19. Buletine de omologare și documentații tehnice de la Intreprinderea Electromotor Timișoara.

Capitolul 3

MODELUL ANALOGIC AL MOTORULUI ASINCRON

Studiul funcționării motorului asincron alimentat nesimetric sau cu tensiune nesinusoidală nu poate fi făcut fără ajutorul calculatorului electronic. Datorită avantajelor pe care le prezintă calculatorul analogic /3.5 și 3.10/, autorul a ales această soluție, realizând un calculator analogic specializat. Aceste avantaje sînt: simplitatea programării, viteza mare de calcul, obținerea rezultatelor sub formă grafică ușor de interpretat, posibilitatea de a interveni în procesul de calcul pentru a vizualiza fenomenul dorit sau de a conduce calculul după dorință, posibilitatea refolosirii modelului la alte motoare sau în situații diferite.

Autorul a construit modelul analogic al unui motor asincron conform /3.2/ și a constatat că acest model este inutilizabil datorită imposibilității eliminării tensiunilor de decalaj, care duc la saturarea amplificatoarelor operaționale cu care s-a realizat modelul. Preluînd experiența unor autori care au publicat lucrări în domeniu /3.2, 3.8, 3.9, 3.13 și 3.14/ și adăugînd contribuții proprii, autorul a reușit să elimine cauzele impreciziei și instabilității modelului analogic al motorului asincron. Contribuțiile autorului vizează eliminarea tensiunii de decalaj și calculul cuplului.

Pentru eliminarea tensiunii de decalaj autorul a folosit o metodă de rezolvare a ecuațiilor diferențiale care micșorează tensiunea de decalaj de la ieșirea integratoarelor și repetoare de curent alternativ. La calculul cuplului autorul a folosit produsul dintre fluxuri și curenți, în care scop a introdus blocuri pentru calculul fluxurilor în modelul analogic pentru curenți. Acest mod de calcul a cuplului dă posibilitatea efectuării produselor între mărimi defazate cu unghiuri apropiate de 90° el., asigurîndu-se calculul cu precizie a componentei continue din produs

În capitolul 3, pe baza concluziilor din activitatea practică de calcul cu modelul analogic al motorului asincron, ecuațiile lui se aduc la forma care permite stabilirea unei noi scheme structurale, capabilă să elimine imperfecțiunile celei din /3.2/. În finalul capitolului se stabilesc mărimile de bază în vederea efectuării

calculelor cu mărimi raportate. Confirmarea justetei măsurilor luate la stabilirea noii scheme structurale pentru modelul analogic al motorului asincron se află în paragraful 4.3.

În figura 3.1 se prezintă modelul analogic al motorului asincron realizat de autor pe patru cartele de cablaj imprimat de format standard.

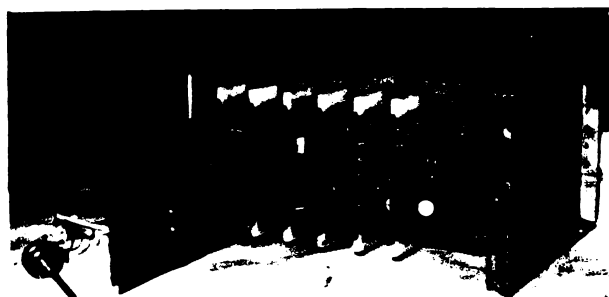


Fig.3.1. Sertar conținând plăci-
le modelului analogic al motoru-
lui asincron.

3.1. Ecuatiile motorului asincron sub formă matriceală

Ecuatiile motorului asincron în sistemul de coordonate α, β , cu care se trece de la motorul trifazat la unul bifazat echivalent, se află deduse în literatură /3.5, 3.6, 3.7 și 3.11/. Forma sub care avem nevoie de aceste ecuații în vederea implementării pe calculatorul analogic și necesitatea dispunerii de rezultatele intermediare pentru realizarea surselor nesimetrice ne obligă să le deducem, urmînd pînă la un moment dat calea din aceste lucrări.

La stabilirea ecuațiilor diferențiale ale mașinii asincrone se acceptă următoarele ipoteze simplificatoare /3.7 și 3.13/.

- Infășurările de fază sînt identic executate și repartizate pe periferia statorului, respectiv a rotorului.

- Intrefierul este constant.

- Se neglijează pierderile în fier și influența creștăturilor asupra repartiției inducției.

- Materialul magnetic al rotorului și statorului are caracteristica de magnetizare liniară și μ relativ foarte mare.

- Armonicile superioare de spațiu ale cîmpului magnetic nu se iau în considerare. Inducția magnetică în interiorul mașinii se consideră repartizată sinusoidal.

- Statorul este trifazat iar parametrii rotorici sînt reduși la stator.

Cu simplificările enumerate ecuațiile mașinii asincrone sub

formă matriceală se scriu sub forma /3.7/

$$|u_j| = \frac{d}{dt} |\Psi_j| + |R_j| |i_j| \quad (3.1)$$

$$|\Psi_j| = |L_j| |i_j| \quad (3.2)$$

unde: $|u_j|$ este matricea tensiunilor instantanee de fază, $|i_j|$ reprezintă matricea curenților de fază, $|\Psi_j|$ matricea fluxurilor totale ale fazelor, $|R_j|$ matricea rezistențelor, $|L_j|$ - matricea inductivităților. Matricele se referă atât la mărimile satorice cât și rotorice.

Vom nota cu A, B, C mărimile pe cele trei faze ale statorului, cu a, b, c mărimile pe fazele rotorului, cu 1 mărimile satorice și cu 2 mărimile din rotor egale pe faze. Matricele care apar în ecuațiile (3.1) și (3.2) se reprezintă

$$|u_j| = \begin{matrix} A \\ B \\ C \\ a \\ b \\ c \end{matrix} \begin{matrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_a \\ u_b \\ u_c \end{matrix} \quad (3.3)$$

$$|i_j| = \begin{matrix} A \\ B \\ C \\ a \\ b \\ c \end{matrix} \begin{matrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{matrix} \quad (3.4)$$

$$|R_j| = \begin{matrix} A \\ B \\ C \\ a \\ b \\ c \end{matrix} \begin{matrix} R_1 & & & & & \\ & R_1 & & & & \\ & & R_1 & & & \\ & & & R_2 & & \\ & & & & R_2 & \\ & & & & & R_2 \end{matrix} \quad (3.5)$$

$$|L_j| = \begin{matrix} A \\ B \\ C \\ a \\ b \\ c \end{matrix} \begin{matrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AB} & L_{Aam} \cos \theta_1 & L_{Aam} \cos \theta_2 & L_{Aam} \cos \theta_3 \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} & L_{Aam} \cos \theta_3 & L_{Aam} \cos \theta_1 & L_{Aam} \cos \theta_2 \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} & L_{Aam} \cos \theta_2 & L_{Aam} \cos \theta_3 & L_{Aam} \cos \theta_1 \\ L_{Aam} \cos \theta_1 & L_{Aam} \cos \theta_3 & L_{Aam} \cos \theta_2 & L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{Aam} \cos \theta_2 & L_{Aam} \cos \theta_1 & L_{Aam} \cos \theta_3 & L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{Aam} \cos \theta_3 & L_{Aam} \cos \theta_2 & L_{Aam} \cos \theta_1 & L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{matrix} \quad (3.6)$$

In expresia matriceală (3.6) avem: $L_{AA}=L_{BB}=L_{CC}$ -inductivitatea proprie a unei înfășurări satorice, $L_{AB}=L_{BC}=L_{CA}$ -inductivitatea mutuală dintre două înfășurări satorice, $L_{aa}=L_{bb}=L_{cc}$ -inductivitatea proprie a unei înfășurări rotorice, $L_{ab}=L_{bc}=L_{ca}$ - inductivitatea mutuală între două înfășurări rotorice, L_{Aam} - inductivitatea mutuală maximă dintre o înfășurare rotorică și una satorică. Cu $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ s-au notat unghiurile pe care le fac axele înfășurărilor rotorice cu axa înfășurării fazei A din stator.

Fără a mai efectua operațiile cu matrice conform ecuațiilor

(3.1) și (3.2), ne dăm seama de complexitatea sistemului de ecuații care s-ar obține și de faptul că ecuațiile diferențiale sînt neliniare. La rezolvarea acestui sistem se obține o importantă simplificare prin folosirea vectorului reprezentativ sau a proiecțiilor acestuia pe un sistem ortogonal de axe de coordonate.

3.2. Definirea vectorului reprezentativ

Trei mărimi scalare, funcție de timp, care acționează asupra a trei înfășurări repartizate pe periferia statorului sau rotorului unei mașini asincrone, a căror axe sînt decalate cu $\frac{2\pi}{3}$ radiani el., pot fi înlocuite printr-un vector spațial rotitor. Proiecțiile vectorului reprezentativ pe cele trei direcții ale înfășurărilor dau valorile momentane ale mărimilor pe care le reprezintă.

Prin definiție /3.9 și 3.8/ vectorul reprezentativ a trei mărimi scalare y_A, y_B, y_C care îndeplinesc condiția:

$$y_A + y_B + y_C = 0 \quad (3.7)$$

este:

$$\underline{y} = \frac{2}{3}(y_A + ay_B + a^2 y_C) \quad (3.8)$$

În figura 2.3 s-a reprezentat vectorul reprezentativ \underline{y} , rotitor cu viteza unghiulară ω_v față de cele trei axe fixe ale fazelor A, B, C și un sistem de axe de coordonate α, β , învîrtitor cu viteza ω_k .

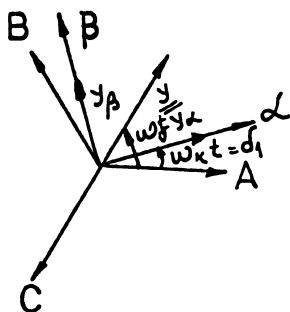


Fig.3.2. Vectorul spațial reprezentativ a trei mărimi scalare funcție de timp.

Proiecțiile vectorului reprezentativ pe axele de coordonate α, β sînt:

$$\underline{y} = y_\alpha + jy_\beta = y \cos(\omega_v - \omega_k)t + jy \sin(\omega_v - \omega_k)t \quad (3.9)$$

Pentru trecerea directă de la mărimile scalare reprezentate prin vectorul reprezentativ \underline{y} la proiecțiile vectorului reprezentativ pe axele α, β , vom proiecta aceste valori de pe axele A, B, C pe axele α și β .

$$y_\alpha = \frac{2}{3}(y_A \cos \sigma_1 + y_B \cos \sigma_2 + y_C \cos \sigma_3) \quad (3.10)$$

$$y = \frac{2}{3} \left[-(y_A \sin \sigma_1 + y_B \sin \sigma_2 + y_C \sin \sigma_3) \right] \quad (3.11)$$

unde: $\sigma_2 = \sigma_1 + \frac{2\pi}{3}$; $\sigma_3 = \sigma_1 + \frac{4\pi}{3}$

Dacă mărimile y_A, y_B, y_C nu îndeplinesc condiția (3.7) prin introducerea mărimii /3.7/:

$$y_0 = \frac{1}{3}(y_A + y_B + y_C) \quad (3.12)$$

se face schimbarea de variabilă: $v_A = y_A - y_0$; $v_B = y_B - y_0$; $v_C = y_C - y_0$ așa fel încît condiția (3.7) să fie îndeplinită.

Relațiile (3.10), (3.11) și (3.12) pot fi puse sub formă matriceală:

$$\begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \\ y_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \sigma_1 & \cos \sigma_2 & \cos \sigma_3 \\ -\sin \sigma_1 & -\sin \sigma_2 & -\sin \sigma_3 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_A \\ y_B \\ y_C \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Datorită faptului că în cazul motorului asincron relația (3.7) este îndeplinită avem $y_0 = 0$, deci există posibilitatea reducerii sistemului trifazat la un sistem bifazat echivalent.

Vectorul reprezentativ se folosește în cazul mașinii asincrone pentru reprezentarea tensiunilor, curenților, fluxurilor, atât statorice cît și rotorice. Unghiul pe care îl face direcția fazei rotorice "a" cu axa reală α se notează cu τ_1 , iar unghiurile pe care le fac direcțiile b și c cu τ_2 și τ_3 . Intre τ_1, τ_2 și τ_3 există relațiile: $\tau_2 = \tau_1 + \frac{2\pi}{3}$; $\tau_3 = \tau_1 + \frac{4\pi}{3}$ (3.14)

Notînd : ω_r - viteza unghiulară a rotorului față de stator și ω_k - viteza unghiulară a sistemului de axe de coordonate α, β față de stator se pot scrie relațiile :

$$\theta_1 = \omega_r t ; \sigma_1 = \omega_k t ; \delta_1 = (\omega_r - \omega_k) t ; \tau_1 = \theta_1 - \sigma_1 \quad (3.15)$$

Pentru trecerea directă a mărimilor scalare statorice și rotorice, reprezentate prin vectori reprezentativi, la proiecțiile vectorilor reprezentativi pe axele α, β matricea de transformare (3.13) se completează cu partea pentru transformarea mărimilor rotorice.

$$|M| = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} A & B & C & a & b & c \\ \cos \sigma_1 & \cos \sigma_2 & \cos \sigma_3 & & & \\ -\sin \sigma_1 & -\sin \sigma_2 & -\sin \sigma_3 & & & \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & & & \\ & & & \cos \tau_1 & \cos \tau_2 & \cos \tau_3 \\ & & & -\sin \tau_1 & -\sin \tau_2 & -\sin \tau_3 \\ & & & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{matrix} \alpha_1 \\ \beta_1 \\ 01 \\ \alpha_2 \\ \beta_2 \\ 02 \end{matrix} \quad (3.16)$$

Pentru trecerea de la proiecțiile vectorului reprezentativ pe axele α, β la mărimile reprezentate se utilizează inversa matricii (3.16)

$$|M|^{-1} = \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|} \hline \cos \delta_1 & -\sin \delta_1 & 1 & & & A \\ \hline \cos \delta_2 & -\sin \delta_2 & 1 & & & B \\ \hline \cos \delta_3 & -\sin \delta_3 & 1 & & & C \\ \hline & & & \cos \gamma_1 & -\sin \gamma_1 & 1 \\ \hline & & & \cos \gamma_2 & -\sin \gamma_2 & 1 \\ \hline & & & \cos \gamma_3 & -\sin \gamma_3 & 1 \\ \hline \end{array} \quad (3.17)$$

3.3. Ecuatiile mașinii asincrone în sistemul de axe de coordonate α, β rotitor cu viteza unghiulară ω_k

După amplificarea ecuațiilor (3.1) și (3.2) cu matricea de transformare $|M|$ se obține :

$$|u_M| = |M| |u_j| = |M| \frac{d}{dt} |\psi_j| + |M| |R_j| |i_j| \quad (3.18)$$

$$|u_M| = |M| \frac{d}{dt} |L_j| |i_j| + |M| |R_j| |i_j| \quad (3.19)$$

Pentru produsurile din expresiile (3.18) și (3.19) se vor folosi notațiile :

$$|i_M| = |M| |i_j| \quad (3.20)$$

$$|i_j| = |M|^{-1} |i_M| \quad (3.21)$$

$$|\psi_M| = |M| |\psi_j| \quad (3.22)$$

$$|\psi_j| = |M|^{-1} |\psi_M| \quad (3.23)$$

pe baza cărora se obține:

$$|u_M| = |M| \frac{d}{dt} \left[|M|^{-1} |\psi_M| \right] + |M| |R_j| |M|^{-1} |i_M| \quad (3.24)$$

$$|u_M| = |M| \frac{d}{dt} \left[|L_j| |M|^{-1} |i_M| \right] + |M| |R_j| |M|^{-1} |i_M| \quad (3.25)$$

Cu ajutorul relației (3.23) relația (3.18) se scrie:

$$|u_M| = |M| \frac{d}{dt} \left[|M|^{-1} |\psi_M| \right] + |R_M| |i_M| \quad (3.26)$$

În expresia (3.26) s-a introdus notația $|R_M| = |M| |R_j| |M|^{-1}$. Pentru simplificarea expresiei (3.26) se va folosi relația de derivare a unui produs:

$$|M| \frac{d}{dt} |M|^{-1} |\psi_M| = \left[|M| \frac{d}{dt} |M|^{-1} + \frac{d}{dt} \right] |\psi_M| \quad (3.27)$$

Prin introducerea expresiei (3.27) în (3.26) se obține :

$$|u_M| = \left[|M| \frac{d}{dt} |M|^{-1} + \frac{d}{dt} \right] |\Psi_M| + |R_M| |i_M| \quad (3.28)$$

Expresia lui $|L_M|$ se determină cu ajutorul relației (3.22)

$$|\Psi_M| = |L_M| |i_M| = |M| |\Psi_j| = |M| |L_j| |M|^{-1} |i_M| \quad (3.29)$$

$$|L_M| = |M| |L_j| |M|^{-1} \quad (3.30)$$

Vom calcula matricele transformate

$$|u_M| = |M| |u_j| = \frac{2}{3} \begin{matrix} \cos \delta_1 & \cos \delta_2 & \cos \delta_3 & & & & u_A \\ -\sin \delta_1 & -\sin \delta_2 & -\sin \delta_3 & & & & u_B \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & & & & u_C \\ & & & \cos \gamma_1 & \cos \gamma_2 & \cos \gamma_3 & u_a \\ & & & -\sin \gamma_1 & -\sin \gamma_2 & -\sin \gamma_3 & u_b \\ & & & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & u_c \end{matrix} = \frac{2}{3} \begin{matrix} u_A \cos \delta_1 + u_B \cos \delta_2 + u_C \cos \delta_3 \\ -(u_A \sin \delta_1 + u_B \sin \delta_2 + u_C \sin \delta_3) \\ \frac{1}{2}(u_A + u_B + u_C) \\ u_a \cos \gamma_1 + u_b \cos \gamma_2 + u_c \cos \gamma_3 \\ -(u_a \sin \gamma_1 + u_b \sin \gamma_2 + u_c \sin \gamma_3) \\ \frac{1}{2}(u_a + u_b + u_c) \end{matrix} \quad (3.31)$$

Pentru calculul matricei curenților se procedează în același mod, obținându-se o expresie similară cu (3.31). Pentru calculul matricei inductivităților transformate calculă în primă fază $|L_j| |M|^{-1}$ cu ajutorul relațiilor (3.6) și (3.17)

$$|L_j| |M|^{-1} =$$

$(L_{AA} - L_{AB}) \cos \delta_1$	$-(L_{AA} - L_{AB}) \sin \delta_1$	$L_{AA} + 2L_{AB}$	$\frac{3}{2} L_{Aam} \cos \delta_1$	$-\frac{3}{2} L_{Aam} \sin \delta_1$	0
$(L_{AA} - L_{AB}) \cos \delta_2$	$-(L_{AA} - L_{AB}) \sin \delta_2$	$L_{AA} + 2L_{AB}$	$\frac{3}{2} L_{Aam} \cos \delta_2$	$-\frac{3}{2} L_{Aam} \sin \delta_2$	0
$(L_{AA} - L_{AB}) \cos \delta_3$	$-(L_{AA} - L_{AB}) \sin \delta_3$	$L_{AA} + 2L_{AB}$	$\frac{3}{2} L_{Aam} \cos \delta_3$	$-\frac{3}{2} L_{Aam} \sin \delta_3$	0
$\frac{3}{2} L_{Aam} \cos \gamma_1$	$-\frac{3}{2} L_{Aam} \sin \gamma_1$	0	$(L_{aa} - L_{ab}) \cos \gamma_1$	$-(L_{aa} - L_{ab}) \sin \gamma_1$	$L_{aa} + 2L_{ab}$
$\frac{3}{2} L_{Aam} \cos \gamma_2$	$-\frac{3}{2} L_{Aam} \sin \gamma_2$	0	$(L_{aa} - L_{ab}) \cos \gamma_2$	$-(L_{aa} - L_{ab}) \sin \gamma_2$	$L_{aa} + 2L_{ab}$
$\frac{3}{2} L_{Aam} \cos \gamma_3$	$-\frac{3}{2} L_{Aam} \sin \gamma_3$	0	$(L_{aa} - L_{ab}) \cos \gamma_3$	$-(L_{aa} - L_{ab}) \sin \gamma_3$	$L_{aa} + 2L_{ab}$

$$(3.32)$$

Pentru restrângerea termenilor matricei (3.32) vom utiliza notațiile /3.9, 3.13/ : $L_{AA}-L_{AB}=L_1$ - inductivitatea proprie a unei înfășurări statorice; $L_{aa}-L_{ab}=L_2$ - inductivitatea proprie a unei înfășurări rotorice ; $L_{Aam}=L_m$ - inductivitatea mutuală maximă între o înfășurare statorică și una rotorică. Intre inductivități există relațiile:

$$L_1=L_m+L_{1\sigma} \quad (3.33)$$

$$L_2=L_m+L_{2\sigma} \quad (3.34)$$

Unde $L_{1\sigma}$ și $L_{2\sigma}$ sînt inductivitățile de dispersie ale înfășurărilor statorice și respectiv rotorice. Matricea transformată a inductivităților cu notațiile (3.33) și (3.34) va fi:

$$|L_M| = |M||L_j||M|^{-1} = \begin{matrix} & L_1 & & & L_m & & & \\ & & L_1 & & & & L_m & \\ & & & & L_{01} & & & \\ L_m & & & & & L_2 & & \\ & & L_m & & & & L_2 & \\ & & & & & & & L_{02} \end{matrix} \quad (3.35)$$

Matricea fluxului se obține efectuînd produsul (3.29)

$$\Psi_M = |L_M||i_M| = \begin{matrix} & L_1 & & & L_m & & & \\ & & L_1 & & & & L_m & \\ & & & & L_{01} & & & \\ L_m & & & & & L_2 & & \\ & & L_m & & & & L_2 & \\ & & & & & & & L_{02} \end{matrix} \cdot \begin{matrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{01} \\ i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \\ i_{02} \end{matrix} = \begin{matrix} L_1 i_{\alpha 1} + L_m i_{\alpha 2} \\ L_1 i_{\beta 1} + L_m i_{\beta 2} \\ L_{01} i_{01} \\ L_m i_{\alpha 1} + L_2 i_{\alpha 2} \\ L_m i_{\beta 1} + L_2 i_{\beta 2} \\ L_{02} i_{02} \end{matrix} \quad (3.36)$$

Expresia $|M| \frac{d}{dt} |M|^{-1}$ se calculează efectuînd produsul dintre matricea (3.16) și derivata matricei (3.17).

$$|M| \frac{d}{dt} |M|^{-1} = \begin{matrix} & & -\frac{d\delta_1}{dt} & & & & & \\ & & & & & & & \\ \frac{d\delta_1}{dt} & & & & & & & \\ & & & & & & & \\ & & & & & & & \frac{d\gamma_1}{dt} \\ & & & & & & \frac{d\gamma_1}{dt} & \\ & & & & & & & \end{matrix} \quad (3.37)$$

Matricea (3.37) va servi la calculul operatorului $|M| \frac{d}{dt} |M|^{-1} + |1| \frac{d}{dt}$ folosit în expresia (3.28)

$$|M| \frac{d}{dt} |M|^{-1} + |1| \frac{d}{dt} = \begin{array}{|c|c|c|c|c|} \hline \frac{d}{dt} & -\frac{d\delta_1}{dt} & & & \\ \hline \frac{d\delta_1}{dt} & \frac{d}{dt} & & & \\ \hline & & \frac{d}{dt} & & \\ \hline & & & \frac{d}{dt} & -\frac{d\delta_1}{dt} \\ \hline & & & \frac{d\delta_1}{dt} & \frac{d}{dt} \\ \hline & & & & \frac{d}{dt} \\ \hline \end{array} \quad (3.38)$$

Matricea (3.38) se introduce în expresia matriceală (3.28)

$$|u_M| = \begin{array}{|c|c|c|c|c|} \hline \frac{d}{dt} & -\frac{d\delta_1}{dt} & & & \\ \hline \frac{d\delta_1}{dt} & \frac{d}{dt} & & & \\ \hline & & \frac{d}{dt} & & \\ \hline & & & \frac{d}{dt} & -\frac{d\delta_1}{dt} \\ \hline & & & \frac{d\delta_1}{dt} & \frac{d}{dt} \\ \hline & & & & \frac{d}{dt} \\ \hline \end{array} + \begin{array}{|c|} \hline \psi_{\alpha 1} \\ \hline \psi_{\beta 1} \\ \hline \psi_{01} \\ \hline \psi_{\alpha 2} \\ \hline \psi_{\beta 2} \\ \hline \psi_{02} \\ \hline \end{array} + \begin{array}{|c|c|c|c|c|} \hline R_1 & & & & \\ \hline & R_1 & & & \\ \hline & & R_1 & & \\ \hline & & & R_2 & \\ \hline & & & & R_2 \\ \hline & & & & R_2 \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|} \hline i_{\alpha 1} \\ \hline i_{\beta 1} \\ \hline i_{01} \\ \hline i_{\alpha 2} \\ \hline i_{\beta 2} \\ \hline i_{02} \\ \hline \end{array} \quad (3.39)$$

După efectuarea operațiilor, în ipoteza că $i_A + i_B + i_C = 0$ se obține sistemul:

$$\begin{cases} u_{\alpha 1} = \frac{d}{dt} \psi_{\alpha 1} - \frac{d\delta_1}{dt} \psi_{\beta 1} + i_{\alpha 1} R_1 \\ u_{\beta 1} = \frac{d}{dt} \psi_{\beta 1} + \frac{d\delta_1}{dt} \psi_{\alpha 1} + i_{\beta 1} R_1 \\ u_{\alpha 2} = \frac{d}{dt} \psi_{\alpha 2} - \frac{d\delta_1}{dt} \psi_{\beta 2} + i_{\alpha 2} R_2 \\ u_{\beta 2} = \frac{d}{dt} \psi_{\beta 2} + \frac{d\delta_1}{dt} \psi_{\alpha 2} + i_{\beta 2} R_2 \end{cases} \quad (3.40)$$

Conform expresiei matriceale (3.36) fluxurile se scriu:

$$\begin{cases} \psi_{\alpha 1} = L_1 i_{\alpha 1} + L_m i_{\alpha 2} \\ \psi_{\beta 1} = L_1 i_{\beta 1} + L_m i_{\beta 2} \\ \psi_{\alpha 2} = L_m i_{\alpha 1} + L_2 i_{\alpha 2} \\ \psi_{\beta 2} = L_m i_{\beta 1} + L_2 i_{\beta 2} \end{cases} \quad (3.41)$$

Din sistemul (3.41) explicităm curenții

$$\begin{cases} i_{\alpha 1} = A(L_2 \psi_{\alpha 1} - L_m \psi_{\alpha 2}) \\ i_{\beta 1} = A(L_2 \psi_{\beta 1} - L_m \psi_{\beta 2}) \\ i_{\alpha 2} = A(L_1 \psi_{\alpha 2} - L_m \psi_{\alpha 1}) \\ i_{\beta 2} = A(L_1 \psi_{\beta 2} - L_m \psi_{\beta 1}) \end{cases} \quad (3.42)$$

unde cu A s-a notat

$$A = \frac{1}{L_1 L_2 - L_m^2} \quad (3.43)$$

Sistemul de ecuații (3.40) se poate scrie funcție numai de fluxuri

$$\begin{cases} u_{\alpha 1} = \frac{d}{dt} \psi_{\alpha 1} - \omega_k \psi_{\beta 1} + R_1 A(L_2 \psi_{\alpha 1} - L_m \psi_{\alpha 2}) \\ u_{\beta 1} = \frac{d}{dt} \psi_{\beta 1} + \omega_k \psi_{\alpha 1} + R_1 A(L_2 \psi_{\beta 1} - L_m \psi_{\beta 2}) \\ u_{\alpha 2} = \frac{d}{dt} \psi_{\alpha 2} - (\omega_r - \omega_k) \psi_{\beta 2} + R_2 A(L_1 \psi_{\alpha 2} - L_m \psi_{\alpha 1}) \\ u_{\beta 2} = \frac{d}{dt} \psi_{\beta 2} + (\omega_r - \omega_k) \psi_{\alpha 2} + R_2 A(L_1 \psi_{\beta 2} - L_m \psi_{\beta 1}) \end{cases} \quad (3.44)$$

Dacă se introduc relațiile (3.41) în sistemul (3.40) se obține:

$$\begin{cases} u_{\alpha 1} = (R_1 + L_1 \frac{d}{dt}) i_{\alpha 1} + L_m \frac{d}{dt} i_{\alpha 2} - \frac{d\phi_1}{dt} (L_1 i_{\beta 1} + L_m i_{\beta 2}) \\ u_{\beta 1} = (R_1 + L_1 \frac{d}{dt}) i_{\beta 1} + L_m \frac{d}{dt} i_{\beta 2} + \frac{d\phi_1}{dt} (L_1 i_{\alpha 1} + L_m i_{\alpha 2}) \\ u_{\alpha 2} = (R_2 + L_2 \frac{d}{dt}) i_{\alpha 2} + L_m \frac{d}{dt} i_{\alpha 1} - \frac{d\phi_2}{dt} (L_2 i_{\beta 2} + L_m i_{\beta 1}) \\ u_{\beta 2} = (R_2 + L_2 \frac{d}{dt}) i_{\beta 2} + L_m \frac{d}{dt} i_{\beta 1} + \frac{d\phi_2}{dt} (L_2 i_{\alpha 2} + L_m i_{\alpha 1}) \end{cases} \quad (3.45)$$

Expresiile (3.44) și (3.45) reprezintă două sisteme de ecuații diferențiale cu ajutorul cărora mașina asincronă trifazată poate fi înlocuită, pentru simplificarea calculelor, cu o mașină echivalentă bifazată. Simplificarea obținută constă în înlăturarea factorilor armonici și a inductivităților mutuale între înfășurările rotorului și respectiv statorului. Cu toate simplificările aduse, rezolvarea sistemelor de ecuații (3.44) și (3.45) nu se poate face decât folosind tehnica electronică de calcul.

Rezolvarea ecuațiilor diferențiale cu ajutorul calculatorului analogic se face de obicei prin metoda funcțiilor implicite /3.5 și 3.10/. Această metodă prezintă dezavantajul imposibilității compensării tensiunii de decalaj pe care o prezintă amplificatoarele operaționale în montaj de integratoare. Pentru înlăturarea acestui dezavantaj autorul a folosit o altă metodă, care prin modul de realizare a blocului de integrare contribuie la micșorarea efectului tensiunii de decalaj a amplificatoarelor operaționale. În paragraful 3.5 se revine la această problemă cu detaliile necesare.

Pentru rezolvarea sistemelor (3.44) și (3.45) cu ajutorul noii metode, autorul le-a adus la forme potrivite.

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Psi_{\alpha 1} + AL_2 R_1 \Psi_{\alpha 1} = u_{\alpha 1} + AL_m R_1 \Psi_{\alpha 2} + \omega_k \Psi_{\beta 1} \\ \frac{d}{dt} \Psi_{\beta 1} + AL_2 R_1 \Psi_{\beta 1} = u_{\beta 1} + AL_m R_1 \Psi_{\beta 2} - \omega_k \Psi_{\alpha 1} \\ \frac{d}{dt} \Psi_{\alpha 2} + AL_1 R_2 \Psi_{\alpha 2} = u_{\alpha 2} + AL_m R_2 \Psi_{\alpha 1} + (\omega_k - \omega_r) \Psi_{\beta 2} \\ \frac{d}{dt} \Psi_{\beta 2} + AL_1 R_2 \Psi_{\beta 2} = u_{\beta 2} + AL_m R_2 \Psi_{\beta 1} - (\omega_k - \omega_r) \Psi_{\alpha 2} \end{cases} \quad (3.46)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{\alpha 1} + \frac{R_1}{L_1} i_{\alpha 1} = \frac{1}{L_1} \left[u_{\alpha 1} - L_m \frac{d}{dt} i_{\alpha 2} + \omega_k (L_1 i_{\beta 1} + L_m i_{\beta 2}) \right] \\ \frac{d}{dt} i_{\beta 1} + \frac{R_1}{L_1} i_{\beta 1} = \frac{1}{L_1} \left[u_{\beta 1} - L_m \frac{d}{dt} i_{\beta 2} - \omega_k (L_1 i_{\alpha 1} + L_m i_{\alpha 2}) \right] \\ \frac{d}{dt} i_{\alpha 2} = \frac{1}{L_2} \left[u_{\alpha 2} - R_2 i_{\alpha 2} - L_m \frac{d}{dt} i_{\alpha 1} + (\omega_k - \omega_r) (L_2 i_{\beta 2} + L_m i_{\beta 1}) \right] \\ \frac{d}{dt} i_{\beta 2} = \frac{1}{L_2} \left[u_{\beta 2} - R_2 i_{\beta 2} - L_m \frac{d}{dt} i_{\beta 1} - (\omega_k - \omega_r) (L_2 i_{\alpha 2} + L_m i_{\alpha 1}) \right] \end{cases} \quad (3.47)$$

Ecuațiile pentru rotor din sistemul (3.47) s-au scris avînd derivatele curenților explicite în vederea introducerii în ecuațiile pentru stator. După înlocuire primele două ecuații ale sistemului devir

$$\begin{aligned} (L_1 - \frac{L_m^2}{L_2}) \frac{d}{dt} i_{\alpha 1} + R_1 i_{\alpha 1} = u_{\alpha 1} - \frac{L_m}{L_2} (u_{\alpha 2} - R_2 i_{\alpha 2}) - (\omega_k - \omega_r) \frac{L_m}{L_2} (L_2 i_{\beta 2} + L_m i_{\beta 1}) + \\ + \omega_k (L_1 i_{\beta 1} + L_m i_{\beta 2}) \end{aligned} \quad (3.48)$$

$$\begin{aligned} (L_1 - \frac{L_m^2}{L_2}) \frac{d}{dt} i_{\beta 1} + R_1 i_{\beta 1} = u_{\beta 1} - \frac{L_m}{L_2} (u_{\beta 2} - R_2 i_{\beta 2}) + (\omega_k - \omega_r) \frac{L_m}{L_2} (L_2 i_{\alpha 2} + L_m i_{\alpha 1}) + \\ - \omega_k (L_1 i_{\alpha 1} + L_m i_{\alpha 2}) \end{aligned} \quad (3.49)$$

După introducerea coeficientului A în ecuațiile (3.48) și (3.49) se obține sistemul de ecuații pentru curenți

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt}i_{\alpha 1} + AL_2 R_1 i_{\alpha 1} &= A \left[L_2 u_{\alpha 1} - L_m (u_{\alpha 2} - R_2 i_{\alpha 2}) + \omega_k L_2 (L_1 i_{\beta 1} + L_m i_{\beta 2}) + \right. \\ &\quad \left. - (\omega_k - \omega_r) L_m (L_2 i_{\beta 2} + L_m i_{\beta 1}) \right] \\ \frac{d}{dt}i_{\beta 1} + AL_2 R_1 i_{\beta 1} &= A \left[L_2 u_{\beta 1} - L_m (u_{\beta 2} - R_2 i_{\beta 2}) - \omega_k L_2 (L_1 i_{\alpha 1} + L_m i_{\alpha 2}) + \right. \\ &\quad \left. + (\omega_k - \omega_r) L_m (L_2 i_{\alpha 2} + L_m i_{\alpha 1}) \right] \\ L_2 \frac{d}{dt}i_{\alpha 2} + R_2 i_{\alpha 2} &= u_{\alpha 2} - L_m \frac{d}{dt}i_{\alpha 1} + (\omega_k - \omega_r) (L_2 i_{\beta 2} + L_m i_{\beta 1}) \\ L_2 \frac{d}{dt}i_{\beta 2} + R_2 i_{\beta 2} &= u_{\beta 2} - L_m \frac{d}{dt}i_{\beta 1} - (\omega_k - \omega_r) (L_2 i_{\alpha 2} + L_m i_{\alpha 1}) \end{aligned} \right. \quad (3.50)$$

Pentru calculul vitezei unghiulare a rotorului, ω_r , este necesar ca sistemul de ecuații (3.44) și (3.50) să fie completat cu ecuațiile cuplului electromagnetic și a mișcării.

Conform /3.9/ cuplul electromagnetic este 3/2 ori produsul vectorial al vectorului spațial al fluxului statoric cu vectorul spațial al curentului statoric. Vom introduce vectorii spațiali prin proiecțiile lor pe axele de coordonate α, β .

$$C = \frac{3}{2} (\Psi_{\alpha 1} + j \Psi_{\beta 1}) \times (i_{\alpha 1} + j i_{\beta 1}) \quad (3.51)$$

După efectuarea produsului vectorial avem:

$$C = \frac{3}{2} \left\{ \Psi_{\alpha 1} i_{\beta 1} [1 \ j] + \Psi_{\beta 1} i_{\alpha 1} [j \ 1] \right\} \quad (3.52)$$

Produsul vectorial al vectorilor unitari din (3.52) este:

$$[1 \ j] = 1 \quad [j \ 1] = -1$$

Cuplul electromagnetic se scrie:

$$C = \frac{3}{2} (\Psi_{\alpha 1} i_{\beta 1} - \Psi_{\beta 1} i_{\alpha 1}) \quad (3.53)$$

Cu ajutorul relațiilor (3.41) și (3.42) cuplul electromagnetic se poate exprima fie numai funcție de fluxuri, fie funcție numai de curenți.

$$C = \frac{3}{2} \left[\Psi_{\alpha 1} A (L_2 \Psi_{\beta 1} - L_m \Psi_{\beta 2}) - \Psi_{\beta 1} A (L_2 \Psi_{\alpha 1} - L_m \Psi_{\alpha 2}) \right] \quad (3.54)$$

$$C = \frac{3}{2} \left[(L_1 i_{\alpha 1} + L_m i_{\alpha 2}) i_{\beta 1} - (L_1 i_{\beta 1} + L_m i_{\beta 2}) i_{\alpha 1} \right] \quad (3.55)$$

În relațiile (3.54) și (3.55) nu vom reduce termenii care apar cu semne contrare. Motivul pentru care nu facem acest lucru este prezentat în paragraful 3.6.

La scrierea ecuației mișcării ținem cont de viteza unghiulară reală a rotorului, în care scop, pentru conservarea puterii amplificăm cu numărul de perechi de poli cuplul calculat cu relațiile (3.54 și (3.55). Intre viteza unghiulară reală ν a rotorului și cea electrică ω_r avem relația:

$$\omega_r = p\nu \quad (3.56)$$

Ecuția mișcării va avea forma:

$$J \frac{d\nu}{dt} = pC - C_r \quad (3.57)$$

unde: J este momentul de inerție al rotorului și al mașinii de lucru redus la rotorul motorului, C_r este cuplul rezistent.

Pentru modelarea analogică a acționării cu motor asincron ne stau la dispoziție două sisteme de ecuații diferențiale.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \psi_{\alpha 1} + AL_2 R_1 \psi_{\alpha 1} = u_{\alpha 1} + AL_m R_1 \psi_{\alpha 2} + \omega_k \psi_{\beta 1} \\ \frac{d}{dt} \psi_{\beta 1} + AL_2 R_1 \psi_{\beta 1} = u_{\beta 1} + AL_m R_1 \psi_{\beta 2} - \omega_k \psi_{\alpha 1} \\ \frac{d}{dt} \psi_{\alpha 2} + AL_1 R_2 \psi_{\alpha 2} = u_{\alpha 2} + AL_m R_2 \psi_{\alpha 1} + (\omega_k - p\nu) \psi_{\beta 2} \\ \frac{d}{dt} \psi_{\beta 2} + AL_1 R_2 \psi_{\beta 2} = u_{\beta 2} + AL_m R_2 \psi_{\beta 1} - (\omega_k - p\nu) \psi_{\alpha 2} \\ C = \frac{3}{2} (\psi_{\alpha 1} i_{\beta 1} - \psi_{\beta 1} i_{\alpha 1}) \\ J \frac{d\nu}{dt} = pC - C_r \end{array} \right. \quad (3.58)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_{\alpha 1} + AL_2 R_1 i_{\alpha 1} = A \left[L_2 u_{\alpha 1} - L_m (u_{\alpha 2} - R_2 i_{\alpha 2}) + \omega_k L_2 (L_1 i_{\beta 1} + L_m i_{\beta 2}) - (\omega_k - p\nu) L_m (L_2 i_{\beta 2} + L_m i_{\beta 1}) \right] \\ \frac{d}{dt} i_{\beta 1} + AL_2 R_1 i_{\beta 1} = A \left[L_2 u_{\beta 1} - L_m (u_{\beta 2} - R_2 i_{\beta 2}) - \omega_k L_2 (L_1 i_{\alpha 1} + L_m i_{\alpha 2}) + (\omega_k - p\nu) L_m (L_2 i_{\alpha 2} + L_m i_{\alpha 1}) \right] \\ L_2 \frac{d}{dt} i_{\alpha 2} + R_2 i_{\alpha 2} = u_{\alpha 2} - L_m \frac{d}{dt} i_{\alpha 1} + (\omega_k - p\nu) (L_2 i_{\beta 2} + L_m i_{\beta 1}) \\ L_2 \frac{d}{dt} i_{\beta 2} + R_2 i_{\beta 2} = u_{\beta 2} - L_m \frac{d}{dt} i_{\beta 1} - (\omega_k - p\nu) (L_2 i_{\alpha 2} + L_m i_{\alpha 1}) \\ C = \frac{3}{2} \left[(L_1 i_{\alpha 1} + L_m i_{\alpha 2}) i_{\beta 1} - (L_1 i_{\beta 1} + L_m i_{\beta 2}) i_{\alpha 1} \right] \\ J \frac{d\nu}{dt} = pC - C_r \end{array} \right. \quad (3.59)$$

Modelul analogic al motorului asincron se poate construi pe baza ecuațiilor (3.58) sau (3.59). Prin particularizarea vitezei unghi-

lăre de rotație a sistemului de axe de coordonate α, β , se pot obține modele adecvate studiului problemelor concrete pe care le avem. Cele mai folosite viteze particulare ω_k sînt: $\omega_k=0$ - sistemul de axe de coordonate este fix, axele notîndu-se cu indicii u, v și $\omega_k=\omega_1$ - sistemul de axe se rotește cu viteza de sincronism, axele notîndu-se cu indicii x, y /3.13/.

Modelul construit pe baza ecuațiilor (3.58), scrise cu ajutorul fluxurilor, se folosesc pentru studiul proprietăților dinamice ale acționării. În cazul folosirii sistemului de axe de coordonate rotitor cu viteza unghiulară ω_1 și a alimentării motorului cu tensiune sinusoidală și simetrică sursa de alimentare a modelului este de curent continuu.

Modelul construit pe baza ecuațiilor (3.59), scrise pentru curenți, se folosește pentru studiul tensiunilor și curenților în cazul alimentării nesimetrice sau cu tensiune nesinusoidală. În urma particularizării vitezei unghiulare a sistemului de axe de coordonate $\omega_k=0$, sistemele (3.58) și (3.59) capătă forma:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt}\psi_{u1} + AL_2 R_1 \psi_{u1} = u_{u1} + AL_m R_1 \psi_{u2} \\ \frac{d}{dt}\psi_{v1} + AL_2 R_1 \psi_{v1} = u_{v1} + AL_m R_1 \psi_{v2} \\ \frac{d}{dt}\psi_{u2} + AL_1 R_2 \psi_{u2} = u_{u2} + AL_m R_2 \psi_{u1} - p\psi_{v2} \\ \frac{d}{dt}\psi_{v2} + AL_1 R_2 \psi_{v2} = u_{v2} + AL_m R_2 \psi_{v1} + p\psi_{u2} \\ C = \frac{3}{2} \left[\psi_{u1} A (L_2 \psi_{v1} - L_m \psi_{v2}) - \psi_{v1} A (L_2 \psi_{u1} - L_m \psi_{u2}) \right] \\ J \frac{d\psi}{dt} = pC - C_r \end{array} \right. \quad (3.60)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt}i_{u1} + AL_2 R_1 i_{u1} = A \left[L_2 u_{u1} - L_m (u_{u2} - R_2 i_{u2}) + p\psi L_m (L_2 i_{v2} + L_m i_{v1}) \right] \\ \frac{d}{dt}i_{v1} + AL_2 R_1 i_{v1} = A \left[L_2 u_{v1} - L_m (u_{v2} - R_2 i_{v2}) + p\psi L_m (L_2 i_{u2} + L_m i_{u1}) \right] \\ L_2 \frac{d}{dt}i_{u2} + R_2 i_{u2} = u_{u2} - L_m \frac{d}{dt}i_{u1} - p\psi (L_2 i_{v2} + L_m i_{v1}) \\ L_2 \frac{d}{dt}i_{v2} + R_2 i_{v2} = u_{v2} - L_m \frac{d}{dt}i_{v1} - p\psi (L_2 i_{u2} + L_m i_{u1}) \\ C = \frac{3}{2} \left[(L_1 i_{u1} + L_m i_{u2}) i_{v1} - (L_1 i_{v1} + L_m i_{v2}) i_{u1} \right] \\ J \frac{d\psi}{dt} = pC - C_r \end{array} \right. \quad (3.61)$$

În cazul alegerii vitezei de rotație a sistemului de axe de coordonate α, β egală cu cea de sincronism, vom avea:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt}\psi_{x1} + AL_2 R_1 \psi_{x1} = u_{x1} + AL_m R_1 \psi_{x2} + \omega_1 \psi_{y1} \\ \frac{d}{dt}\psi_{y1} + AL_2 R_1 \psi_{y1} = u_{y1} + AL_m R_1 \psi_{y2} - \omega_1 \psi_{x1} \\ \frac{d}{dt}\psi_{x2} + AL_1 R_2 \psi_{x2} = u_{x2} + AL_m R_2 \psi_{x1} + (\omega_1 - p\gamma) \psi_{y2} \\ \frac{d}{dt}\psi_{y2} + AL_1 R_2 \psi_{y2} = u_{y2} + AL_m R_2 \psi_{y1} - (\omega_1 - p\gamma) \psi_{x2} \\ C = \frac{3}{2} \left[\psi_{x1} A (L_2 \psi_{y1} - L_m \psi_{y2}) - \psi_{y1} A (L_2 \psi_{x1} - L_m \psi_{x2}) \right] \\ J \frac{d\gamma}{dt} = pC - C_r \end{array} \right. \quad (3.62)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt}i_{x1} + AL_2 R_1 i_{x1} = A \left[L_2 u_{x1} - L_m (u_{x2} - R_2 i_{x2}) + \omega_1 (L_1 i_{y1} + L_m i_{y2}) - (\omega_1 - p\gamma) L_m (L_2 i_{y2} + L_m i_{y1}) \right] \\ \frac{d}{dt}i_{y1} + AL_2 R_1 i_{y1} = A \left[L_2 u_{y1} - L_m (u_{y2} - R_2 i_{y2}) - \omega_1 (L_1 i_{x1} + L_m i_{x2}) + (\omega_1 - p\gamma) L_m (L_2 i_{x2} + L_m i_{x1}) \right] \\ L_2 \frac{d}{dt}i_{x2} + R_2 i_{x2} = u_{x2} - L_m \frac{d}{dt}i_{x1} + (\omega_1 - p\gamma) (L_2 i_{y2} + L_m i_{y1}) \\ L_2 \frac{d}{dt}i_{y2} + R_2 i_{y2} = u_{y2} - L_m \frac{d}{dt}i_{y1} - (\omega_1 - p\gamma) (L_2 i_{x2} + L_m i_{x1}) \\ C = \frac{3}{2} \left[(L_1 i_{x1} + L_m i_{x2}) i_{y1} - (L_1 i_{y1} + L_m i_{y2}) i_{x1} \right] \\ J \frac{d\gamma}{dt} = pC - C_r \end{array} \right. \quad (3.63)$$

3.4. Ecuatiile motorului asincron în sistemul de unități relative

Sistemul de unități relative sau "per unit" oferă avantajul simplificării formale a ecuațiilor /3.6/ și metodologiei de alegere a factorilor de scară în cazul studiului pe calculatorul analogic. Prin folosirea sistemului de unități relative se creează posibilitatea refolosirii modelului sau chiar a rezultatelor calculului și pentru alte motoare decât cel modelat.

La scrierea ecuațiilor în sistemul de unități relative se iau ca mărimi de bază /3.9 și 3.13/ următoarele:

a. Amplitudinea tensiunii nominale de fază

$$U_{ba} = \sqrt{2} U_N$$

b. Amplitudinea curentului nominal de fază

$$I_{ba} = \sqrt{2} I_N$$

c. Impedanța

$$Z_{ba} = \frac{U_{ba}}{I_{ba}} = \frac{\sqrt{2} U_N}{\sqrt{2} I_N}$$

La alegerea mărimii de bază a impedanței se consideră motorul drept sarcină pasivă.

d. Puterea nominală aparentă a motorului

$$P_{ba} = \frac{3}{2} U_{ba} I_{ba} = \frac{3}{2} \sqrt{2} U_N \sqrt{2} I_N$$

e. Timpul la trecerea căruia rotorul care se rotește cu viteza de sincronism se deplasează un radian electric.

$$t_{ba} = \frac{1}{\omega_1}$$

În felul acesta viteza unghiulară de bază este egală cu viteza de sincronism

$$\omega_{ba} = \omega_1$$

f. Cuplul

$$C_{ba} = \frac{P_{ba}}{\omega_{ba}} = P_{ba} t_{ba} = \frac{3}{2} \frac{U_{ba} I_{ba}}{\omega_{ba}}$$

g. Momentul de inerție

$$J_{ba} = \frac{M_{ba}}{\omega_{ba}^2}$$

Mărimile de la punctele c, f și g sînt mărimi de calcul.

Pentru studiul pe care îl efectuăm vom construi modelul analogic al motorului asincron bazați pe ecuațiile (3.61). În vederea scrierii sistemului de ecuații în unități relative primele două ecuații se vor împărți cu $\omega_1 I_{ba}$, realizînd la numitorul termenilor mărimile de bază.

$$\frac{d}{dt} \frac{i_{u1}}{\omega_1 I_{ba}} + \frac{A}{\left(\frac{\omega_1 I_{ba}}{U_{ba}}\right)^2} \frac{L_2}{U_{ba}} \frac{R_1}{U_{ba}} \frac{i_{u1}}{I_{ba}} = \frac{A}{\left(\frac{\omega_1 I_{ba}}{U_{ba}}\right)^2} \left[\frac{L_2}{U_{ba}} \frac{u_{u1}}{U_{ba}} - \frac{L_m}{U_{ba}} \times \right. \\ \left. \frac{u_{u2}}{U_{ba}} - \frac{R_2}{U_{ba}} \frac{i_{u2}}{I_{ba}} \right] + p \frac{v}{\omega_1} \frac{L_m}{U_{ba}} \left(\frac{L_2}{U_{ba}} \frac{i_{v2}}{I_{ba}} + \frac{L_m}{U_{ba}} \frac{i_{v1}}{I_{ba}} \right) \quad (3.64)$$

$$\frac{d}{dt} \frac{i_{v1}}{\omega_1 I_{ba}} + \frac{A}{\left(\frac{\omega_1 I_{ba}}{U_{ba}}\right)^2} \frac{L_2}{U_{ba}} \frac{R_1}{U_{ba}} \frac{i_{v1}}{I_{ba}} = \frac{A}{\left(\frac{\omega_1 I_{ba}}{U_{ba}}\right)^2} \left[\frac{L_2}{U_{ba}} \frac{u_{v1}}{U_{ba}} - \frac{L_m}{U_{ba}} \times \right.$$

$$\left(\frac{u_{v2}}{U_{ba}} - \frac{R_2}{U_{ba}} \frac{i_{v2}}{I_{ba}} \right) - p \frac{\gamma}{\omega_1} \frac{L_m}{U_{ba}} \left(\frac{L_2}{U_{ba}} \frac{i_{u2}}{I_{ba}} + \frac{L_m}{U_{ba}} \frac{i_{u1}}{I_{ba}} \right) \quad (3.65)$$

Ecuatiile pentru rotor se vor împărți cu U_{ba}

$$\frac{L_2}{U_{ba}} \frac{d}{dt} \frac{i_{u2}}{\omega_1 I_{ba}} + \frac{R_2}{U_{ba}} \frac{i_{u2}}{I_{ba}} = \frac{u_{u2}}{U_{ba}} - \frac{L_m}{U_{ba}} \frac{d}{dt} \frac{i_{u1}}{\omega_1 I_{ba}} - p \frac{\gamma}{\omega_1} \left(\frac{L_2}{U_{ba}} \frac{i_{v2}}{I_{ba}} + \frac{L_m}{U_{ba}} \frac{i_{v1}}{I_{ba}} \right) \quad (3.66)$$

$$\frac{L_2}{U_{ba}} \frac{d}{dt} \frac{i_{v2}}{\omega_1 I_{ba}} + \frac{R_2}{U_{ba}} \frac{i_{v2}}{I_{ba}} = \frac{u_{v2}}{U_{ba}} - \frac{L_m}{U_{ba}} \frac{d}{dt} \frac{i_{v1}}{\omega_1 I_{ba}} + p \frac{\gamma}{\omega_1} \left(\frac{L_2}{U_{ba}} \frac{i_{u2}}{I_{ba}} + \frac{L_m}{U_{ba}} \frac{i_{u1}}{I_{ba}} \right) \quad (3.67)$$

Ecuatia cuplului electromagnetic se împarte la cuplul de bază definit la punctul f.

$$\frac{C}{\frac{3}{2} U_{ba} I_{ba}} = \frac{3}{2} \left[\left(\frac{L_1}{U_{ba}} \frac{i_{u1}}{I_{ba}} + \frac{L_m}{U_{ba}} \frac{i_{u2}}{I_{ba}} \right) \frac{i_{v1}}{I_{ba}} - \left(\frac{L_1}{U_{ba}} \frac{i_{v1}}{I_{ba}} + \frac{L_m}{U_{ba}} \frac{i_{v2}}{I_{ba}} \right) \frac{i_{u1}}{I_{ba}} \right] \quad (3.68)$$

În vederea trecerii ecuației mișcării la forma de exprimare în unități relative, aceasta se scrie:

$$\frac{J}{C_{ba}} \frac{d}{\omega_1 dt} = p \frac{C}{C_{ba}} - \frac{C_r}{C_{ba}} \quad (3.69)$$

Vom folosi notațiile:

$$\frac{u_{u1}}{U_{ba}} = u_{ru1} ; \frac{u_{v1}}{U_{ba}} = u_{rv1} ; \frac{u_{u2}}{U_{ba}} = u_{ru2} ; \frac{u_{v2}}{U_{ba}} = u_{rv2} ; \frac{R_1}{Z_{ba}} = r_1 ; \frac{R_2}{Z_{ba}} = r_2$$

$$\frac{L_1}{Z_{ba}} = l_1 ; \frac{L_2}{Z_{ba}} = l_2 ; \frac{L_m}{Z_{ba}} = m ; \frac{i_{u1}}{I_{ba}} = i_{ru1} ; \frac{i_{v1}}{I_{ba}} = i_{rv1} ; \frac{i_{u2}}{I_{ba}} = i_{ru2} ;$$

$$\frac{i_{v2}}{I_{ba}} = i_{rv2} ; \frac{\gamma}{\omega_1} = \gamma_r ; \omega t = \tau ; \frac{A}{\left(\frac{\omega_1}{Z_{ba}} \right)^2} = a ; \frac{C}{C_{ba}} = c ; \frac{J}{J_{ba}} = j \quad (3.70)$$

Cu notațiile (3.70) ecuațiile (3.64) + (3.69) se scriu:

$$\frac{d}{dt}i_{ru1} + a l_2 r_1 i_{ru1} = a \left[l_2 u_{ru1} - m(u_{ru2} - r_2 i_{ru2}) + p v_r m(l_2 i_{rv2} + m i_{rv1}) \right] \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt}i_{rv1} + a l_2 r_1 i_{rv1} = a \left[l_2 u_{rv1} - m(u_{rv2} - r_2 i_{rv2}) + p v_r m(l_2 i_{ru2} + m i_{ru1}) \right] \quad (2)$$

$$l_2 \frac{d}{dt}i_{ru2} + r_2 i_{ru2} = u_{ru2} - m \frac{d}{dt}i_{ru1} - v_r p (l_2 i_{rv2} + m i_{rv1}) \quad (3)$$

(3.71)

$$l_2 \frac{d}{dt}i_{rv2} + r_2 i_{rv2} = u_{rv2} - m \frac{d}{dt}i_{rv1} - v_r p (l_2 i_{ru2} + m i_{ru1}) \quad (4)$$

$$c = (l_1 i_{ru1} + m i_{ru2}) i_{rv1} - (l_1 i_{rv1} + m i_{rv2}) i_{ru1} \quad (5)$$

$$j \frac{dv_r}{dt} = pc - c_r \quad (6)$$

Pe baza ecuațiilor motorului asincron scrise în sistemul de unități relative (3,71), s-a elaborat în figura 3.3 modelul analogic al motorului asincron. La realizarea schemei structurale din figura 3.3. s-a ținut seama de faptul că sumatoarele și integratoarele analogice inversează semnul rezultatului și pot realiza o amplificarea sau atenuare cu p constantă. Pe această bază precizăm că potențimetrele simbolizate în schema structurală nu vor apare în schema electronică, ele fiind înlocuite de rezistențele de intrare în blocurile de calcul, care vor avea valoarea determinată de coeficientul din sistem și rezistența de reacție a amplificatorului operațional.

Pentru ca curentul statoric să fie pozitiv, la intrarea integratorului 1 se aplică membrul drept al ecuației (3.71.1) cu semn schimbat. Membrul drept al ecuației (3,71.1) este o sumă de mai multe mărimi, dintre care u_{ru1} se aplică sumatorului 2 din exterior, fiind tensiunea statorică și mărimi care provin din interiorul modelului. Tensiunea rotorică u_{ru2} , în cazul că este diferită de zero, se aplică prin inversorul 3, curentul rotoric i_{ru2} se ia de la ieșirea integratorului 4 iar termenul $v_r m(l_2 i_{rv2} + m i_{rv1})$ de la ieșirea multiplicatorului M_1 .

Calculul curentului rotoric după axa u se face în integratorul sumator 4. Pentru ca rezultatul integrării, curentul i_{ru2} , să fie pozitiv, mărimile de la intrarea blocului 4 vor avea semne schimbate față de ecuația (3.71.3). Conform acestei ecuații se aplică mărimi proporționale cu tensiunea rotorică, derivata curentului și produsul $v_r m(l_2 i_{rv2} + m i_{rv1})$. Derivata curentului nu apare explicit calculată, ea putîndu-se calcula prin adunarea membrului drept al

ecuației (3.71.1), disponibil la ieșirea sumatorului 2 cu curentul statoric i_{ru1} . Pentru a avea derivata curentului cu semn schimbat, se face schimbarea semnelor de către blocurile 5 și 6.

Sumatoarele 7 și 8 realizează însumarea și multiplicarea cu o constantă conform expresiei $pml_2(i_{ru2}+m/l_2 \cdot i_{ru1})$ și respectiv $m(l_1/m \cdot i_{ru1}+i_{ru2})$. La ieșirea acestor blocuri se obțin tensiuni mici care conțin alături de semnalul util și tensiuni de decalaj. Eliminarea tensiunilor de decalaj se face de către repetoarele de curent alternativ figura 3.11, notate cu R.c.a.

Rezultatul operațiilor din blocurile 8 și 8' reprezintă fluxuri conform relațiilor (3.41). Pentru calculul cuplului conform ecuației (3.71.5) semnalăle de la ieșirea blocurilor 8 și 8' se amplifică cu curenții statorici pe axele opuse după care se introduc în sumatorul 9.

Ecuația mișcării se rezolvă în integratorul sumator 10. Viteza unghiulară, cu semn schimbat în blocul 11, se aplică împreună cu $-pml_2(i_{ru2}+m/l_2 \cdot i_{ru1})$ multiplicatorului M, obținându-se termenul $pV_r m(l_2 i_{ru2} + m i_{ru1})$.

Rezolvarea ecuațiilor după axa v se face în blocurile notate cu prim în partea inferioară a figurii 3.3.

3.5. Rezolvarea ecuațiilor diferențiale cu ajutorul calculatorului analogic

Fie circuitul electric din figura 3.4, care prin întrerupătorul K se conectează la o sursă de tensiune.

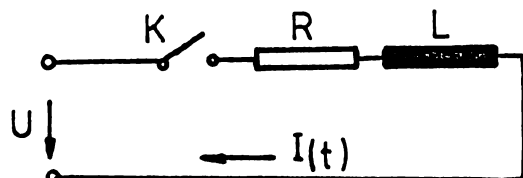


Fig.3.4. Circuit electric cu rezistență și inductivitate.

Curentul ca funcție de timp, după conectarea întrerupătorului K, se poate determina prin rezolvarea ecuației diferențiale de ordinul I neomogenă:

$$RI(t)+L \frac{dI(t)}{dt} = U \quad (3.72)$$

Rezolvarea ecuațiilor diferențiale cu ajutorul calculatorului analogic se face de obicei prin metoda funcțiilor implicite. Conform acestei metode derivata se separă în partea stângă.

$$\frac{dI(t)}{dt} = \frac{1}{L}[U-RI(t)] \quad (3.73)$$

Schema structurală pentru rezolvarea ecuației (3.73) este prezentată în figura 3.5

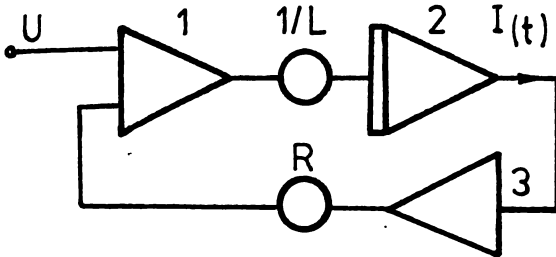


Fig.3.5. Schemă structurală pentru rezolvarea ecuației diferențiale (3.73)

În blocul de calcul 1 se realizează operația din membrul drept al ecuației (3.73). După amplificarea cu termenul $1/L$ se obține derivata curentului din care prin integrare în blocul 2 se găsește soluția ecuației.

Elementul integrator 2 se realizează cu ajutorul unui amplificator operațional cu reacțiile din figura 3.6.

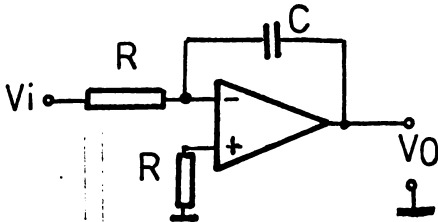


Fig.3.6. Integrator.

Un amplificator operațional prezintă erori datorită existenței generatoarelor parazite de curent și tensiune. Conform /3.3/ influența generatoarelor parazite de eroare se calculează pe baza figurii 3.7.

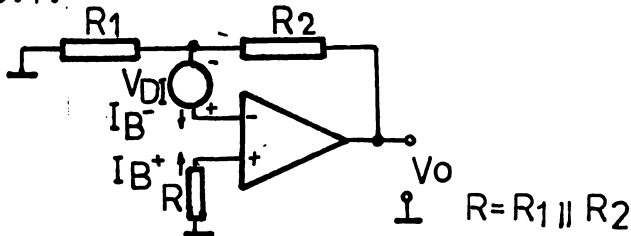


Fig.3.7. Circuit pentru calculul influenței generatoarelor de eroare de la intrare.

Tensiunea de eroare de la ieșire se calculează cu expresia /3.3/

$$V_o = (V_{DI} + R I_{DI}) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (3.74)$$

Mărimile care intră în relația (3.74) sînt explicate în figura 3.7.

Curentul de decalaj se definește $I_{DI} = I_B^- - I_B^+$

Există diferite metode de compensare a efectului generatoarelor de eroare de la intrare, eficacitatea lor este însă foarte redusă dacă amplificatorul operațional este în buclă deschisă, adică $R_2 = \infty$. În buclă deschisă, în locul termenului $(1 + R_2/R_1)$ intervine coeficientul de amplificarea al amplificatorului operațional a cărui valoare este de cel puțin 10^5 . Tensiunea de decalaj, V_{DI} , este de 1 mV la amplificatoarele operaționale cele mai cunoscute ($\mu A 741$, $\mu A 709$).

Amintind și faptul că tensiunea de decalaj este funcție de temperatură ne dăm seama că în cazul amplificatoarelor operaționale în buclă deschisă este imposibil să compensăm efectul generatorului de eroare.

Integratorul din figura 3.6 are în bucla de reacție o capacitate, care realizează separarea galvanică între intrare și ieșire pentru semnale continui, deci și pentru tensiunea de decalaj. Ca atare nu este posibilă compensarea efectului tensiunii de decalaj în tensiunea de ieșire de așa manieră încât rezultatul integrării să fie stabil un timp mai îndelungat. Dacă circuitului din figura 3.6, i se aplică o tensiune alternativă, după un timp relativ scurt la ieșire va apare semnalul sub forma prezentată în figura 3.8.

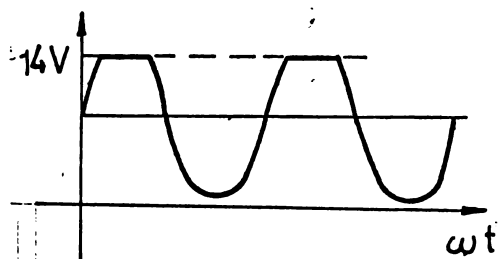


Fig.3.8. Eroare de calcul la calculul integralei unei tensiuni alternative.

Pentru a controla tensiunea de decalaj în cazul circuitului integrator trebuie ca în paralel cu condensatorul de reacție să existe un rezistor, concomitent cu folosirea unei metode de anulare a tensiunii de decalaj. În acest caz tensiunea de ieșire a integratorului va prezenta abateri de la proporționalitatea cu integrala tensiunii de intrare.

Bazați pe faptul că integratorul poate fi și sumator, putem sintetiza schema structurală de rezolvare a ecuației diferențiale (3.72) cu o reacție locală, așa cum se prezintă în figura 3.9.

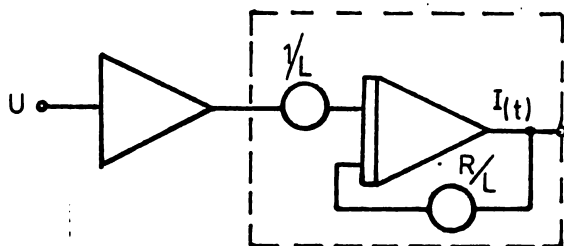


Fig.3.9. Schemă structurală pentru rezolvarea ecuației diferențiale de gradul I.

În această schemă însumarea, conform membrului drept al ecuației (3.73), se face la intrarea integratorului, în care scop printr-o rezistență este adus curentul iar tensiunea prin inversorul 1. Schema structurală din figura 3.9 prezintă o rezistență în paralel cu capacitatea integratorului, rezistență care dă posibilitatea controlării tensiunii de decalaj așa cum s-a arătat mai sus.

Blocul încadrat cu linie întreruptă în figura 3.9 modelează ecuația diferențială omogenă. Realizarea fizică a acestui bloc este prezentată în figura 3.10.

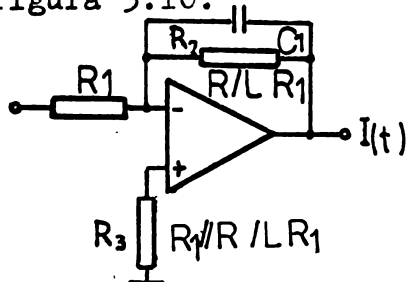


Fig.3.10.

Schema blocului care modelează ecuația diferențială de gradul I omogenă

În figura 3.10 rezistența R_1 sau capacitatea C_1 se alege arbitrar. Odată aleasă una din ele, cealaltă se determină din condiția $1/R_1 C_1 = 1$. Rezistența R_2 și R_3 se determină cu relațiile:

$$R_2 = \frac{R}{L} R_1 ; \quad R_3 = \frac{R_1^2 \frac{R}{L}}{R_1 + R_1 \frac{R}{L}} = R_1 \frac{R}{R+L} \quad (3.75)$$

Prima relație (3.75) s-a dedus din coeficientul ecuației (3.72) iar cea de a doua din condiția ca R_3 să fie egală cu rezistența echivalentă a rezistențelor R_1 și R_2 conectate în paralel.

Metoda de rezolvare a ecuațiilor diferențiale de ordinul I conform schemei structurale din figura 3.9. este cunoscută în literatură /3.5/, folosindu-se în special la tratarea funcțiilor de transfer. Caracteristica distinctivă a metodei constă în forma sub care trebuie să se afle ecuația pentru implementare, aceea sub care se prezintă de obicei, funcția și derivata sînt separate într-un termen, relația (3.72).

Pentru aplicarea acestei metode autorul a adus ecuațiile mașini asincrone la forma (3.71), diferită de cea folosită de alți autori /3.9 și 3.13/. Ca urmare modelul analogic realizat de autor diferă de cel propus în /3.2/.

3.6. Asupra modului de calcul al cuplului electromagnetic dezvoltat de motor.

După cum se poate vedea ușor, în expresiile cuplului electromagnetic dezvoltat de motor (3.54) și (3.55) se pot opera reduceri încît să avem:

$$C = \frac{3}{2} \left[\Psi_{\alpha 1}^A (L_2 \Psi_{\beta 1} - L_m \Psi_{\beta 2}) - \Psi_{\beta 1}^A (L_2 \Psi_{\alpha 1} - L_m \Psi_{\alpha 2}) \right] \quad (3.54)$$

$$C = \frac{3}{2} A L_m (\Psi_{\beta 2} \Psi_{\alpha 1} - \Psi_{\alpha 2} \Psi_{\beta 1}) \quad (3.76)$$

$$C = \frac{3}{2} \left[(L_1 i_{\alpha 1} + L_m i_{\alpha 2}) i_{\beta 1} - (L_1 i_{\beta 1} - L_m i_{\beta 2}) i_{\alpha 1} \right] \quad (3.55)$$

$$C = \frac{3}{2} L_m (i_{\alpha 2} i_{\beta 1} - i_{\alpha 1} i_{\beta 2}) \quad (3.77)$$

Folosirea expresiilor (3.76) și (3.77) nu permite calculul cuplului electromagnetic cu precizie satisfăcătoare, fapt ce se va aprofunda în continuare, avînd în vedere că modelul analogic cunoscut /3.2/ al motorului asincron folosește aceste expresii.

Pentru simplificare să considerăm că motorul este alimentat simetric și rotorul este imobil. Conform sistemului (3.50), datorită faptului că tensiunile de alimentare a modelului sînt egale și defazate cu 90° el. între ele și curenții statorici $i_{\alpha 1}$ și $i_{\beta 1}$ sînt defazați tot cu 90° el. între ei. Curenții rotorici sînt aproape egali și defazați cu 180° el. față de curenții statorici de pe aceeași axă. Cei patru curenți au forma

$$\begin{aligned} i_{\alpha 1} &= \hat{I}_1 \cos(\omega t - \varphi) \\ i_{\beta 1} &= \hat{I}_1 \sin(\omega t - \varphi) \\ i_{\alpha 2} &= \hat{I}_2 \cos(\omega t - \varphi) \\ i_{\beta 2} &= \hat{I}_2 \sin(\omega t - \varphi) \end{aligned} \quad (3.78)$$

După efectuarea operațiilor din expresia (3.77) se obține:

$$i_{\alpha 2} i_{\beta 1} - i_{\alpha 1} i_{\beta 2} = 2 \hat{I}_1 \hat{I}_2 \sin(\varphi - \varphi') \quad (3.79)$$

Din modul cum se aleg constantele de scară la un calculator analogic cu circuite integrate, operațiile efectuîndu-se în unități relative, rezultă că la pornire curenții vor avea amplitudini de circa 10 V. Datorită arcului $(\varphi - \varphi')$ foarte mic, expresia (3.79) are valori de ordinul zecimilor de Volt, ceea ce face ca rezultatul acestei operații să nu fie concludent, să se confunde cu tensiunile de eroare.

Dacă analizăm expresia (3.55) înainte de reducerea termenilor $L_1 i_{\alpha 1} i_{\beta 1}$ constatăm că fluxurile după axele α și β sînt foarte mici și defazate cu aproximativ 90° față de curenții după aceleași axe. Dacă am calcula cuplul cu expresia (3.55) s-ar obține aceeași valoare cu cea obținută cu expresia (3.77). Sinusul unghiului dintre fazori este apropiat de unu dar produsul are valoare mică datorită amplitudinii mici a fluxului. Pentru a obține o tensiune de ordinul voltilor la ieșirea sumatorului 9, figura 3.3., care calculează cuplul, fluxul calculat în blocul 8 poate fi amplificat, ținîndu-se

cont de aceasta în următoarele etape de calcul. Nu acelaș lucru se poate face în cazul calculării cuplului cu expresia (3.77), în care ambii curenți sînt la limita maximă.

3.7. Înlăturarea tensiunii de eroare din expresiile fluxurilor

În ecuațiile (3.71) există expresii care reprezintă fluxuri, cum sînt:

$$\begin{aligned} l_2^i r_{v2} + m_i r_{v1} \\ l_2^i r_{u2} + m_i r_{u1} \\ l_1^i r_{v1} + m_i r_{v2} \\ l_1^i r_{u1} + m_i r_{u2} \end{aligned} \quad (3.79)$$

Între curenți și fluxuri, exprimați în unități relative, există o diferență mare de valori numerice. Spre exemplu, dacă amplitudinea curenților de pornire este de ordinul 10 V atunci fluxurile în aceeași perioadă au amplitudini de ordinul a 0,1 V. Examinînd relațiile (3.79) se constată că acest lucru se datorează faptului că inductivitățile proprii diferă foarte puțin de cele mutuale iar curenții sînt aproximativ egali și defazați cu 180° el.

La ieșirea sumatoarelor care efectuează operațiile conform expresiilor (3.79) apare alături de rezultatul util și tensiunea de eroare, continuă, care poate fi de acelaș ordin de mărime cu rezultatul. Această tensiune trebuie să fie înlăturată ca rezultatul calculului să fie corect. Neînlăturarea acestei tensiuni parazite, din blocul de calcul al cuplului, ar duce la apariția în cuplu a unei componente armonice cu frecvența egală cu a tensiunii de alimentare. În modelul analogic al motorului asincron din figura 3.3., tensiunea de eroare a fost înlăturată din cuplu cu ajutorul repetorului de curenți alternativ /3.12/, prezentat în figura 3.11. Repetorul de curenți alternativ conform figurii 3.11 a fost verificat în întreg domeniul de frecvență necesar a fi transmis prin el, constatîndu-se că el nu atenuază sau defazează nici una din aceste frecvențe

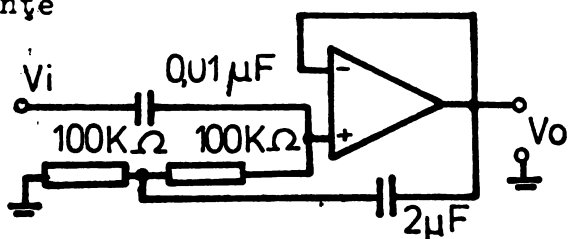


Fig.3.11. Repetor de curenți alternativ.

3.8. Concluzii

3.8.1 Modelul analogic al motorului asincron, perfecționat de autor, nu conține nici o restricție asupra simetriei sau formei tensiunii de alimentare. El se va putea folosi la studiul comportării motorului asincron alimentat nesimetric cât și la alimentarea cu tensiune nesinusoidală.

3.8.2. Realizarea fizică a modelului permite vizualizarea și înregistrarea : curenților statorici și rotorici după axele u și v , fluxurile statorice și rotorice conform expresiilor (3.79), cuplul și viteza unghiulară.

3.8.3. Imbunătățirile aduse de către autor modelului analogic al motorului asincron, prezentate în paragrafele 3.5, 3.6, 3.7 îi asigură funcționarea corectă iar rezultatele calculului sînt foarte precise. Cele afirmate în legătură cu precizia calculelor se confirmă în paragraful 4.3 tabelul 4.2.

3.9. Bibliografie

- 3.1. Aleksenko, A.G. Osnovî mikroshemotehniki. Moscova. Sovetskoe Radio, 1977.
- 3.2. Bielawski, S. Modelowanie na maszynach analogowych falownikowych układow silników indukcyjnych. In: Przegląd Elektrotechniczny nr. 5/1969.
- 3.3. Bulucea, C. ș.a. Circuite integrate liniare. București, Editura Tehnică, 1977.
- 3.4. Cîmpeanu, A. Mașini Electrice. Craiova, Editura Scrisul Românesc, 1977.
- 3.5. Dancea, I. Calculatoare Electronice. București, Editura Didactică și Pedagogică, 1975.
- 3.6. Dordea, T. Mașini Electrice. București, Editura Didactică și Pedagogică, 1977.

- 3.7 Gheorghiu, I.S., Fransua, Al.S. Tratat de maşini electrice. Vol.3. Maşina asincronă. Bucureşti, Editura Academiei Republicii Socialiste România, 1971.
- 3.8. Kelemen, A. Acţiunări electrice. Bucureşti, Editura Didactică şi Pedagogică, 1976.
- 3.9. Kopîlov, I.P.ş.a. Matematicheskoe modelirovanie asinhronnîh maşin. Moscova, Energhia, 1967.
- 3.10. Korn, G. Korn, T. Elektronie analogovîe i analogo-ţifrovîe vîcislitel'nie maşinî. Moscova, Editura "Mir" , 1967.
- 3.11. Kovács, K.P. Rácz, I. Perehodnîe procesî v maşinah peremennogo toka. Moscova, Gosudarstvenoe Energeticheskoe Izdavatel'stvo, 1963.
- 3.12. Rutkowski, G. Handbook of integrated-circuits operational amplifiers. New Jersey, Inc. Englewood Cliffs, 1976.
- 3.13. Sandler, A.C. Sarbatov, R.S. Avtomaticheskoe ciastotnoe upravlenie asinhronnîmi dvigateliami. Moscova, Energhia, 1974.
- 3.14. Tetel'baum, I.M. Slîkov, F.M. Electriceskoe modelirovanie dinamiki elektropriroda mehanizmov. Moscova, Energhia, 1970.

Capitolul 4

STUDIAREA SISTEMULUI DE ALIMENTARE AL SERVICIILOR AUXILIARE DE PE LOCOMOTIVA ELECTRICA DE 5100 kW FOLOSIND MODELAREA ANALOGICA

Modelul analogic al motorului asincron, stabilit de autor în capitolul 3, are din toate punctele de vedere comportarea unui motor asincron. Pentru a avea comportarea motorului asincron alimentat monofazat cu condensator, modelul se alimentează de la o sursă analogică care aduce în calcule situația reală.

În capitolul 4 autorul a stabilit schema pentru sursa care simulează alimentarea monofazată cu condensator și schema dispozitivelor de calcul al componentelor simetrice. Autorul a realizat montajele electronice pentru modelul analogic al motorului asincron, pentru sursă, pentru dispozitivele de calcul al componentelor simetrice și pentru traductorul curent alternativ- curent continuu. Cu aceste dispozitive s-a studiat pornirea unui motor asincron, prezentându-se o familie de caracteristici mecanice și curbele de variație a componentelor simetrice de tensiune și curent în timpul pornirii. Rezultatele studiului cu calculatorul analogic servesc, printre altele și la aprecierea metodelor de calcul grafic dezvoltate de autor în paragrafele 2.6.1.1 și 2.7.

4.1. Modelul analogic al sursei pentru alimentarea serviciilor auxiliare.

Schema electrică și diagrama fazorială pentru modul de alimentare al serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW se prezintă în figura 4.1.

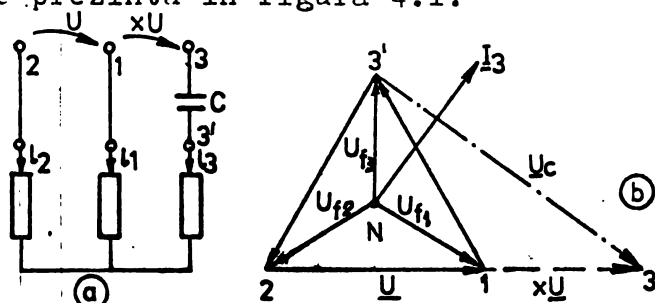


Fig.4.1. Schema electrică și diagrama fazorială pentru alimentarea serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW.

Modelul analogic al motorului asincron se alimentează cu un sistem de tensiuni bifazat, echivalent cu cel trifazat al tensiunilor de fază, determinat conform matricei (3.31) cu viteza de rotație $\omega_k=0$ ($\sigma_1=0$). În cazul adoptării unui sistem de axe de coordonate fix în spațiu, pentru mărimile din stator vom avea matricele de transformare:

$$|M| = \frac{2}{3} \begin{vmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{vmatrix} \quad (4.1)$$

$$|M|^{-1} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{vmatrix} \quad (4.2)$$

Considerăm tensiunea pe faza 1, U_{f1} , în originea fazelor. Presupunem cunoscute tensiunile \underline{U} , $x\underline{U}$ și \underline{U}_c din figura 4.1.b. În funcție de \underline{U}_{f1} celelalte tensiuni se scriu:

$$\underline{U}_{f2} = \underline{U}_{f1} - \underline{U} \quad (4.3)$$

$$\underline{U}_{f3} = \underline{U}_{f1} + x\underline{U} - \underline{U}_c \quad (4.4)$$

Relațiile (4.3) și (4.4) sînt valabile și cu valori momentane. Componentele după axele u și v , a căror viteză de rotație $\omega_k = 0$, se pot determina prin particularizarea relației (3.31), conform celor arătate mai sus sau prin înmulțirea sistemului de tensiuni de fază cu matricea de transformare (4.1)

$$|M| \begin{vmatrix} u_{f1} \\ u_{f2} \\ u_{f3} \end{vmatrix} = \frac{2}{3} \begin{vmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} u_{f1} \\ u_{f2} \\ u_{f3} \end{vmatrix} = \frac{2}{3} \begin{vmatrix} u_{f1} - \frac{1}{2}u_{f2} - \frac{1}{2}u_{f3} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2}u_{f2} + \frac{\sqrt{3}}{2}u_{f3} \\ \frac{1}{2}(u_{f1} + u_{f2} + u_{f3}) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} u \\ v \\ 0 \end{vmatrix} \quad (4.5)$$

După introducerea relațiilor (4.3) și (4.4) în matricea (4.5), tensiunile statorice după axele u și v devin:

$$u_{u1} = \frac{2}{3} \left[u_{f1} - \frac{1}{2}(u_{f1} - u) - \frac{1}{2}(u_{f1} + xu - u_c) \right] = \frac{2}{3} \left[u - \frac{1}{2}(1+x)u + \frac{1}{2}u_c \right] \quad (4.6)$$

$$u_{v1} = \frac{2\sqrt{3}}{3} \left[\frac{\sqrt{3}}{2}(u_{f1} - u) + \frac{\sqrt{3}}{2}(u_{f1} + xu - u_c) \right] = \frac{\sqrt{3}}{3} \left[(1+x)u - u_c \right] \quad (4.7)$$

Componenta homopolară este nulă.

Curenții de fază se obțin prin înmulțirea curenților după axele u , v , care se calculează în modelul motorului, cu matricea (4.2). Curentul i_3 , cel care produce căderea de tensiune pe condensator, u_c , se calculează cu relația ;

$$i_3 = -\frac{1}{2}i_{u1} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{v1} \quad (4.8)$$

Relația (4.8) s-a obținut prin înmulțirea liniei trei a matricei (4.2) cu matricea coloană a curenților după axele u și v .

La trecerea curentului i_3 , relația (4.8), prin capacitatea C din figura 4.1 apare căderea de tensiune

$$u_c = \frac{1}{C} \int i_3 dt = \frac{1}{C} \int \left(-\frac{1}{2}i_{u1} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{v1} \right) dt \quad (4.9)$$

În cazul pornirii cu capacitate și rezistență în paralel conform invenției autorului /2.11/, curentul i_3 se bifurcă ca în figura 4.2.

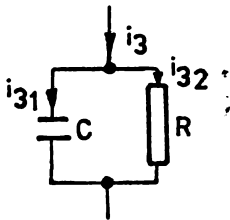


Fig.4.2. Circuit de defazare pentru pornire conform /2.11/.

Căderea de tensiune pe condensator este egală cu cea de pe rezistor. Cu notațiile din figura 4.2 căderea de tensiune u_c este:

$$u_c = \frac{1}{C} \int i_{31} dt = i_{32} R \quad (4.10)$$

Din relația (4.10) se exprimă curentul prin rezistență

$$i_{32} = \frac{1}{RC} \int i_{31} dt \quad (4.11)$$

În funcție de i_3 , care se poate calcula cu ajutorul relației (4.8), căderea de tensiune pe capacitate se poate scrie; folosind relația (4.10)

$$u_c = \frac{1}{C} \int \left[i_3 - \frac{1}{RC} \int i_{31} dt \right] dt \quad (4.12)$$

Sursa analogică pentru alimentarea modelului analogic al motorului asincron în vederea simulării alimentării monofazate cu condensator s-a realizat de către autor pe baza relațiilor (4.6), (4.7), (4.8) și (4.12), schema ei prezentându-se în figura 4.3.

La borna 1 se aplică o tensiune alternativă, avînd frecvența de 50 Hz și amplitudinea 14,85 V. Această tensiune reprezintă jumătate din tensiunea $(1+x)u$, calculată pentru ca amplitudinea tensiunilor u_{u1} și u_{v1} să fie 10 V (tabelul 4.1). La bornele 2 și 3 sînt aduși curenții i_{u1} și i_{v1} din modelul analogic al motorului asincron, figura 4.5.

Amplificatorul operațional A01 furnizează la ieșire curentul i_3 , calculat conform relației (4.8). Căderea de tensiune pe condensator se calculează de către integratorul A02 conform relației (4.9).

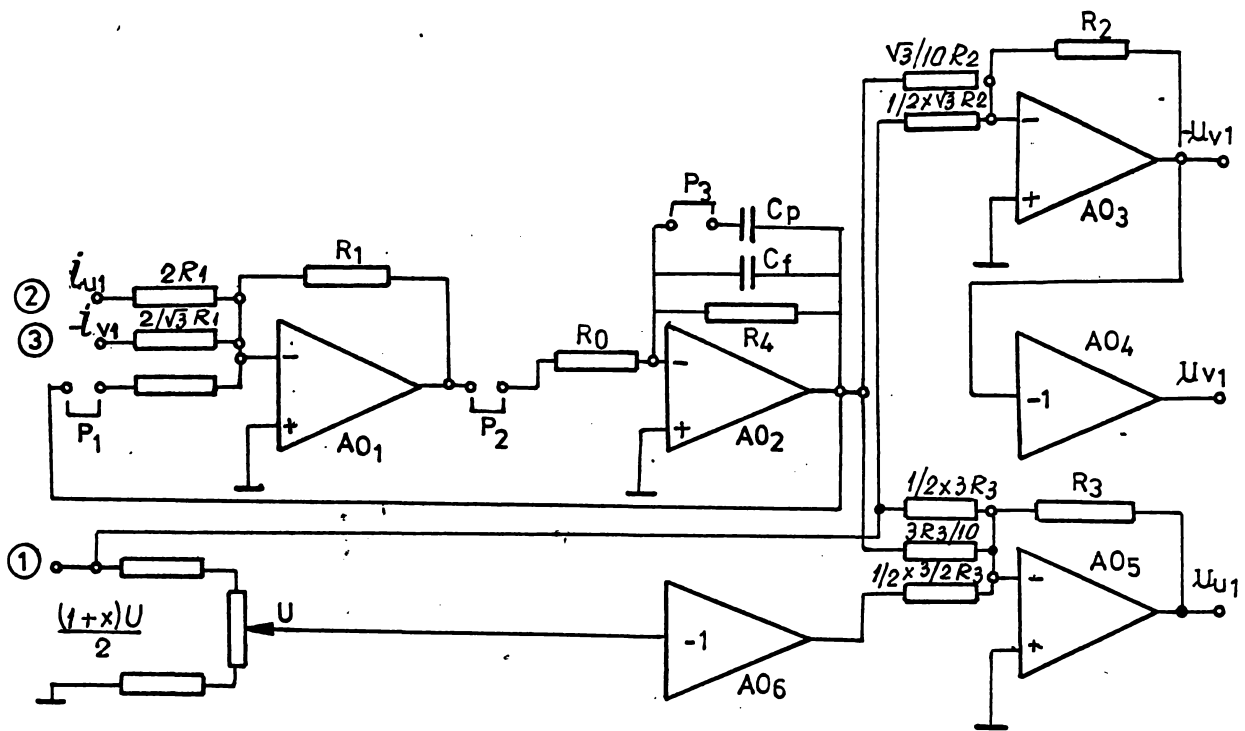


Fig.4.3. Schema sursei analogice pentru alimentarea modelului analogic al motorului asincron în vederea studierii alimentării monofazate cu condensator.

Amplificatorul operațional A03 realizează relația (4.7) de calcul a tensiunii u_{v1} . Rezistențele de intrare în A03 și A05, prin care se aplică căderea de tensiune conform relației (4.9) sînt micșorate în raportul 1/10 pentru a ține cont de scările curentului și tensiunii (tabelul 4.1). Rezistențele de intrare pentru tensiuni au fost micșorate la jumătate față de valorile care rezultă din relațiile (4.6) și (4.7) pentru a dubla tensiunea care la intrare s-a luat pe jumătate. Acest artificiu a fost necesar pentru a nu aplica o tensiune prea mare amplificatorului operațional A06, asigurîndu-i-se funcționarea în domeniul liniar.

Amplificatorul operațional A05 realizează relația (4.6).

Ajustarea sursei pentru pornire se face prin punțile P_3 , care introduce capacitatea de pornire C_p și P_1 , care aduce rezultatul integrării la intrarea amplificatorului operațional A01. În felul acesta la ieșirea lui A01 se obține curentul prin capacități:

$$i_{31} = i_3 - \frac{1}{RC} \int i_{31} dt$$

La ieșirea amplificatorului operațional A02 se obține căderea de tensiune pe condensator conform relației (4.12). În cazul în care puntea P_1 nu se face circuitul de pornire are numai capacitate.

4.2. Calculul analogic al componentelor simetrice

Cel mai expresiv instrument matematic pentru studiul și aprecierea nesimetriei îl constituie reprezentarea sistemului trifazat prin componentele simetrice. În cele ce urmează se vor determina relațiile de calcul al componentelor simetrice în funcție de proiecțiile pe axele u și v . Componentele simetrice pentru tensiune /2.18/ se scriu:

$$U_{d_f} = \frac{1}{3}(U_{1_f} + aU_{2_f} + a^2U_{3_f}) ; \quad U_{i_f} = \frac{1}{3}(U_{1_f} + a^2U_{2_f} + aU_{3_f}) \quad (4-13)$$

În relațiile tensiunilor de succesiune directă și inversă (4.13) tensiunile pe faze se introduc prin componentele după axele u și v . Trecerea de la tensiunile bifazate la cele trifazate se face prin înmulțirea matricei (4.2) cu matricea coloană a tensiunilor după axele u și v .

$$|u_j| = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} u_{u1} \\ u_{v1} \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} u_{u1} \\ -\frac{1}{2}u_{u1} - \frac{\sqrt{3}}{2}u_{v1} \\ -\frac{1}{2}u_{u1} + \frac{\sqrt{3}}{2}u_{v1} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} u_{f1} \\ u_{f2} \\ u_{f3} \end{vmatrix} \quad (4.14)$$

Tensiunile conform matricei (4.14), scrise sub formă complexă, se introduc în relațiile (4.13)

$$U_{d_f} = \frac{1}{3} \left[U_{u1} + a \left(-\frac{1}{2}U_{u1} - \frac{\sqrt{3}}{2}U_{v1} \right) + a^2 \left(-\frac{1}{2}U_{u1} + \frac{\sqrt{3}}{2}U_{v1} \right) \right] = \frac{1}{2} U_{u1} - j\frac{1}{2}U_{v1} \quad (4.15)$$

$$U_{i_f} = \frac{1}{3} \left[U_{u1} + a^2 \left(-\frac{1}{2}U_{u1} - \frac{\sqrt{3}}{2}U_{v1} \right) + a \left(-\frac{1}{2}U_{u1} + \frac{\sqrt{3}}{2}U_{v1} \right) \right] = \frac{1}{2} U_{u1} + j\frac{1}{2}U_{v1} \quad (4-16)$$

Relații similare se pot obține și pentru curenți.

Pe baza relațiilor (4.15) și (4.16) autorul a realizat dispozitivul de calcul prezentat în figura 4.4. Înmulțirii cu "j" a tensiunii u_{v1} în relațiile (4.15) și (4.16) îi corespunde rotirea fazorului cu 90° el. sau defazarea tensiunii cu același unghi. Rotirea fazorului U_{v1} se face de către montajul realizat cu amplificatorul operațional A01 /3.1/. Relația de calcul pentru determinarea elementelor C și R_2 conform /3.1/ este:

$$j = -(1 - j\omega CR_2) / (1 + j\omega CR_2) \quad (4.17)$$

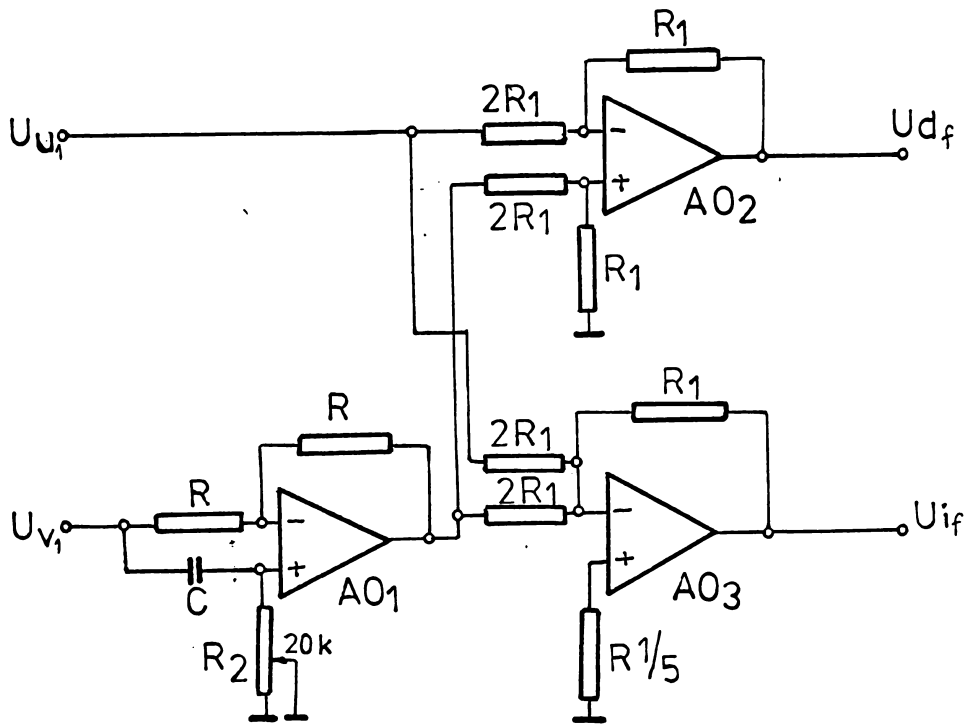


Fig. 4.4. Dispozitiv de calcul al componentelor simetrice.

4.3. Realizarea modelului analogic al motorului asincron

Așa după cum s-a mai arătat, pentru acționarea ventilatoarelor motoarelor de tracțiune nu sînt necesare motoare cu dublă colivie, deoarece cuplul rezistent la pornire este mic. Folosirea motoarelor cu dublă colivie în cazul alimentării monofazate cu condensator prezintă dezavantajul că se produc pierderi și încălziri suplimentare în rotor, ca urmare a refulării curentului de succesiune inversă. Adoptarea motoarelor cu dublă colivie se explică prin faptul că alegerea circuitului de pornire s-a făcut în mod empiric [1.9/], iar necesitatea de a avea un cuplu mare la pornire s-a rezolvat prin alegerea unui motor cu cuplu mare și nu prin asigurarea unei alimentări care să permită motorului să dezvolte cuplul maxim, pe care îl dezvoltă la pornirea cu alimentare trifazată simetrică.

Autorul a dedus relațiile de dimensionare a circuitului de alimentare care poate asigura la alimentarea monofazată cuplul de pornire egal cu cel de la alimentarea trifazată simetrică și a aplicat aceste relații pentru condițiile locomotivei electrice de 5100 kW,

invenția nr.66117.

Din motivele arătate mai sus, autorul a considerat mai util să studieze o soluție nouă, la care motorul să nu prezinte refularea curentului și a ales un motor cu care se poate înlocui motorul AMV-1 folosit în prezent. Motivele alegerii motorului SZUe 44b sînt apropiata corespondență dintre datele nominale ale acestor motoare (prezentate în paragrafele 1.5.5 și 2.6.3) și faptul că în /4.1/ sînt prezentate datele și parametrii pe baza cărora se poate face modelarea analogică.

Parametrii schemei echivalente a motorului SZUe 44b sînt:

$$R_1=1,2\Omega, R_2'=0,8\Omega, X_{\sigma 1}=X_{\sigma 2}=1,85\Omega, X_m=61,4\Omega$$

Pe baza datelor nominale prezentate în paragraful 2.6.3, conform definițiilor pentru alegerea mărimilor de bază date în paragraful 3.4 avem: $U_{ba}=310$ V, $I_{ba}=11,3$ A, $Z_{ba}=27,4\Omega$, $P_{ba}=5250$ W, $t_{ba}=\frac{1}{314}$ s, $\omega_{ba}=314$ rad/sec., $C_{ba}=16,7$ Nm, $J_{ba}=1,69 \cdot 10^{-4}$ kgm².

Din parametrii schemei echivalente se calculează inductivitățile:

$$L_m=\frac{61,4}{314}=0,195 \text{ H}, L_{\sigma 1}=5,9 \text{ mH}, L_{\sigma 2}'=5,9 \text{ mH}, L_1=L_{\sigma 1}+L_m=0,201 \text{ H}=L_2'$$

Se calculează mărimile raportate conform relațiilor (3.70)

$$l_1=l_2=\frac{L_1}{\frac{Z_{ba}}{\omega_{ba}}}=\frac{0,201}{\frac{27,4}{314}}=2,29; m=\frac{L_m}{\frac{Z_{ba}}{\omega_{ba}}}=\frac{0,195}{\frac{27,4}{314}}=2,22; r_1=\frac{R_1}{\frac{Z_{ba}}{\omega_{ba}}}=\frac{1,2}{\frac{27,4}{314}}=0,0438$$

$$r_2=\frac{R_2'}{\frac{Z_{ba}}{\omega_{ba}}}=\frac{0,8}{\frac{27,4}{314}}=0,029; a=\frac{A}{\left(\frac{\omega_{ba}}{Z_{ba}}\right)^2}=\frac{420,87}{\left(\frac{314}{27,4}\right)^2}=3,22 \text{ unde } A=\frac{1}{L_1L_2-L_m^2}=420,87$$

Mărimile relative, calculate mai sus se introduc în sistemul de ecuații (3.71)

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt}i_{ru1}+0,323i_{ru1}=3,23 \left[2,29u_{ru1}+2,22 \cdot 0,029i_{ru2}+2,22 \psi_r(2,29i_{rv2} + 2,22i_{rv1}) \right] \\ \frac{d}{dt}i_{rv1}+0,323i_{rv1}=3,23 \left[2,29u_{rv1}+2,22 \cdot 0,029i_{rv2}-2,22 \psi_r(2,29i_{ru2}+ 2,22i_{ru1}) \right] \\ 2,29\frac{d}{dt}i_{ru2}+0,029i_{ru2}=-2,22\frac{d}{dt}i_{ru1}-\psi_r(2,29i_{rv2}+2,22i_{rv1}) \\ 2,29\frac{d}{dt}i_{rv2}+0,029i_{rv2}=-2,22\frac{d}{dt}i_{rv1}-\psi_r(2,29i_{ru2}+2,22i_{ru1}) \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{aligned} c &= 2,22 \left[(1,031i_{ru1} + i_{ru2})i_{rv1} - (1,031i_{rv1} + i_{rv2})i_{rul} \right] \\ 355,4 \frac{dV_r}{dt} &= pc - c_r \end{aligned} \right. \quad (4.18)$$

Modelul analogic al motorului asincron se realizează cu amplificatoare operaționale $\beta A-741$. Pentru a evita saturarea amplificatoarelor operaționale tensiunea de ieșire se limitează la ± 10 V. Deoarece în timpul fenomenelor tranzitorii unele mărimi pot lua valori mult mai mari decât unitatea relativă este necesară alegerea factorilor de scară.

Tabelul 4.1

Variabila	Valoarea max. estimată	Factorul de scară	Variabila calculată
u	1	10	/10u/
i	10	1	/i/
c	5	2	/2c/
V_r	1	10	/10V _r /

Pentru ca scara timpului mașinii să fie egală cu unitatea va trebui ca frecvența tensiunii alternative să fie 1 Hz. Dacă alimentăm modelul cu tensiune, avînd frecvența de 50 Hz, în formule se introduce timpul real $\tau = \omega t$. În mod practic aceasta se realizează prin amplificarea rezultatului integrării cu ω . Ecuațiile (4.18) capătă forma

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{1}{314} \frac{d}{dt} i_{ru1} + 0,323 i_{ru1} &= 0,737 [10u_{ru1}] + 0,214 i_{ru2} + 1,636 [10V_r] (i_{rv2} + 0,97 i_{rv1}) \\ \frac{1}{314} \frac{d}{dt} i_{rv1} + 0,323 i_{rv1} &= 0,737 [10u_{rv1}] + 0,214 i_{rv2} + 1,636 [10V_r] (i_{ru2} + 0,97 i_{rul}) \\ \frac{1}{314} \frac{d}{dt} i_{ru2} + 0,0126 i_{ru2} &= -0,97 \frac{1}{314} \frac{d}{dt} i_{ru1} - 0,1 [10V_r] (i_{rv2} + 0,97 i_{rv1}) \\ \frac{1}{314} \frac{d}{dt} i_{rv2} + 0,0126 i_{rv2} &= -0,97 \frac{1}{314} \frac{d}{dt} i_{rv1} + 0,1 [10V_r] (i_{ru2} + 0,97 i_{rul}) \\ \frac{1}{2} [2c] &= 2,22 \left[(1,031i_{ru1} + i_{ru2})i_{rv1} - (1,031i_{rv1} + i_{rv2})i_{rul} \right] \\ \frac{35,54}{314} \frac{d}{dt} [10V_r] &= \frac{1}{2} [2c] - \frac{1}{2} [2c_r] \end{aligned} \right. \quad (4.19)$$

Modelul analogic al motorului asincron, realizat pe baza sistemului (4.19), se prezintă în figura 4.5. Din motive de gabarit și

Fig. 5. Scheme of digital-analog converter



cost nu se utilizează potențiometre de precizie, coeficienții din ecuații introducându-se prin reglarea rezistențelor semi-reglabile și etalonarea lor prin măsurarea intrărilor și ieșirilor cu voltmetre digitale. Repartizarea coeficienților de amplificare între blocuri s-a făcut cu considerarea rezervei pe care o prezintă până la saturare, considerând și tensiunea de decalaj, care în anumite puncte se înlătură.

Repetorul de curent alternativ, cu care se elimină componenta continuă provenită din tensiunea de eroare, are un răspuns corect pentru toate armonicile superioare considerate la alimentarea cu tensiune provenită de la invertor de tensiune.

Corectitudinea modelării și exactitatea calculelor se verifică, alimentând modelul cu tensiunile $u_{rv1} = 10 \cos \omega t$ și $u_{rv2} = 10 \sin \omega t$ și comparând câteva puncte de pe caracteristica mecanică înregistrată cu valorile lor calculate cu un calculator cifric. În figura 4.6 se prezintă caracteristica $M(s)$ de pe care se citesc valorile cuplului de pornire, cuplului critic și alunecării critice. Aceiași parametri calculați cu un calculator cifric sînt prezentați alăturat în tabelul 4.2.

Tabelul 4.2

	Calculator analogic	Calculator cifric	U.M.
Cuplu de pornire	19,4	20,3	Nm
Cuplu critic	44,42	44,96	Nm
Alunecarea critică	0,2	0,209	

Din compararea datelor prezentate în tabelul 4.2 rezultă o foarte bună precizie a calculelor efectuate cu ajutorul modelului analogic al motorului asincron.

Pentru a calcula mărimile caracteristice pornirii în regim nesimetric s-a construit sursa analogică conform figurii 4.3. Circuitul exterior integratorului, realizat cu amplificatorul operațional A02, se calculează pentru pornirea monofazată a motorului SZUe 44b cu circuitul de pornire care revine unui motor AMV-1 pe locomotive electrică de 5100 kW. Unui motor AMV-1 îi revine în timpul caracteristicii o capacitate echivalentă de $36,6 \mu F$. În timpul pornirii se adaugă la această capacitate încă $166 \mu F$. În unități relative face-

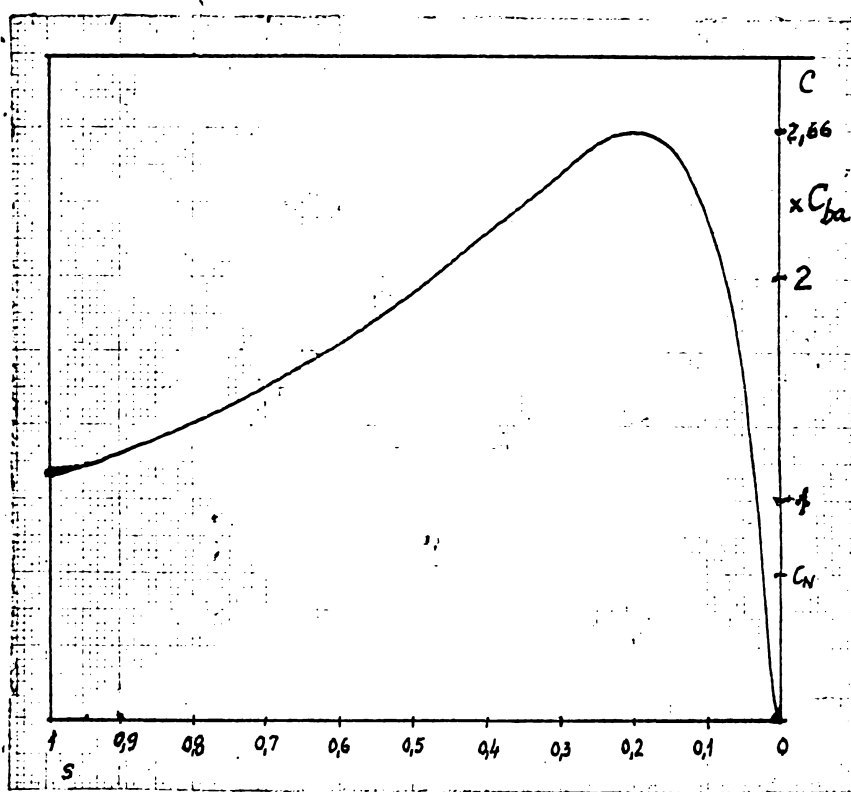


Fig.4.6. Caracteristica cuplu funcție de alunecare a motorului SZUe 44b.

torul din fața integralei (4.9) este:

la funcționare:
$$\frac{1}{c_f} = \frac{1}{\omega C_f} = \frac{1}{\frac{314 \cdot 36,6 \cdot 10^{-6}}{27,5}} = 3,164$$

la pornire:
$$\frac{1}{c_p} = \frac{1}{\omega C_p} = \frac{1}{\frac{314 \cdot 202 \cdot 10^{-6}}{27,5}} = 0,579$$

Tinând cont de factorul de scară al timpului, de 314, componentele exterioare circuitului integrator se calculează cu relația

$$\frac{1}{R_o C_{of}} = 314 \frac{1}{c_f} = 993,5$$

Dacă se alege capacitatea C_{of} de $0,1 \mu F$, R_o rezultă de $10,065 k\Omega$. Pentru simularea pornirii în paralel cu capacitatea C_{of} a integratorului se leagă o capacitate de $0,22 \mu F$. Grupul RC aferent integratorului se calculează:

$$\frac{1}{R_{op} C_{op}} = 314 \frac{1}{c_p} = 181,8$$

$$R_{op} = \frac{1}{0,32 \cdot 10^{-6} \cdot 181,8} = 17,3 \text{ k}\Omega$$

În cazul aplicării invenției autorului nr.66117 circuitul de pornire aferent unui motor AMV-1 constă dintr-o capacitate de $202 \mu\text{F}$ și o rezistență de 30Ω conectată în paralel. În unități relative rezistența este

$$r = \frac{R}{Z_b} = \frac{30}{27,5} = 1,09$$

Rezistența R de la intrarea sumatorului A01 figura 4.3 va avea valoarea $1,09 R_1$.

Prin conectarea sursei analogice conform figurii 4.3 la modelul analogic al motorului asincron conform figurii 4.5 are loc pornirea motorului cu alimentare monofazată. Cu ajutorul unui înregistrator XY, prelevînd semnale de la bornele unde apare viteza unghiulară și cuplul, s-a trasat în figura 4.7 o familie de caracteristici mecanice pentru diferite alimentări.

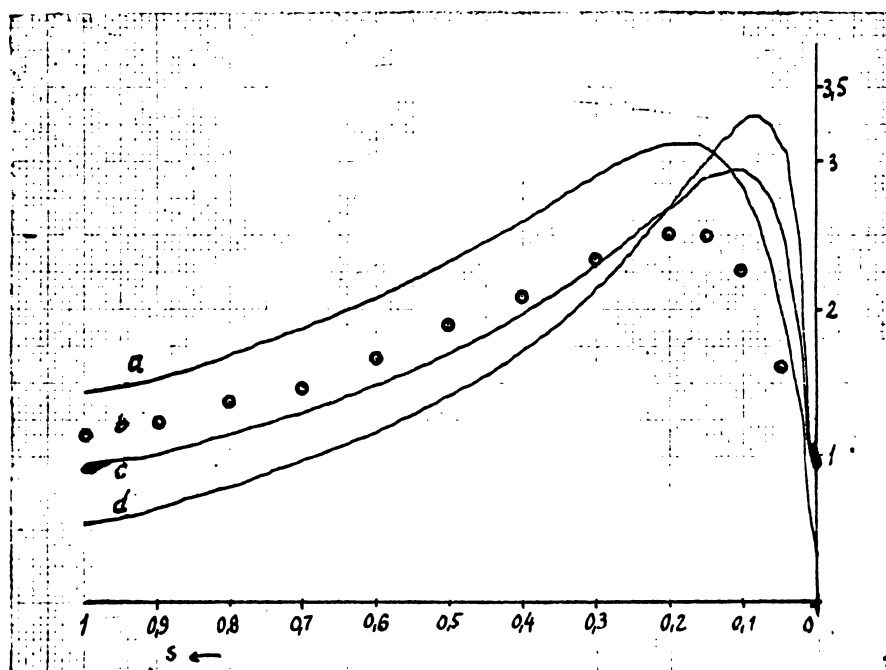


Fig.4.7. Caracteristicile cuplu funcție de alunecare ale motorului SZUe 44b cu alimentare: a-simetrică cu tensiune mărită ($1,12U_N$) b- simetrică cu tensiune nominală, c- monofazată cu tensiunea de bază egală cu tensiunea nominală și circuit de pornire compus din capacitate și rezistență în paralel ($Y_p = 1/30 + j.314.202 \cdot 10^{-6} \Omega$), d- monofazată cu tensiunea de bază egală cu cea nominală și circuit de pornire format din capacitate ($Y_s = j.314.202 \cdot 10^{-6}$).

Se constată că față de cuplul de pornire la alimentarea simetrică, curba 4.7.b, considerat de 100%, cuplurile de pornire la alimentarea nesimetrică reprezintă 82,5% curba c și 47,8% curba d. Cuplul de pornire care apare la alimentarea monofazată cu condensator de pornire este sensibil mai mic decât cuplul de pornire care apare în cazul alimentării prin circuit de pornire compus din capacitate și rezistență în paralel, conform invenției autorului nr.66117, curba c.

Observații asemănătoare cu cele de mai sus s-au tras și în legătură cu figura 2.35.

Valorile componentelor simetrice în timpul pornirii s-au calculat în dispozitivul de calcul al componentelor simetrice figura 4.4, la care pentru calculul tensiunilor s-au conectat tensiunile u_{u1} și u_{v1} de la ieșirea sursei analogice figura 4.3. Pentru a putea înregistra variația componentelor simetrice în funcție de viteza unghiulară cu ajutorul unui înregistrator XY, tensiunea directă și inversă au fost convertite în tensiuni continue cu ajutorul unui convertor prezentat în /4.2/.

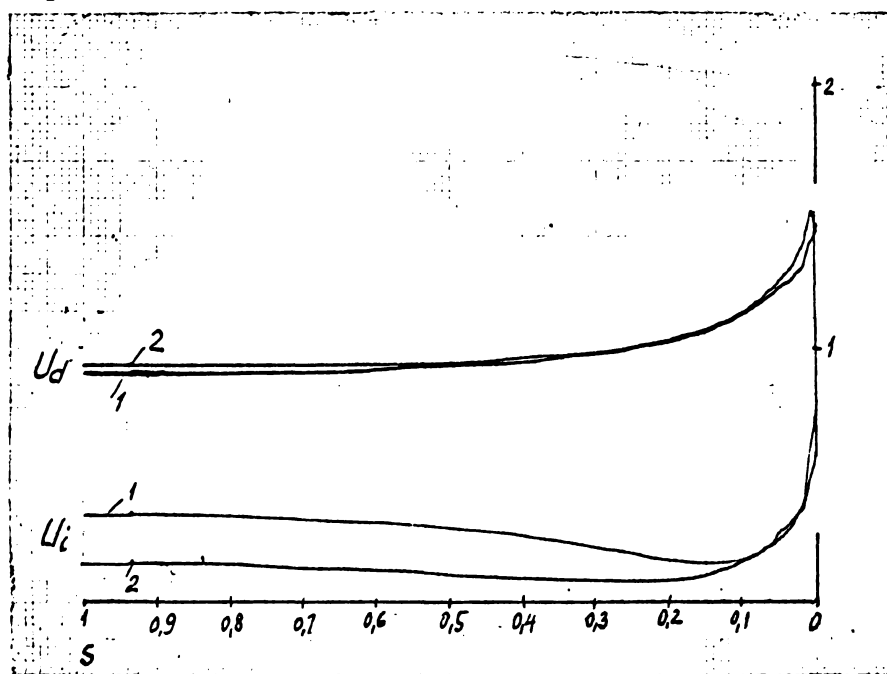


Fig.4.8. Componentele simetrice ale tensiunii în timpul pornirii. 1- cu capacitate (admitanța de pornire $\underline{Y}_s = j.314.202.10^{-6} S$), 2- cu capacitate și rezistență în paralel (admitanța de pornire $\underline{Y}_s = 1/30 + j.314.202.10^{-6} S$).

Se constată că pînă în apropierea alunecării critice componentele

simetrice nu se modifică mult față de valorile pe care le au la conectare.

Rezistența conectată în paralel cu capacitatea de pornire acționează asupra componentei de succesiune inversă, micșorând-o la mai puțin de jumătate, iar asupra componentei de succesiune directă are o influență mult mai scăzută.

La sfârșitul pornirii componentele simetrice obțin valori mari: cea directă cu cca. 50% mai mare decât tensiunea nominală iar cea inversă depășește 60% din tensiunea nominală. Sistemul trifazat real, rezultat pe baza componentelor simetrice luate din figura 4.8, conține tensiuni mari repartizate pe înfășurări.

Variația componentelor simetrice ale curenților în timpul pornirii s-a înregistrat cu ajutorul dispozitivului de calcul conform figurii 4.4, la care s-au conectat curenții i_{u1} și i_{v1} . Pentru a avea tensiuni continue necesare înregistratorului XY s-a folosit un convertor curent alternativ- curent continuu conform /4.2/.

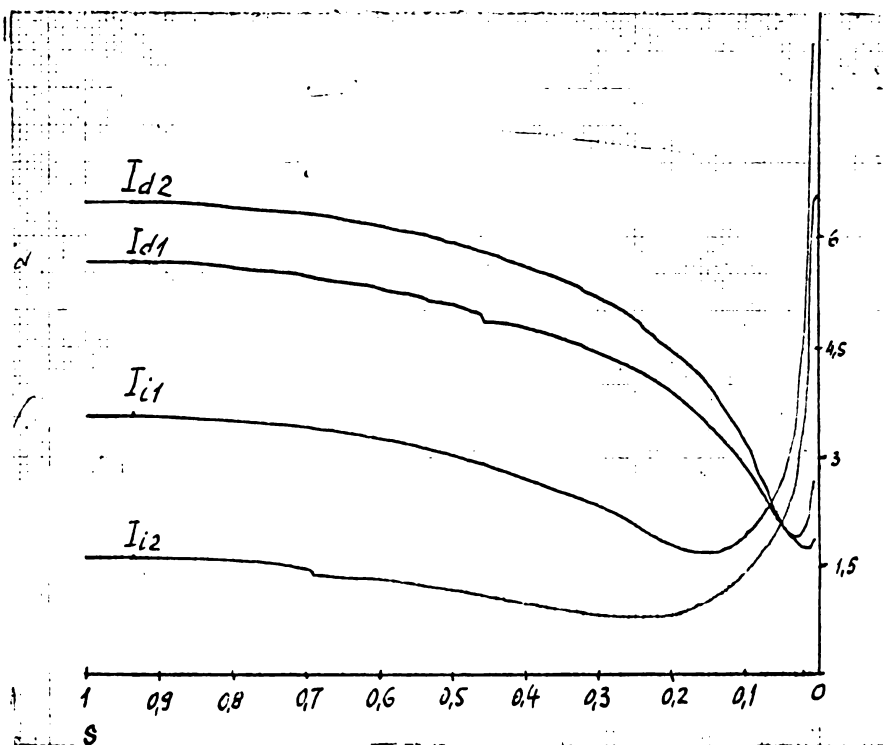


Fig.4.9. Componentele simetrice ale curenților în timpul pornirii. I_{d1} , I_{i1} - componentele simetrice la pornirea cu capacitate ; I_{d2} , I_{i2} - componentele simetrice la pornirea cu capacitate și rezistență în paralel.

Curenții de succesiune directă au în ambele cazuri o variație normală, ca și în cazul pornirii în regim simetric. Curenții inverși prezintă o creștere foarte mare la sfârșitul pornirii, lucru ce se explică prin creșterea componentei de succesiune inversă a tensiunii și valori mici a impedanței inverse. Din figurile 4.8 și 4.9 se observă ca dezavantajele pornirii monofazate pot fi înlăturate prin folosirea unui circuit de defazare compus din rezistență și capacitate în paralel și deconectarea acestui circuit sau conectarea următoarei grupe de motoare la alunecarea de 0,1.

4.4. Funcționarea serviciilor auxiliare alimentate cu tensiune variabilă

Funcționarea serviciilor auxiliare în cazul alimentării cu tensiune variabilă poate fi studiată cu dispozitivele realizate pînă în prezent, alimentînd borna 1 a sursei din figura 4.3 cu tensiune variabilă cuprinsă între 12,4 și 8,84 Vef. O astfel de cercetare s-a făcut pe locomotiva electrică, măsurătorile fiind prezentate în figura 6.2. Încît prezentarea măsurătorilor pe model n-ar aduce nimic nou.

S-a observat și pe model că în actuala dimensionare a circuitului de alimentare nu avem nici o tensiune U_L la care să avem simetrie dar la extremitățile domeniului de variație a tensiunii curenții de succesiune inversă sînt aproximativ egali.

4.5. Concluzii

1. Realizarea unor dispozitive de calcul ca, modelul analogic al motorului asincron, sursa de alimentare simulînd alimentarea monofazată și dispozitivele de calcul ale componentelor simetrice a fost impusă de faptul că un calculator analogic de uz general nu dispune de blocurile speciale și de numărul de amplificatoare operaționale necesare.

Independența față de un mijloc de calcul solicitat și de alți utilizatori a permis efectuarea unor studii temeinice și găsirea de soluții la problemele nerezolvate la modelul de referință /3.2/.

2. Inregistrările prezentate în figurile 4.7, 4.8, și 4.9, reprezentînd caracteristicile mecanice ale motorului cu diferite alimentări, variația componentelor simetrice ale tensiunilor și variația componentelor simetrice ale curenților, toate confirmînd valabilitatea metodelor grafo-analitice introduse de autor în capitolul 2.

3. În înregistrările efectuate s-au prezentat comparativ cele două metode de alimentare la pornire, dovedindu-se superioritatea circuitului de alimentare conform invenției autorului nr.66117. Superioritatea soluției constă în apropierea față de alimentarea simetrică.

4. Din figurile 4.8 și 4.9 se constată că dacă conectarea grupului a doua de motoare s-ar face când alunecarea primei grupe a ajuns la 0,1, pornirea fiind practic terminată, s-ar evita tensiunile și curenții mari de la sfârșitul pornirii.

4.6. Bibliografie

- 4.1. Plamitzer, A.M. Maszyny Elektryczne. Varșovia, Wydawnictwa Naukowa-Techniczna. 1972.
- 4.2. - National Semiconductor. Linear Data Book. 1979.

Capitolul 5

SOLUTII NOI PENTRU ALIMENTAREA SERVICIILOR AUXILIARE ALE LOCOMOTIVELOR ELECTRICE

Noile soluții pentru alimentarea serviciilor auxiliare ale locomotivelor electrice, studiate de autor și prezentate în acest capitol, se bazează pe folosirea convertizoarelor cu tiristoare.

În ultimul deceniu au apărut în literatura de specialitate o mulțime de lucrări dedicate reglării turației motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit, folosind convertizoare statice. La aceste convertizoare reglarea frecvenței se realizează cu invertoare iar tensiunea cu redresoare comandate sau uneori chiar de inverter. Fabricarea în serie și comercializarea acționărilor reglabile cu motor asincron a devenit posibilă datorită progreselor înregistrate la fabricarea tiristoarelor rapide, de tensiuni și curenți mari.

În literatura de specialitate privitoare la locomotive /1.10, 1.15, 1.18/ există informații privitoare la folosirea invertoarelor cu tiristoare pentru alimentarea serviciilor auxiliare, fără a fi prezentate detalii. În cazul serviciilor auxiliare nu se pune problema reglării turației ci a realizării rețelei trifazate de alimentare.

Convertizoarele cu tiristoare pentru serviciile auxiliare pot avea anumite funcțiuni încât să furnizeze un sistem de tensiuni trifazat cu una sau mai multe din calitățile: simetria tensiunilor de ieșire, valoarea eficace constantă, frecvență și tensiune variabilă. Cele trei soluții de alimentare luate în studiu de autor oferă un sistem trifazat având numai prima, prima și a doua și respectiv toate trei calitățile enumerate.

Convertizorul pentru numărul de faze figura 5.2 sau 5.3 folosește tensiunea alternativă existentă pe locomotivă împreună cu o tensiune alternativă defazată la 90° el. față de prima, obținută de la un inverter monofazat funcționând sincron cu rețeaua. Convertizorul asigură simetria tensiunilor de ieșire dar amplitudinea este variabilă în funcție de tensiunea la linia de contact. Avantajul soluției constă în faptul că puterea nou instalată pe locomotiva este de numai jumătate din puterea serviciilor auxiliare.

Convertizorul compus din invertor trifazat cu stingere independentă și redresor necomandat asigură atât simetria cât și menținerea constantă a tensiunii de ieșire. Prin modificarea unghiului de conducție în limitele $120-180^\circ$ el. se poate menține constantă tensiunea de ieșire când tensiunea la linia de contact variază în anumite limite. Pentru acoperirea întregului domeniu de variație a tensiunii la linia de contact este necesar pe lângă reglajul continuu, realizat de invertor și un reglaj în trepte pe diferite prize ale transformatorului principal. Avantajul principal al soluției constă în complexitatea mai redusă, redresorul fiind cu diode iar invertorul mai simplu față de cel adoptat în soluția treia.

Soluția cu convertizor compus din invertor cu stingere independentă și redresor comandat asigură simetria și reglajul static al tensiunii în întreg domeniul de variație a tensiunii la linia de contact. Existența redresorului comandat permite aplicarea reglajului de frecvență și tensiune pentru pornirea motoarelor la curent constant și eliminarea a o serie de contactoare. Prin folosirea unghiului de conducție de 144° el. invertorul asigură un conținut redus de armonici superioare în tensiunea de ieșire. La avantajele acestei soluții mai trebuie adăugat și faptul că se poate aplica la locomotivele deja construite cu cel mai mic număr de modificări. Pe baza acestor avantaje, cu acordul proiectantului general al locomotivelor electrice și al beneficiarului, autorul a ales drept soluție pentru alimentarea în viitor a serviciilor auxiliare la locomotiva electrică de 5100 kW și rama electrică de 1870 kW convertizorul având redresor comandat și invertor trifazat cu stingere independentă.

Capitolul 5 tratează următoarele probleme:

a. Pornind de la echivalența dintre un sistem bifazat și unul trifazat de tensiuni, determinat cu ajutorul matricei de transformare (4.2), autorul a stabilit în paragraful 5.1 schemele și relațiile de dimensionare ale convertizorului pentru numărul de faze.

Pentru a determina curentul de sarcină în momentul comutației, necesar calculării circuitului de comutație, autorul sintetizează schema care modelează convertizorul și folosind celelalte dispozitive analogice, prezentate în capitolul 4, înregistrează o serie de oscilograme ale curenților. Oscilogramele se folosesc la calculul curentului în timpul comutației cât și pentru observarea formei curentului în timpul pornirii și funcționării.

b. In paragraful 5.2 se prezintă convertizorul pentru alimentarea serviciilor auxiliare compus din redresor necomandat și invertor cu frecvență fixă și unghi de conducție variabil, motivându-se alegerea elementelor schemei.

Autorul determină relații de calcul pentru tensiunea de fază și de linie, în condițiile unghiului de conducție variabil, bazat pe analogia formală dintre aceste tensiuni și proiecțiile vectorului reprezentativ. Cu această ocazie autorul face observația că armonica de ordinul cinci este de succesiune inversă.

Autorul determină o regulă simplificată de reglare a unghiului de conducție pentru stabilizarea tensiunii de ieșire în condițiile variației tensiunii la linia de contact și calculează eroarea care apare prin aplicarea acestei simplificări.

Autorul stabilește schema analogică a convertizorului pe care o folosește la oscilografiera curenților preluați de motor în cazul diferitelor unghiuri de conducție. Pe cale analogică se ridică caracteristicile mecanice ale unui motor alimentat cu tensiune provenită de la modelul invertorului, având unghiul de conducție variabil dar armonică de bază constantă.

Se prezintă relațiile de calcul ale circuitului de comutație.

c. In paragraful 5.3, pornind de la dorința beneficiarilor de a avea cât mai puține contactoare, autorul a elaborat soluția unui convertizor cu redresor comandat care să asigure reglajul de tensiune complet static în întreg domeniul de variație a tensiunii la linia de contact. După ce s-a observat în paragraful 5.2 efectul negativ al armonicii de ordinul cinci, autorul găsește metoda de anulare a acestei armonici prin adoptarea unghiului de conducție de 144° el.

In cadrul paragrafului se prezintă și se comentează schema de principiu și schemele de comandă folosite la realizarea prototipului, elaborate de autor.

Pentru asigurarea fiabilității invertorului circuitul de comutație a fost studiat în mod deosebit, folosind relații deduse de autor și studii de strictă specialitate elaborate de alți autori /5.21, 5.22/. La grija deosebită care trebuie acordată dimensionării circuitului de comutație al invertoarelor în acest caz se adaugă faptul că compresoarele pornesc prin conectare directă la frecvența de 50 Hz.

5.1. Convertizor static pentru numărul de faze

Convertizorul static propus de autor se bazează pe folosirea tensiunii monofazate existente pe locomotivele electrice alimentate de la linia de contact, avînd tensiunea de 25 kV, 50 Hz și a unei tensiuni obținute de la un invertor monofazat, defazată cu 90° el. față de tensiunea liniei de contact. Cele două tensiuni defazate cu 90° el. între ele constituie un sistem bifazat, căruia îi corespunde un sistem trifazat echivalent. Trecerea de la sistemul bifazat la sistemul trifazat echivalent se face prin amplificarea matricii tensiunilor bifazate cu matricea (4.2).

$$|u_j| = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} u_L \\ u_C \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} u_L \\ -\frac{1}{2}u_L - \frac{\sqrt{3}}{2}u_C \\ -\frac{1}{2}u_L + \frac{\sqrt{3}}{2}u_C \end{vmatrix} \quad (5.1)$$

În matricea (5.1) s-a notat cu : u_L - valoarea momentană a tensiunii obținute de la transformatorul locomotivei, u_C - valoarea momentană a unei tensiuni proporționale cu tensiunea de ieșire a invertorului.

Pe baza matricii (5.1), considerînd numai armonica de bază din tensiunea proporțională cu tensiunea invertorului, u_{C1} , și trecînd la valori eficace se construiește diagrama fazorială din figura 5.1

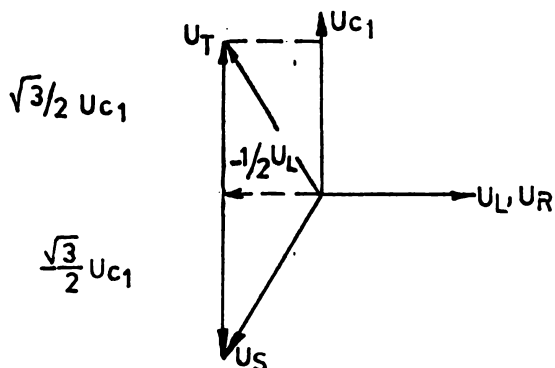


Fig. 5.1. Diagrama fazorială a tensiunilor convertizorului static pentru numărul de faze.

Din figura 5.1 se observă că tensiunea invertorului trebuie să fie dată de relația:

$$U_{i1} = 2 \frac{\sqrt{3}}{2} U_{C1} \quad (5.2)$$

iar transformatorul invertorului trebuie să aibă priză mediană. Tensiunea furnizată de invertor este dreptunghiulară alternativă, avînd amplitudinea u_1 . Conform /5.24/ amplitudinea armonicii de bază, u_{i1} , se calculează:

$$u_{i1} = \sqrt{2} U_{i1} = \frac{4u_i}{\pi} \sin \lambda \quad (5.3)$$

unde λ este unghiul de conducție al tiristoarelor principale din inverter. Pentru calculul tensiunii necesare în circuitul intermediar, egală cu u_i , în expresia (5.3) se înlocuiește relația (5.2), ținându-se cont că pentru simetria tensiunilor trifazate este necesar ca U_{C1} să fie egală cu U_L .

$$u_i = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot \pi}{4} U_L = 1,92 U_L \quad (5.4)$$

În diagrama fazorială figura 5.1 se văd două posibilități de realizare a convertizorului pentru numărul de faze, posibilități concretizate în figurile 5.2 și 5.3. În primul caz tensiunea furnizată de inverter este înaintea tensiunii rețelei și de valoare $\sqrt{3}U_L$, avînd transformator cu priză mediană. Priza mediană a secundarului transformatorului inverterului se conectează cu înfășurarea pentru servicii auxiliare, avînd tensiunea $\frac{3}{2}U_L$. Modul de realizare a convertizorului este prezentat în figura 5.2.

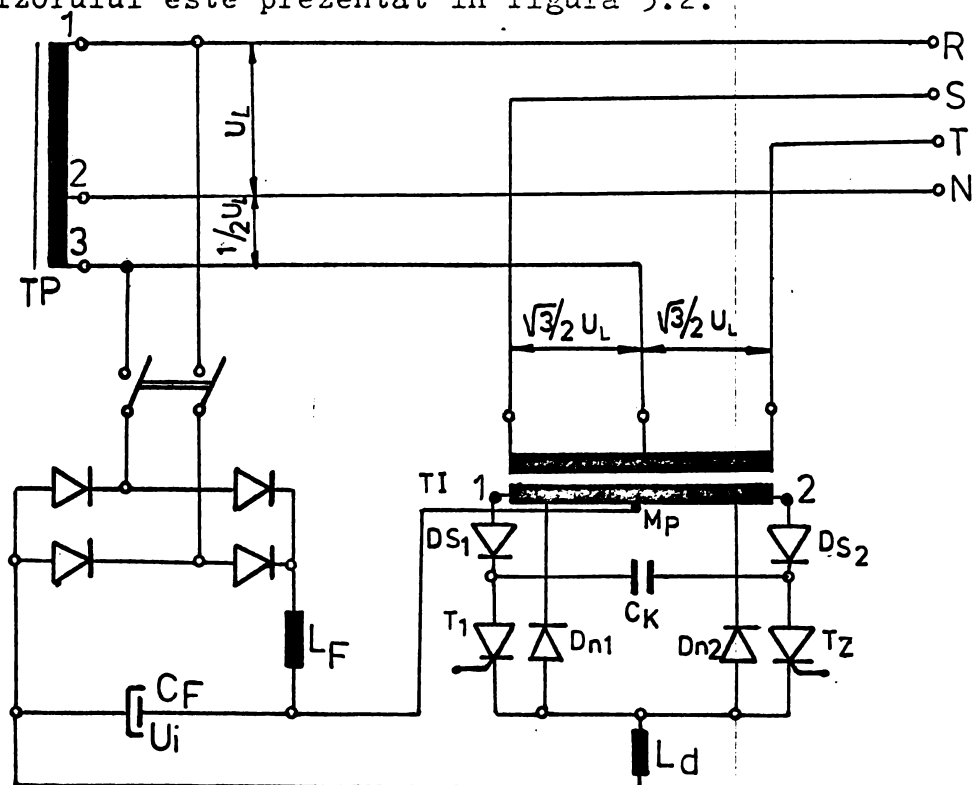


Fig.5.2. Schema electrică a convertizorului static pentru alimentarea serviciilor auxiliare. (varianta I).

Dacă tensiunea furnizată de inverter este în urma tensiunii monofazate a rețelei, atunci U_L și U_C își schimbă locurile, rezultînd

schema de conexiuni între inverter și transformator prezentată în figura 5.3. Dacă transformatorul locomotivei poate fi prevăzut cu înfășurări separate galvanic se poate adopta o soluție mai economică, în care inverterul nu necesită transformator.

Inverterul monofazat folosit în figura 5.2 este de tipul paralel cu stingere autonomă, apreciat pentru simplitatea și siguranța sa în exploatare /5.4, 5.12/. Pentru explicarea modului de funcționare al inverterului se consideră tiristorul T_1 în conducție. Pe înfășurarea transformatorului cuprinsă între bornele 1 și M_p s-a aplicat întreaga tensiune din circuitul intermediar, u_i . Pe cealaltă jumătate a primarului se induce o tensiune încât la borna 2 apare o tensiune dublă, care prin dioda de separație D_{s2} încarcă condensatorul C_k la o tensiune $2u_i$. Introducerea tiristorului T_2 în conducție se face printr-un impuls de comandă, sincron cu rețeaua, defazat cu 90° el. Intrarea în conducție a tiristorului T_2 face ca pe tiristorul T_1 să se aplice tensiunea condensatorului C_k , care îl polarizează invers și îl scoate din conducție.

Curentul de sarcină continuă să treacă de la borna plus a circuitului intermediar, prin secțiunea M_p-1 a primarului transformatorului, condensatorul C_k și tiristorul T_2 , schimbând în final polaritatea condensatorului C_k . Intervalul de timp de la intrarea în conducție a tiristorului T_2 până la anularea tensiunii pe condensator trebuie să fie mai mare decât timpul în care tiristorul T_1 își recapătă proprietățile de blocare în sens direct. Din această condiție se determină valorile lui C_k și L_d . Conform /5.12/ C_k și L_d se determină cu relațiile:

$$C_k \gg \frac{t_q I'_{smax}}{1,7 u_i} \quad (5.5)$$

$$L_d \gg \frac{t_q u_i}{0,425 I'_{smax}} \quad (5.6)$$

unde t_q este timpul de revenire al tiristoarelor folosite iar I'_s ma este curentul de sarcină în momentul comutației redus la primar.

Rolul inductivității L_d este de a nu permite scurtcircuitarea tiristoarelor de către diodele D_{n1} și D_{n2} fiind se aplică tensiunea inversă de blocare.

Circuitul de comutație, compus din capacitatea C_k și inductivitatea L_d , are caracter de circuit oscilant, condensatorul avînd tendința să se încarce la o tensiune mai mare de $2u_i$. Acest lucru face

ca dioda de curent invers D_{n2} să se deschidă și să conducă un curent produs de energia înmagazinată în inductivitatea L_d și în inductivitatea sarcinii. Datorită faptului că diodele de curent invers sînt conectate la o priză a transformatorului energia magnetică înmagazinată în L_d se recuperează în sursă.

Dacă redresorul cu diode se alimentează de la tensiunea $3/2U_L$, conform /5.28/ tensiunea în circuitul intermediar este

$$U_i' = 0,9 \frac{3}{2} U_L = 1,35 U_L \quad (5.7)$$

Tensiunea circuitului intermediar văzută din secundar este dată de relația (5.4) iar în realitate este dată de relația (5.7). Rezultă că este necesar ca transformatorul inverterului să prezinte raportul de transformare:

$$i = \frac{1,92 U_L}{1,35 U_L} = 1,42 \quad (5.8)$$

Față de convertizorul static din figura 5.2 cel prezentat în figura 5.3 are avantajul că nu conține transformator pentru inverter și dezavantajele că nu are nulul accesibil iar inverterul este mai complicat.

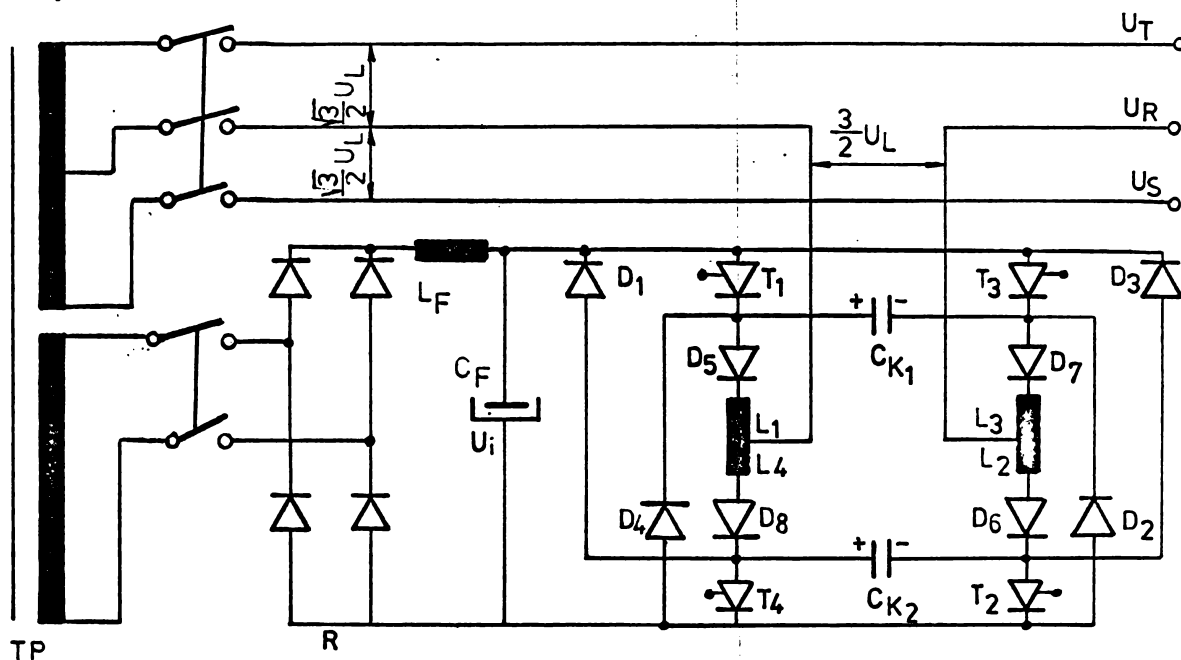


Fig.5.3. Schema electrică a convertizorului static pentru alimenta-rea serviciilor auxiliare, varianta II.

Inverterul monofazat folosit pentru realizarea variantei II de convertizor static este prezentat în literatură /5.29/ ca avînd ca- lități deosebite, în primul rînd faptul că nu prezintă efectul

acumulării periculoase a sarcinii pe condensatorul de stingere. Pentru prezentarea modului de funcționare presupunem că au intrat în conducție tiristoarele T_1 și T_2 . Condensatorul de stingere C_{k1} este conectat cu o bornă prin tiristorul T_1 la borna pozitivă a circuitului intermediar de curent continuu iar cu cealaltă prin dioda D_7 , inductivitatea L_3+L_2 , dioda D_6 și tiristorul T_2 la borna negativă, încărcându-se cu polaritatea indicată în figură. Condensatorul de stingere C_{k2} se va încărca cu polaritatea indicată în figură. Când se comandă tiristoarele T_3 și T_4 , prin intrarea lor în conducție se aplică tensiunea de pe condensatoarele C_k pe tiristoarele T_1 și T_2 , scoțându-le instantaneu din conducție. Curentul de sarcină, presupus constant în timpul comutației, este preluat de condensatoarele de comutație, circulând pe calea C_{k1} , D_5 , L_1 , sarcină, L_2 , D_6 , D_3 , T_3 , C_{k1} , respectiv, C_{k2} , T_4 , D_4 , D_5 , L_1 , sarcină, L_2 , D_6 , C_{k2} . Timpul pînă cînd tensiunea condensatoarelor de stingere scade la zero trebuie să fie mai mare decît timpul de revenire t_q al tiristoarelor. După anularea tensiunii pe condensator acesta începe să se încarce cu polaritate inversă, pe circuitul T_3 , C_{k1} , D_5 , L_1 , L_4 , D_8 , T_4 respectiv, T_3 , D_7 , L_3 , L_2 , D_6 , C_{k2} , T_4 . Energia magnetică înmagazinată în sarcină este cedată sursei prin circuitul D_4 , D_5 , L_1 , sarcină, L_2 , D_6 , D_3 .

Dimensionarea circuitului de comutație se face cu relațiile

/5.29/.

$$C_k \gg 2,55 \frac{I_{s \max} t_q}{u_i} \quad (5.9)$$

$$L \gg 0,637 \frac{u_i t_q}{I_{s \max}} \quad (5.10)$$

Calculul curentului de sarcină maxim în timpul comutației, necesar dimensionării circuitului de comutație cu relațiile (5.9) și (5.10) se face pe cale analogică.

5.1.1. Modelarea analogică a alimentării motorului asincron de la convertizor static pentru numărul de faze

În figura 5.4 autorul prezintă modelul analogic al convertizorului conform figurii 5,2, care împreună cu modelul analogic la motorului asincron și dispozitivele pentru realizarea matricei (4.1) servesc la oscilografiera curentului preluat de motor.

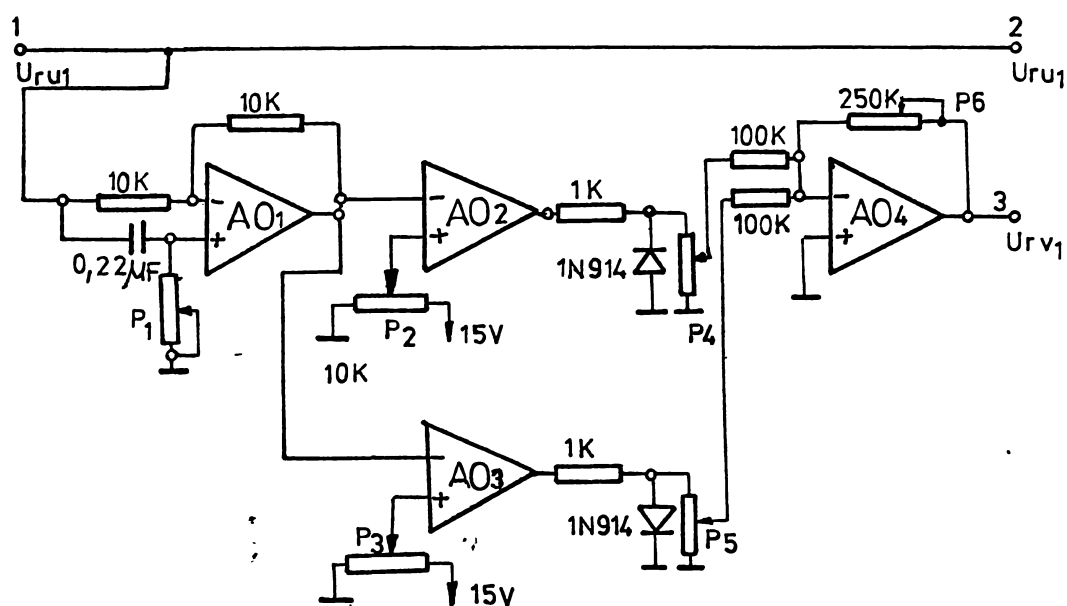


Fig.5.4. Modelul analogic al convertizorului static pentru numărul de faze.

La borna 1 se aplică o tensiune sinusoidală u_{ru1} , cu amplitudinea de 10 V și frecvența de 50 Hz. Amplificatorul operațional AO1 o defazează cu 90° el. înainte. Această tensiune este aplicată amplificatoarelor operaționale AO2 și AO3 care furnizează la ieșire tensiune dreptunghiulară. De la fiecare comparator se ia o alternanță care se reglează cu rezistențele semireglabile P_4 și P_5 . Această soluție s-a adoptat datorită faptului că în regim de saturatie tensiunea maximă pozitivă nu este egală cu cea negativă. În amplificatorul operațional AO4 se adună cele două semialternanțe iar cu P_6 se stabilește valoarea maximă a tensiunii, așa fel încât amplitudinea armonicilor de bază să fie 10 V.

Când rezistențele semireglabile P_2 și P_3 nu sînt pe 0V lățimea dreptunghiurilor de tensiune se micșorează, putîndu-se realiza unghiul de conducție de 120° el., formă de tensiune care prezintă avantajul lipsei armonicilor de ordinul trei.

Formele de undă ale tensiunilor după axele u și v, cu unghi de conducție de 180° și 120° se prezintă în oscilogramele din figura 5.5. În legătură cu oscilogramele prezentate reamintim mărimile de bază adoptate la modelarea motorului SZUe 44b în paragraful 4.2 : $U_{ba}=310$ V și $I_{ba}=11,3$ A. și unitatea relativă pentru tensiune este de 10 V iar pentru curent de 1 V.

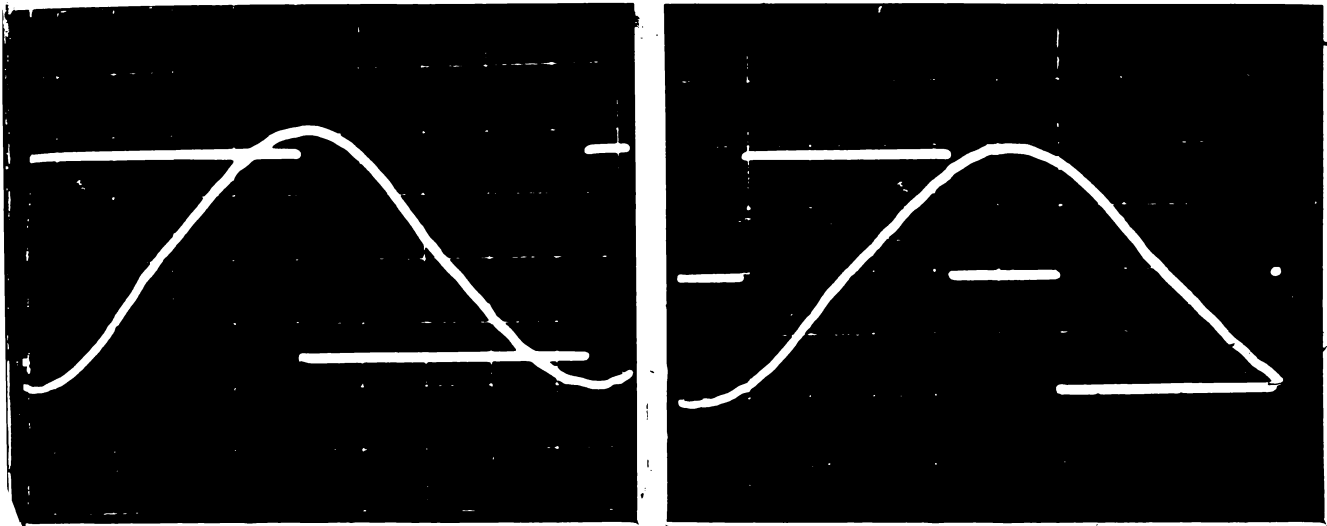


Fig.5.5. Tensiunile u_{ru1} (sinusoidală) și u_{rv1} (dreptunghiulară) la bornele modelului analogic al convertizorului. a. Unghi de conducție 180° el. b. Unghi de conducție 120° el. 0,5 u.r./div. 50 Hz.

Cu ajutorul dispozitivelor analogice care calculează matricea (4.2) se calculează tensiunile pe fazele S și T. In figura 5.6 se prezintă numai tensiunea pe faza S față de faza R, tensiunea pe faza T apare dacă se rotește figura cu 180° .



Fig. 5.6. Tensiunea pe faza S față de tensiunea sinusoidală de pe faza R la unghi de conducție de 180° el. și 120° el. Tensiunea în unități relative : 0,5 u.r./div. 50 Hz.

Calculul curentului preluat de motorul asincron alimentat de la convertizorul pentru numărul n faze se face după schema modelului analitic al motorului asincron la sursa conform schemei din figura 5.4. De exemplu, se prezintă în figurile următoare curentul preluat de motorul SZUe 10

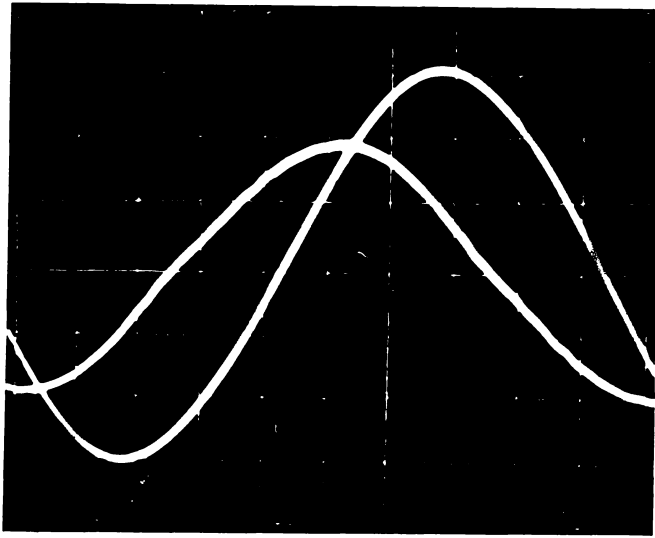


Fig.5.7. Curentul i_{m1} preluat de motor la pornire, față de tensiunea u_{m1} , în unități relative: 2 u.r./div. 50 Hz.

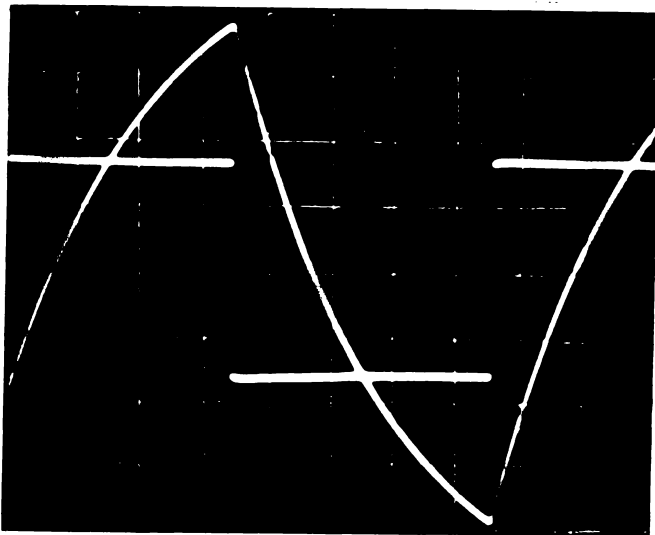


Fig.5.8. Curentul i_{m1} preluat de motor la pornire, având alimentare cu tensiune dreptunghiulară de 120° și 2 u.r./div. 50 Hz.

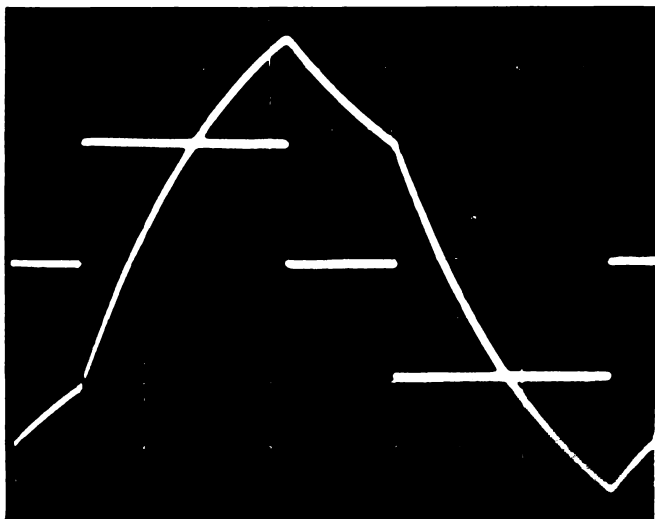


Fig.5.9. Curentul i_{m1} preluat de motor la pornire, având alimentare cu tensiune dreptunghiulară de 120° și 2 u.r./div. 50 Hz.

Reacțiile interne ale modelului motorului asincron sînt nule dacă viteza unghiulară este zero, ca urmare la pornire curenții pe axele u și v sînt independenți unul de altul. În figura 5.7 se vede acest lucru prin faptul că pe axa u curențul este sinusoidal, ca și tensiunea. Curenții pe fazele S și T s-au determinat cu ajutorul dispozitivelor de calcul ale matricei (4.2).

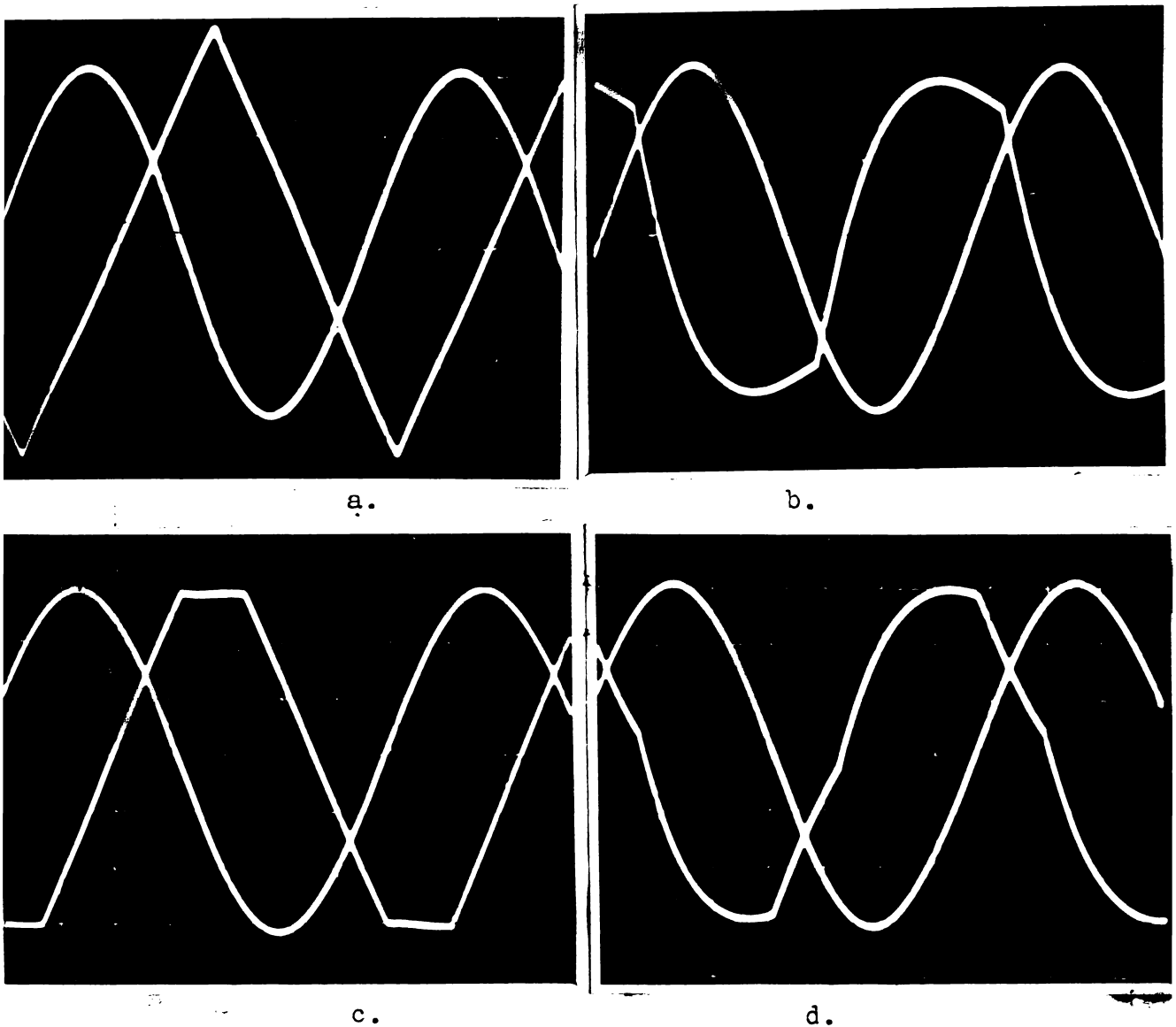


Fig.5.10.Curenții pe fazele S și T la pornirea motorului. a- curențul pe faza S și b- curențul pe faza T în cazul tensiunii de alimentare după axa v de formă dreptunghiulară 120° el. c și d aceeași curenți la alimentarea după axa v cu tensiune dreptunghiulară de 120° 2 u.r./div. 50 Hz.

În timpul funcționării s-au înregistrat curenții din figurile 5.11 și 5.12.

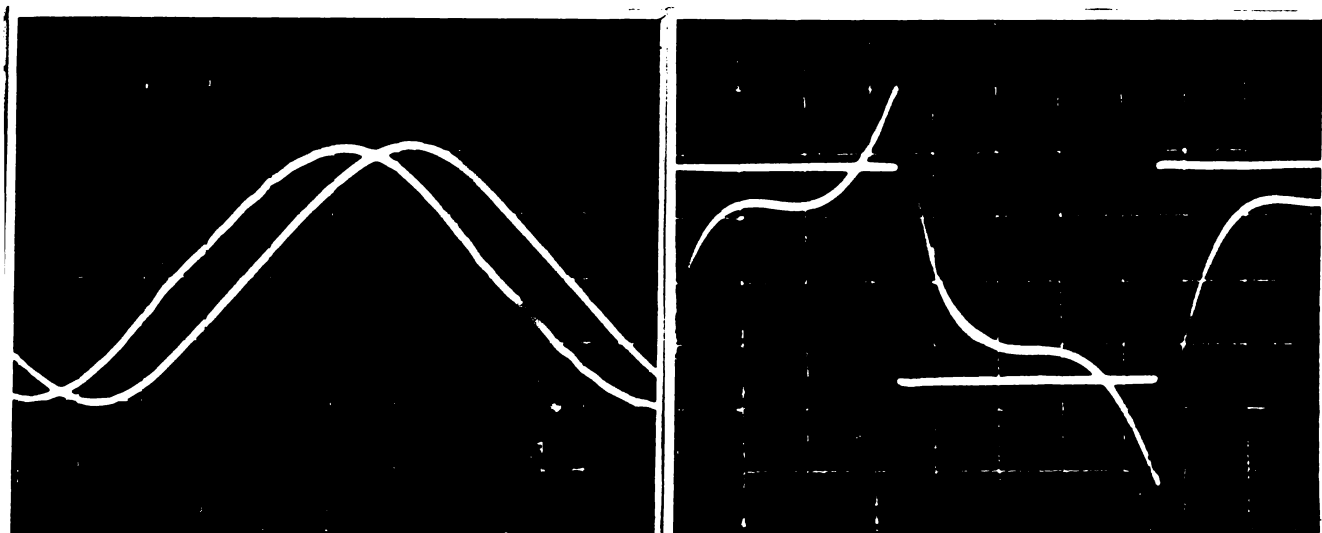


Fig.5.11. Curenții la funcționarea cu alunecarea 2,37%.

a- i_{rul} ; b și c - i_{rvl}
0,5 u.r./div. 50 Hz.

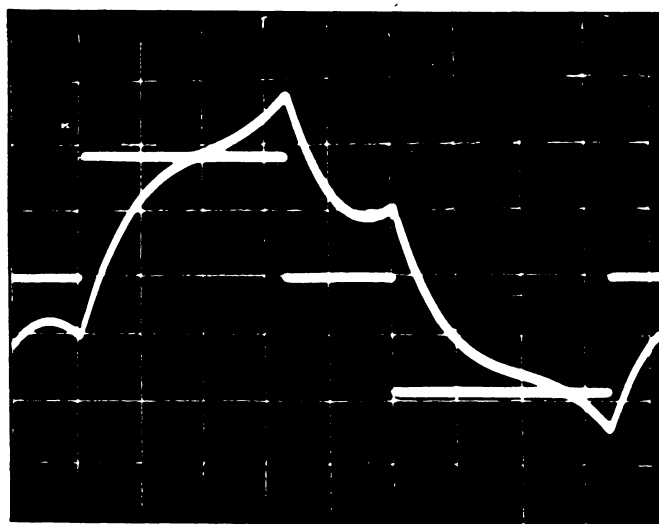
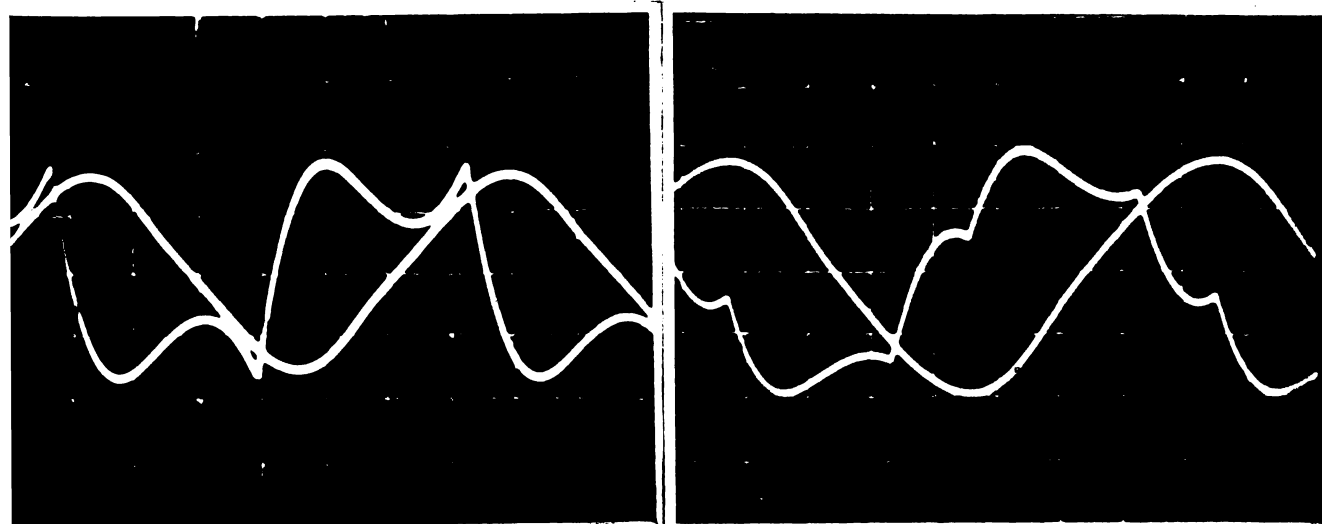


Fig.5.12. Curentul pe faza T la funcționarea cu alunecarea 2,37% a-alimentare pe axa v cu tensiune dreptunghiulară de 180° el și b- aceeași formă ca la a dar 120° el. 0,5 u.r./div. 50 Hz.



Pe baza discuției din /3.9/ în legătură cu asemănarea caracteristicilor motoarelor asincrone în cazul exprimării parametrilor lor în unități relative, se acceptă ipoteza că toate motoarele de acționare a serviciilor auxiliare de pe locomotiva electrică de 5100 kW au caracteristici aproximativ egale. Curentul de sarcină maxim va avea loc în cazul funcționării tuturor serviciilor auxiliare și pornirii compresoarelor prin cuplare directă. Din oscilografele prezentate rezultă un curent i_{rv1} în momentul comutației de cca. 1200 A. Convertizorul livrează un curent conform (5.3) de $\sqrt{3}$ ori mai mare. Pentru calculul circuitului de comutație se ia curentul de 2100 A.

Comparând curenții după axa v și curenții de fază absorbiți de motor în cazul folosirii inverterului cu unghi de conducție de 180° cu cei care apar în cazul folosirii inverterului cu unghi de conducție de 120° el. se observă că în cel de al doilea caz curenții sînt mai apropiați de sinusoidă, dar din punct de vedere al curentului în timpul comutației nu există diferențe.

5.2. Convertizor mono-trifazat cu frecvență fixă și tensiune de ieșire stabilizată

Alimentarea cu frecvență fixă a motoarelor asincrone de pe locomotivele electrice, cu care sînt acționate serviciile auxiliare, se poate face cu un convertizor de forma celui prezentat în figura 5.13. Redresorul este cu diode. Inverterul furnizează o tensiune trifazată de frecvență fixă, avînd armonica de bază stabilizată prin comanda unghiului de conducție al tiristoarelor principale.

Datorită faptului că inverterul funcționează numai cu tensiune mare ca urmare a frecvenței constante, s-a putut adopta soluția de inverter din figura 5.13, care în aceste condiții are o funcționare sigură și nu necesită sursă auxiliară de încărcare a condensatoarelor de comutație. Acest inverter este mai economic decît alte soluții.

O primă indicație asupra posibilității reglării tensiunii de ieșire a inverterului o dă figura 5.14. Forma celor trei tensiuni furnizate de inverter este dreptunghiulară. Cu linie întreruptă s-a figurat unghiul limită de 120° el. cu care va funcționa cînd tensiunea în circuitul intermediar este maximă.

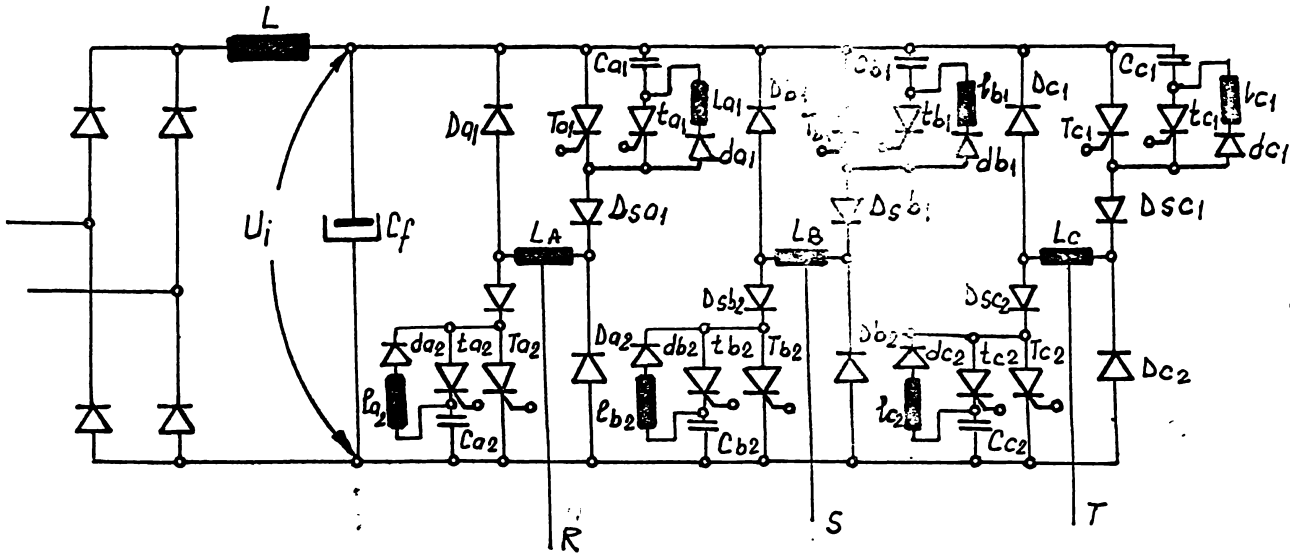


Fig.5.13. Schema convertizorului mono-trifazat avînd invertor de tensiune cu unghi de conducție variabil.

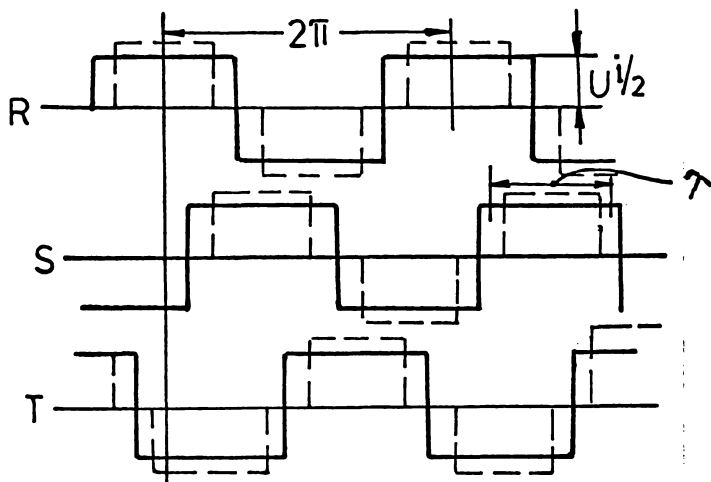


Fig.5.14. Tensiunile de ieșire ale invertorului cu unghi de conducție variabil.

În continuare se vor deduce relațiile pentru calculul tensiunii de fază și de linie și regula de comandă a unghiului de conducție pentru stabilizarea tensiunii de ieșire cînd tensiunea la linia de contact variază.

Tensiunea pe faza R, cu notațiile din figura 5.14, se dezvoltă în serie Fourier /5.24/:

$$u_R = u(\omega t) = \frac{4U_i}{\pi} \left(\sin \frac{\lambda}{2} \cos \omega t + \frac{1}{3} \sin \frac{3\lambda}{2} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \sin \frac{5\lambda}{2} \cos 5\omega t + \dots \right) \quad (5.11)$$

unde cu λ s-a notat unghiul de conducție. Pentru celelalte faze vom avea:

$$u_S = u(\omega t) = \frac{2U_i}{\pi} \left[\sin \frac{\lambda}{2} \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{1}{3} \sin \frac{3\lambda}{2} \cos 3 \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{1}{5} \sin \frac{5\lambda}{2} \cos 5 \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) + \dots \right] = \frac{2U_i}{\pi} \left[\sin \frac{\lambda}{2} \left(-\frac{1}{2} \cos \omega t - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \omega t \right) + \frac{1}{3} \sin \frac{3\lambda}{2} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \sin \frac{5\lambda}{2} \cos \left(5\omega t + 2\pi + \frac{4\pi}{3} \right) + \dots \right] \quad (5.12)$$

$$u_T = u \left(\omega t + \frac{4\pi}{3} \right) = \frac{2U_i}{\pi} \left[\sin \frac{\lambda}{2} \left(-\frac{1}{2} \cos \omega t + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \omega t \right) + \frac{1}{3} \sin \frac{3\lambda}{2} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \sin \frac{5\lambda}{2} \cos \left(5\omega t + 6\pi + \frac{2\pi}{3} \right) + \dots \right] \quad (5.13)$$

Observăm că armonicile de ordinul cinci din relațiile (5.11) + (5.13) formează un sistem de succesiune inversă față de armonica de bază. Din acest motiv în relația (5.14) pulsația se introduce cu semn negativ, pentru a marca faptul că vectorul reprezentativ al armonicii de ordinul cinci se rotește în sens opus sensului în care se rotește vectorul reprezentativ al armonicii de bază. Acest aspect nu este sesizat în literatura de specialitate fiind o observație originală.

Dacă tensiunile u_R , u_S , u_T conform figurii 5.14 se aplică unui motor asincron trifazat, se obțin tensiuni de fază și de linie conform oscilogramelor din figura 5.15, oscilografiate la ieșirea modelului analogic al invertorului din figura 5.13. Se constată că forma tensiunilor de fază și de linie depinde în mare măsură de unghiul de conducție al tiristoarelor principale, λ . Tensiunile de fază și de linie se obțin din relațiile (5.11) + (5.13) prin amplificarea cu matricea de transformare (4.1). Tensiunea de fază este egală cu tensiunea după axa u.

$$u_u = u_{RN} = \frac{2}{3} \left[u_R - \frac{1}{2} u_S - \frac{1}{2} u_T \right] = \frac{2 \cdot 2 \cdot U_i}{3 \pi} \left[\frac{3}{2} \sin \frac{\lambda}{2} \cos \omega t + \frac{1}{5} \frac{3}{2} \sin \frac{5\lambda}{2} \cos(-5\omega t) + \frac{1}{7} \frac{3}{2} \sin \frac{7\lambda}{2} \cos 7\omega t + \dots \right] = \frac{2}{\pi} U_i \left[\sin \frac{\lambda}{2} \cos \omega t + \frac{1}{5} \sin \frac{5\lambda}{2} \cos(-5\omega t) + \frac{1}{7} \sin \frac{7\lambda}{2} \cos 7\omega t + \dots \right] \quad (5.14)$$

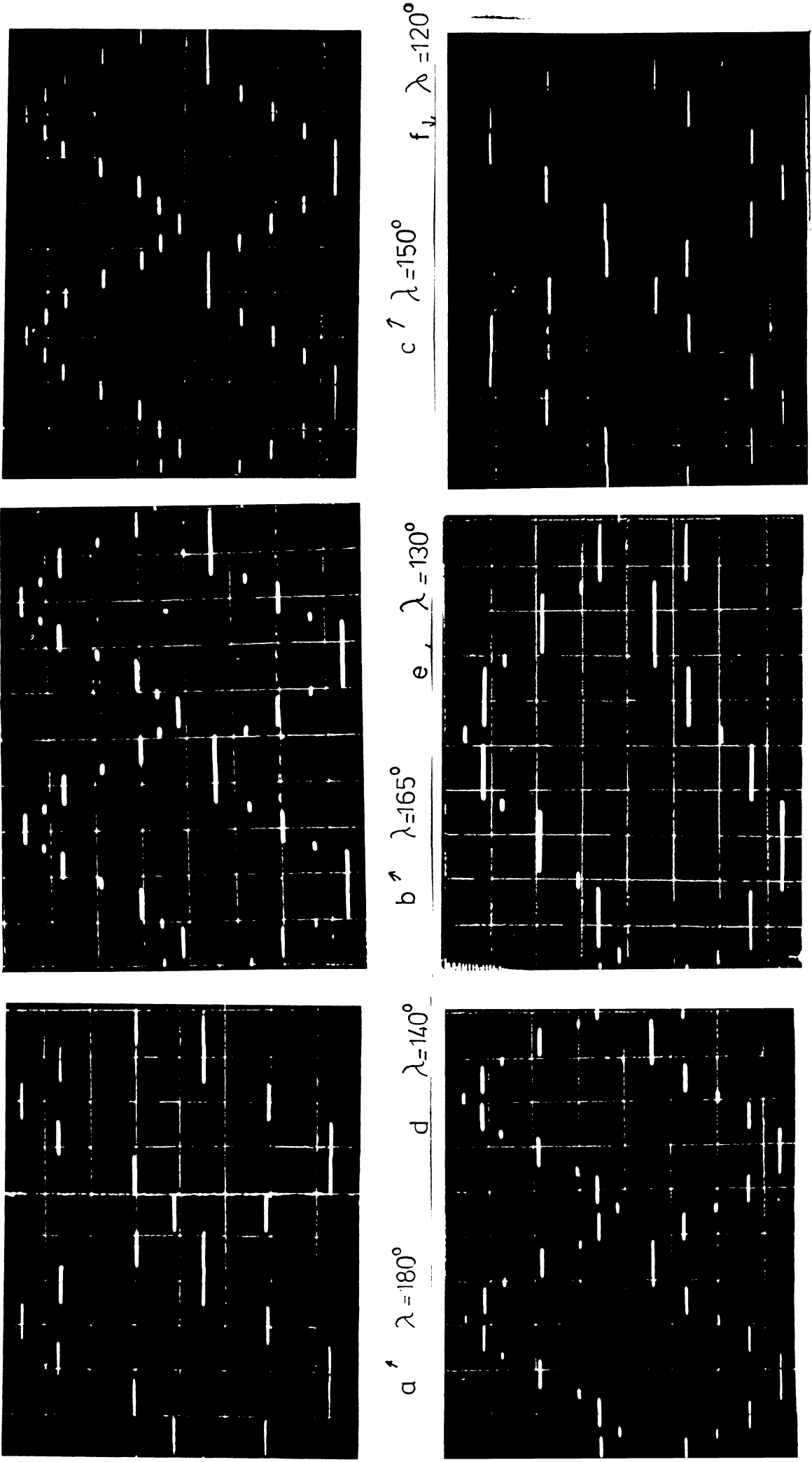


Fig.5.15 Formele tensiunilor de fază și de linie la un inverter cu unghiul de conducție, λ , variabil.

Se constată că din tensiunea de fază lipsesc armonicile de ordinul trei și multipli de trei.

Tensiunea de linie este proporțională cu tensiunea după ana v. Cu ajutorul matricii (4.1) și ținând cont de relația dintre tensiunea de fază și cea de linie, tensiunea u_{ST} se calculează:

$$u_{ST} = \sqrt{3} u_V = \sqrt{3} \frac{2}{3} \frac{\sqrt{3}}{2} (-u_G + u_T) = \frac{2U_i}{\pi} \left[\sin \frac{\lambda}{2} \sqrt{3} \sin \omega t - \frac{1}{5} \sin \frac{2\lambda}{2} \sin(-3\omega t) \sqrt{3} + \frac{1}{7} \sin \frac{7\lambda}{2} \sqrt{3} \sin 7\omega t + \dots \right] = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_i \left[\sin \frac{\lambda}{2} \sin \omega t - \frac{1}{5} \sin \frac{5\lambda}{2} \sin(-3\omega t) + \frac{1}{7} \sin \frac{7\lambda}{2} \sin 7\omega t + \dots \right] \quad (5.15)$$

Din punct de vedere al armonicilor superioare, în tensiunea de linie se constată aceleași prezențe, ca în tensiunea de fază.

Motoarele cu conexiune în stea se alimentează cu tensiunea conform relației (5.14) iar cele legate în triunghi cu tensiune conform relației (5.15). Deși ar fi de dorit ca alimentarea motorului să se facă cu tensiune cât mai apropiată de cea sinusoidală, prezența armonicilor de ordinul cinci și mai mare nu influențează sensibil funcționarea motorului. În cazul motoarelor fără refluxarea curentului, la alimentarea cu tensiune ca în figura 5.15.a, randamentul se înrăutățește cu mai puțin de 2% ca urmare a majorării pierderilor în cupru și în fier /5.8/. Interacțiunea dintre câmpii armonicii de bază și curenții de ordinul cinci și șapte produce cupluri oscilante cu frecvența 6ω . Amplitudinea acestor cupluri pinde de mărimea armonicilor respective și de parametrii motorului dar nu depinde de sarcină.

După cum se vede din relațiile (5.14), (5.15), există posibilitatea modificării amplitudinii armonicii de bază prin variația unghiului λ . Când $\lambda = \pi$, figura 5.15.a, amplitudinea armonicilor este maximă. Când $\lambda = \frac{2}{3}\pi$ (120° el.), amplitudinea armonicii de bază este din valoarea maximă, pe care o are când $\lambda = \pi$.

Pentru ca amplitudinea armonicii de bază să fie $220\sqrt{2}$ conform (5.14) în cazul unghiului de conducție $\lambda = \pi$ va trebui ca în circuitul intermediar să avem tensiunea:

$$U_{i, \lambda = \pi} = \frac{\pi}{2} 220\sqrt{2} = 480 \text{ V.}$$

Iar în cazul când $\lambda = \frac{2}{3}\pi$

$$U_{i, \lambda = 2/3\pi} = \frac{\pi}{3} 220\sqrt{2} \frac{1}{\sin \frac{\pi}{3}} = 564 \text{ V.}$$

Amplitudinea armonicii de bază poate fi reglată și menținută constantă atunci când tensiunea în circuitul intermediar de curent continuu variază între 488 și 564 V prin modificarea unghiului de conducție între $\lambda = \pi$ și $\lambda = \frac{2}{3}\pi$.

Amplitudinea armonicii de bază raportată la valoarea ei maximă, care are loc la $\lambda = \pi$, din relația (5.14) se scrie:

$$f_1 = \frac{u_{RN1}}{u_{RN1 \max}} = \sin \frac{\lambda}{2} \quad (5.16)$$

Relația (5.16) a fost reprezentată în figura 5.16. Deoarece reglarea unghiului de conducție conform relației (5.16) prezintă unele dificultăți, se va verifica eroarea introdusă prin aplicarea unei legi liniare. Ecuația dreptei care trece prin punctele extreme ale domeniului de variație pentru unghiul λ este:

$$f_2 = 0,4 \frac{\lambda}{\pi} + 0,6 \quad (5.17)$$

Abaterea relației aproximative (5.17) față de relația (5.16) este:

$$E = f_1 - f_2 = \sin \frac{\lambda}{2} - (0,4 \frac{\lambda}{\pi} + 0,6) \quad (5.18)$$

Eroarea maximă va avea loc la unghiul pentru care se anulează derivată expresiei (5.18)

$$\frac{dE}{d\lambda} = \frac{1}{2} \cos \frac{\lambda}{2} - \frac{0,4}{\pi} \quad (5.19)$$

$$\frac{\lambda}{2} = \arccos \frac{0,8}{\pi} = 1,313 \quad (5.20)$$

Înlocuind pe $\frac{\lambda}{2}$ din expresia (5.20) în expresia (5.18) se obține eroarea maximă $E_{\max} = 0,032$, ceea ce în procente reprezintă 3,37%. Eroarea este mică, motiv pentru care se poate adopta legea de comandă a unghiului de conducție conform relației (5.17).

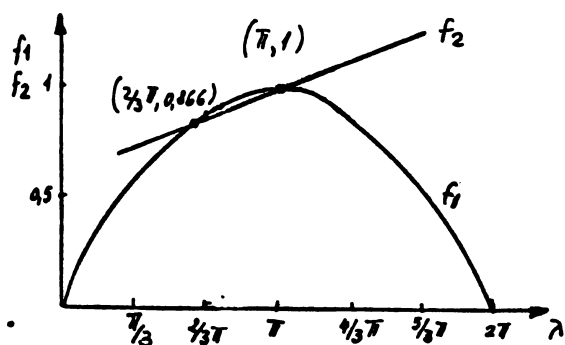


Fig.5.16. Dependența amplitudinii armonicii de bază de unghiul de conducție.

Pentru alegerea dispozitivelor semiconductoare și dimensionării circuitului de comutație este necesară cunoașterea curentului preluat de motorul asincron alimentat de la invertorul de tensiune conform

figurii 5.13.

5.2.1. Modelarea alimentării motorului asincron de la inverterul cu frecvență fixă și tensiune de ieșire stabilizată.

Modelarea se va realiza cu ajutorul modelului analogic al motorului asincron realizat în capitolul 4, alimentat de la modelul analogic al inverterului conform figurii 5.13, avînd unghiul de conducție reglat în vederea stabilizării tensiunii de ieșire.

Modelul analogic al inverterului se prezintă în figura 5.17.

La borna R se aplică o tensiune sinusoidală de amplitudine constantă. Montajele realizate cu ajutorul amplificatoarelor operaționale A01 și A02 defazează tensiunea pe care o primesc la intrare cu câte $120^\circ / 3.1/$, formînd un sistem trifazat simetric.

Circuitul integrat LM 139 conține patru comparatoare, avînd la ieșire un tranzistor cu colectorul în gol. În momentul în care tensiunea la intrarea neînversoare a comparatorului C_1 devine mai mică decît la intrarea inversoare, la ieșirea comparatorului va apărea tensiunea negativă de saturație. La comparatorul C_2 lucrurile se petrec la fel pentru cealaltă alternanță în care scop la intrarea inversoare se aduce o tensiune egală și cu semn schimbat față de comparatorul C_1 . Cînd tranzistorul final al comparatorului C_2 nu conduce, de pe rezistența semireglabilă se va obține o tensiune pozitivă. Cînd la ieșirea comparatorului C_2 apare tensiunea de -15 V , dioda D_1 se blochează, aducînd potențialul cursorului lui RE_2 la 0 V . Cele două dreptunghiuri de polarități în conformitate cu alternanțele tensiunii sinusoidale se adună în amplificatorul operațional A03, furnizînd la ieșire o tensiune alternativă. Lățimea dreptunghiurilor va fi maximă, $\lambda = \pi$, dacă la potențiometrul P se aplică 0 V și se va micșora pe măsură ce potențialul cursorului se micșorează.

Regulatorul tensiunii de ieșire a inverterului acționează asupra unghiului de conducție așa fel încît la tensiunea continuă minimă aplicată inverterului unghiul de conducție să fie $\lambda = \pi$ iar la tensiunea maximă $\lambda = \frac{2}{3}\pi$. La modelul analogic al inverterului se stabilește unghiul de conducție după care tensiunea de ieșire se mărește la valoarea corespunzătoare.

Amplificatoarele operaționale A06 și A07 realizează operațiile conform matricei (4.1), furnizînd la ieșire tensiunile u_{r1} și u_{rv1} .

Amplificatorul operațional A010 furnizează la ieșire o tensiune de 10 V cînd potențiometrul P are cursorul la 0 V și o tensiune de $11,5\text{ V}$ cînd cursorul potențiometrului este la cealaltă extremitate.

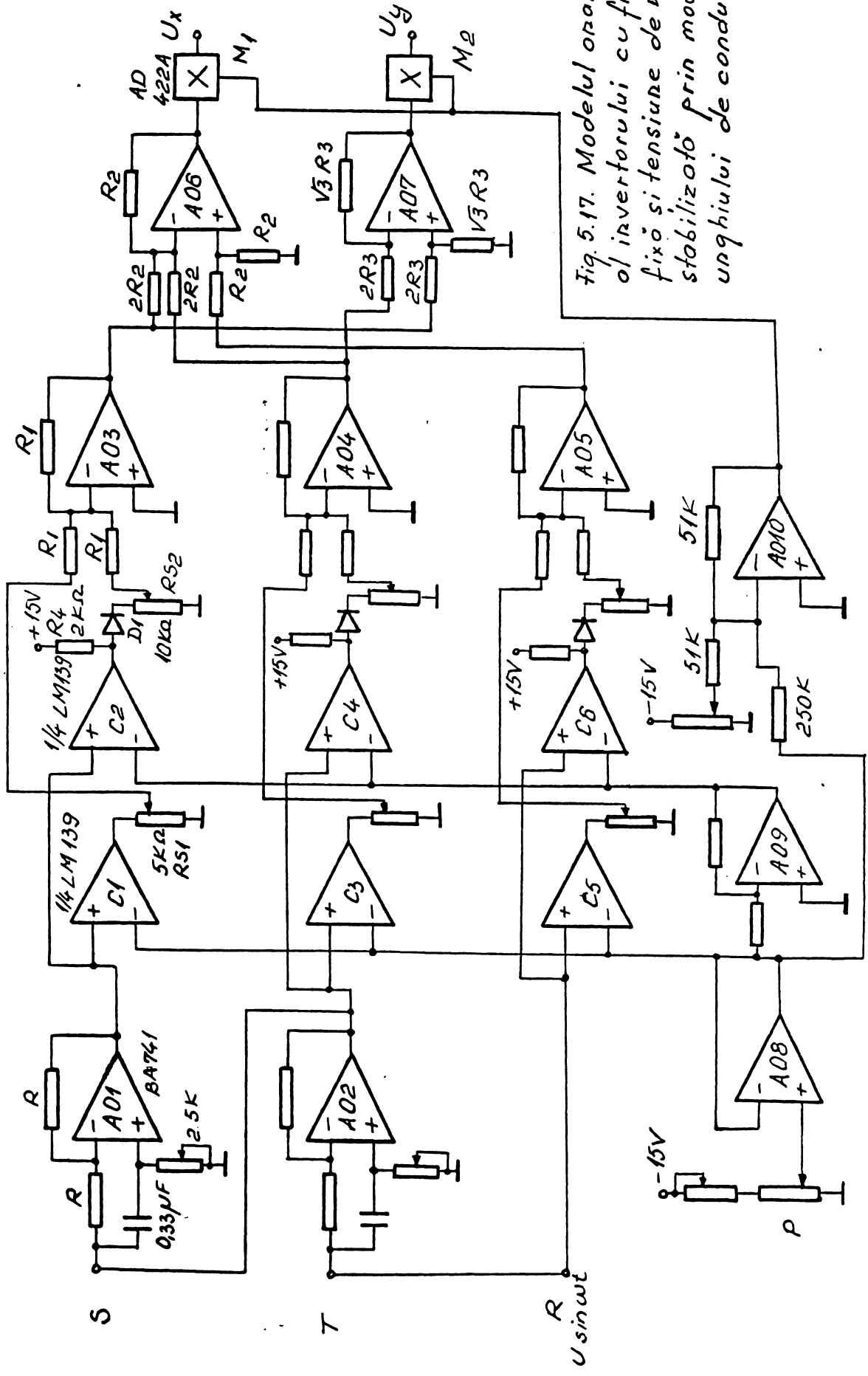


Fig. 5.17. Modelul analogic al invertorului cu frecvență fixă și tensiune de ieșire stabilizată prin modificarea unghiului de conducție.

Tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional AO 10 se aplică multiplicatoarelor M_1 și M_2 , cu ea amplificându-se tensiunile u_{rv1} și u_{rv1} aplicate la celelalte intrări ale multiplicatoarelor. Se obține în final rezultatul dorit, la unghiul de conducție de $\frac{2}{3}\pi$ amplitudinea armonicii de bază este egală cu cea care există la unghi de conducție $\lambda = \pi$. Precizăm faptul că multiplicatoarele folosite sînt de tipul AD 422 A (Analog Devices) care oferă produsul divizat cu 10.

5.2.2. Inregistrarea curentului preluat de motorul asincron alimentat de la inverter cu frecvență fixă și tensiune de ieșire stabilizată

În cele ce urmează se prezintă curenții preluați de motorul SZUe 44b, a cărui model analogic a fost realizat de autor în capitolul 4, în cazul alimentării de la inverter de tensiune cu frecvență fixă și tensiune de ieșire stabilizată prin modificarea unghiului de conducție.

După prezentarea oscilogramelor se discută modul de folosire a lor la dimensionarea inverterului.

Pentru folosirea oscilogramelor și pentru alte motoare s-a folosit etalonarea în unități relative (u.r.), știind că pentru tensiune $U_{ba} = 310$ V iar pentru curent, în cazul motorului SZUe 44b $I_{ba} = 11,8$ A.

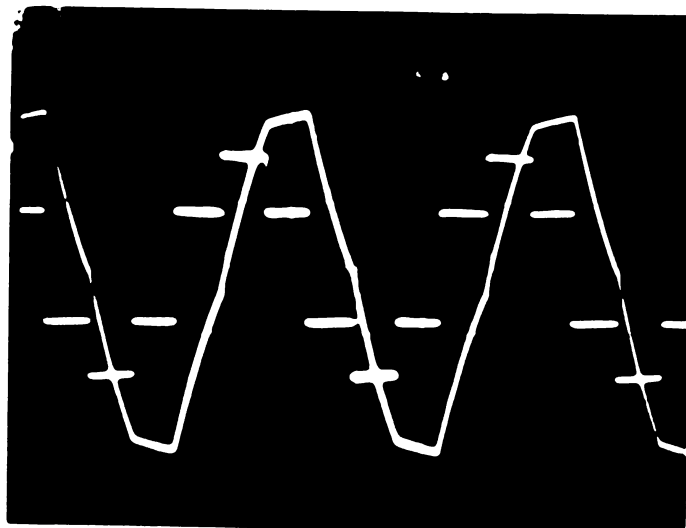
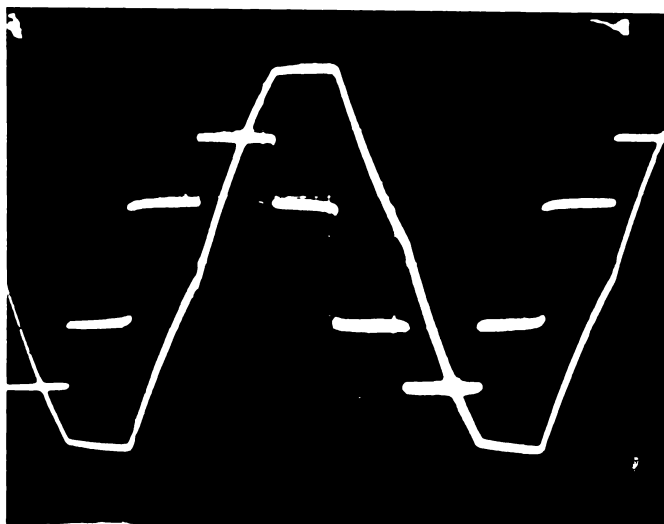
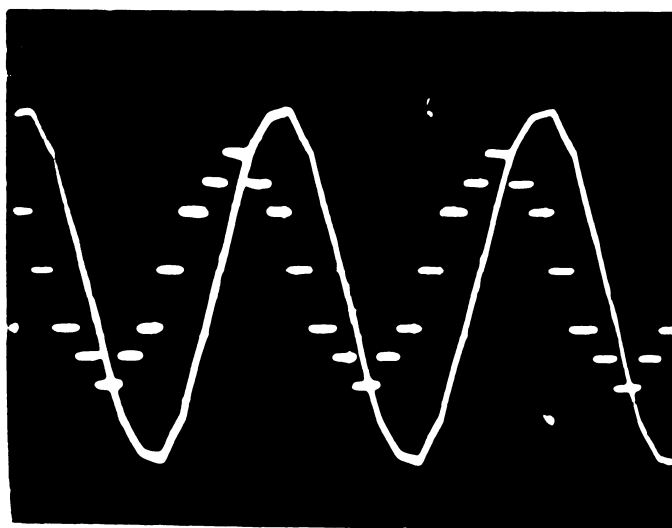


Fig.5.18. Curentul de fază la pornirea motorului asincron alimentat de la inverter cu frecvență fixă și tensiune de ieșire stabilizată.
Tensiunea: 0,5 u.r./div.
Curentul: 2 u.r./div.
Frecvența: 50 Hz

1,2 - unghi de conducție 180° ei.

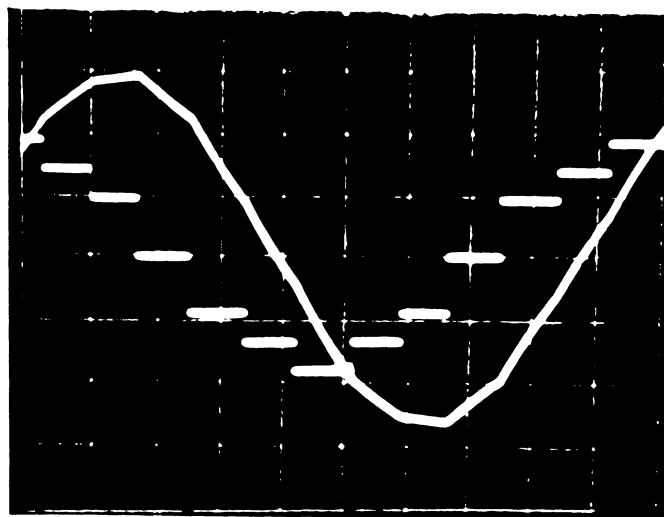


2.

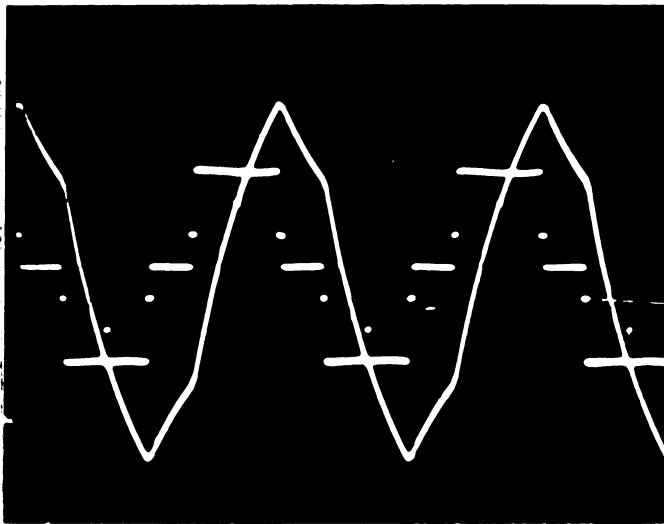


3.

3,4 - unghi de conducție
150° el.

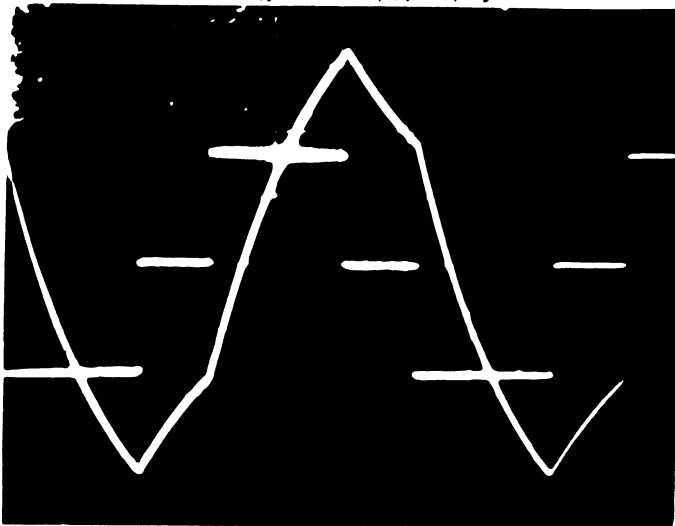


4.



5,6- unghi de conducție
 120° el.

5.



6.

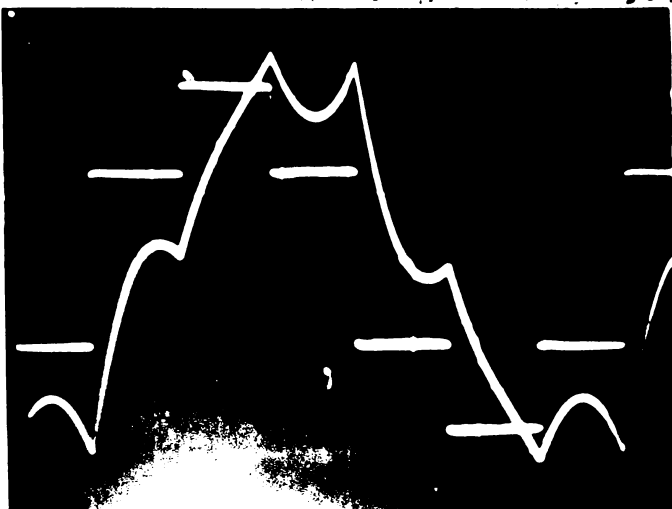
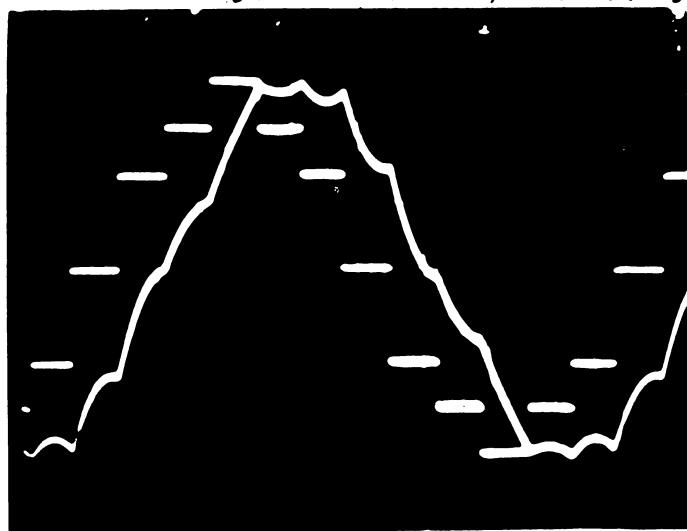


Fig.5.19. Curentul de fază
în timpul funcționării moto-
rului asincron la turația și
sarcina nominală, fiind ali-
mentat de la inverter cu
frecvență fixă și tensiune
de ieșire stabilizată.

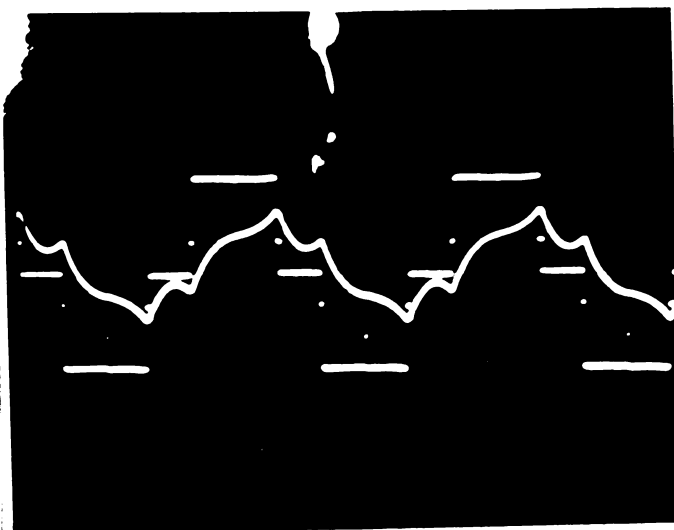
1- Tensiunea 0,33 u.r./div.

Curentul 0,5 u.r./div.

unghiul de conducție 180° el.



- 2. Tensiunea 0,33 u.r./div.
Curentul 0,5 u.r./div.
Unghiul de conducție 150°el.



- 3. Tensiunea 0,5 u.r./div.
Curentul 2 u.r./div.
Unghiul de conducție 120°el.

În oscilogramele din figurile 5.18 și 5.19 momentul comutației se observă ușor, ea având loc când tensiunea se anulează. Comparând curenții în momentul comutației în cazul celor trei unghiuri de conducție luate ca exemplu, se constată că ei sînt aproximativ egali la pornire și ceva mai mari în timpul funcționării când unghiul de conducție este 180°el.

Cel mai mare curent în timpul comutației va avea loc când toate motoarele serviciilor auxiliare funcționează cu turația și sarcina nominală cu excepția celui de al doilea compresor care pornește. Pentru calculul curentului maxim din timpul comutației se citește curentul corespunzător acestui moment în figura 5.19.1, se amplifică cu curentul de bază al motoarelor serviciilor auxiliare mai puțin

un compresor și se adaugă curentul în momentul comutației la pornirea compresorului, obținut prin înmulțirea curentului citit în figura 5.18.2 cu curentul de bază al compresorului.

Tiristoarele principale și diodele antiparalele se aleg pe baza curentului mediu care trece prin ele. Pentru aceasta se planimează suprafața curent timp din figura 5.19.1 iar rezultatul planimetrării se împarte la durata unei perioade, obținându-se curentul mediu în unități relative. Curentul mediu care străbate fiecare dispozitiv semiconductor se obține prin înmulțirea cu curentul de bază al tuturor serviciilor auxiliare. Se va face verificarea pentru curentul de pornire al compresoarelor conform exemplelor tratate în literatură /5.9, 5.19, 5.25/, folosind curbele de supracurent date în cataloage.

Oscilogramele din figurile 5.18 și 5.19 dau o indicație asupra lungimii minime a impulsului de aprindere, deoarece curentul de sarcină se stabilește după un anumit timp de la aplicarea impulsului conform algoritmului de comandă.

5.2.3. Traiectoria vectorilor reprezentativi ai tensiunilor și curenților în cazul alimentării motorului asincron de la invertorul cu frecvență fixă și tensiune de ieșire stabilizată prin modificarea unghiului de conducție

Studiul fenomenelor electromagnetice din mașinile electrice cu ajutorul vectorilor reprezentativi este foarte demonstrativ și eficient /5.11, 5.16/.

Reluăm calculele efectuate pe model în paragraful precedent și prezentăm traiectoriile vârfului vectorului reprezentativ, obținute pe ecranul osciloscopului prin utilizarea acestuia în modul de funcționare xy, aplicând pe direcția x mărimile de pe axa u iar pe direcția y mărimile de pe axa v.

În figura 5.20 se prezintă traiectoriile vîrfurilor vectorilor reprezentativi ai tensiunilor obținute de la modelul analogic al invertorului. Vîrfurile hexagonului și respectiv stelei sînt puternic luminate datorită vitezei mici de rotație a vectorului reprezentativ pe aceste porțiuni. Aceste momente coincid cu porțiunile de tensiune constantă din diagrama tensiune funcție de timp. Momentele de comutație sînt slab vizibile pe traiectoria vectorului reprezentativ datorită vitezei mari cu care se deplasează.

Faptul că traiectoria vectorului reprezentativ este un hexagon se numește simetrie hexalaterală și dă un indiciu asupra conținutului de armonici superioare. În cazul unei traiectorii simetrice a vectorului reprezentativ armonicile superioare pot fi numai de ordinul /5.16/ :

$$\nu = 1 + gk \quad (5.21)$$

unde: $k = \dots -2, -1, 0, 1, 2, \dots$ și g este ordinul de multiplicitate al simetriei. În cazul figurii 5.20 $g=6$ luând valorile:

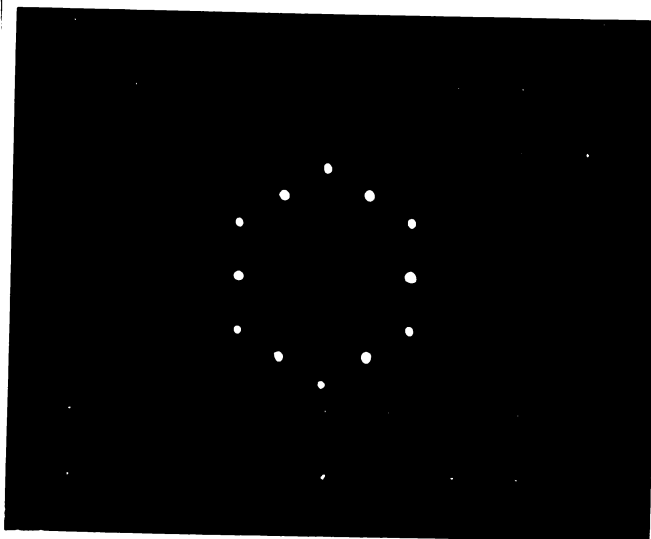
$$\nu = \dots -11, -5, 1, 7, 13, \dots$$

armonicile superioare negative sînt de succesiune inversă.

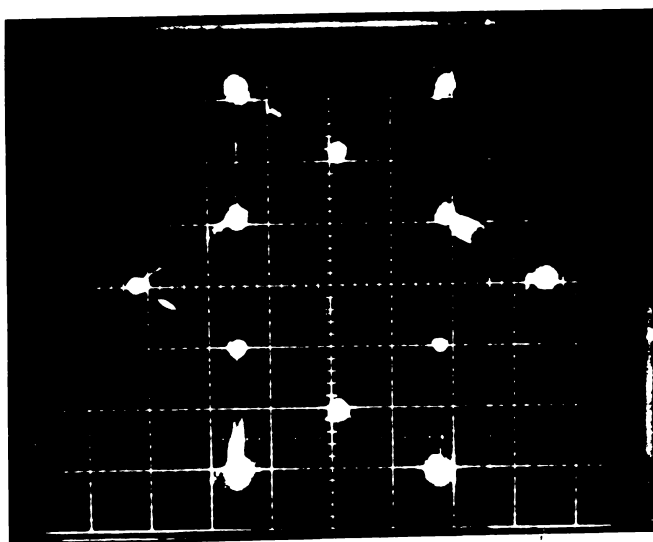


Fig.5.20. Traiectoriile vârfulor vectorilor reprezentativi ai tensiunilor obținute la ieșirea invertorului cu unghi de conducție reglabil.

a. - unghi de conducție 180° el.



b. - unghi de conducție cuprins între 180° și 120° el. (mai puțin limitele).



c.-unghi de conducție de 120° el. sau mai mic.

Vectorii reprezentativi ai curenților pot fi ușor imaginați pe traiectoriile lor din figurile 5.21 și 5.22, care au fost divizate la intervale de timp egale cu ajutorul unui întrerupător analogic, electronic. Faptul că segmente de lungimi egale apar pe traiectoriile din figurile 5.21 și 5.22 când mai mari când mai mici indică sugestiv viteza unghiulară a vectorului reprezentativ. Datorită întreruperii curentului după axa u , în vederea divizării traiectoriei a apărut linia de zero (orizontală) care nu face parte din traiectoria vectorului reprezentativ.

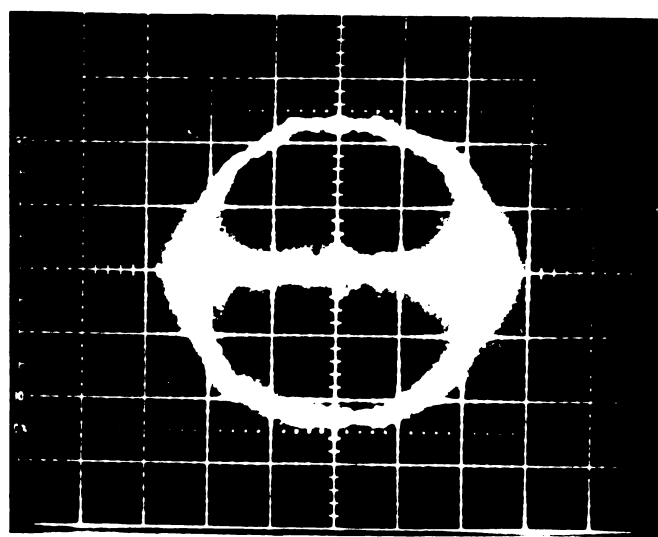
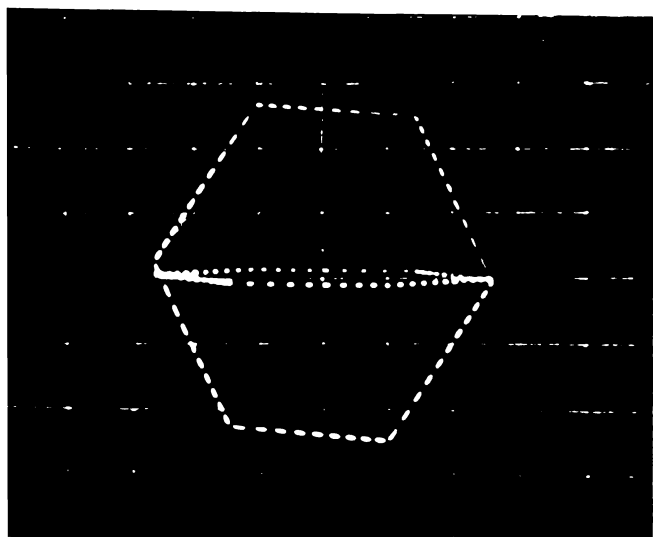


Fig.5.21.Traiestoria vârfului vectorului reprezentativ al curentului la pornire. a- unghi de conducție 180° el. b- unghi de conducție de 150° el.

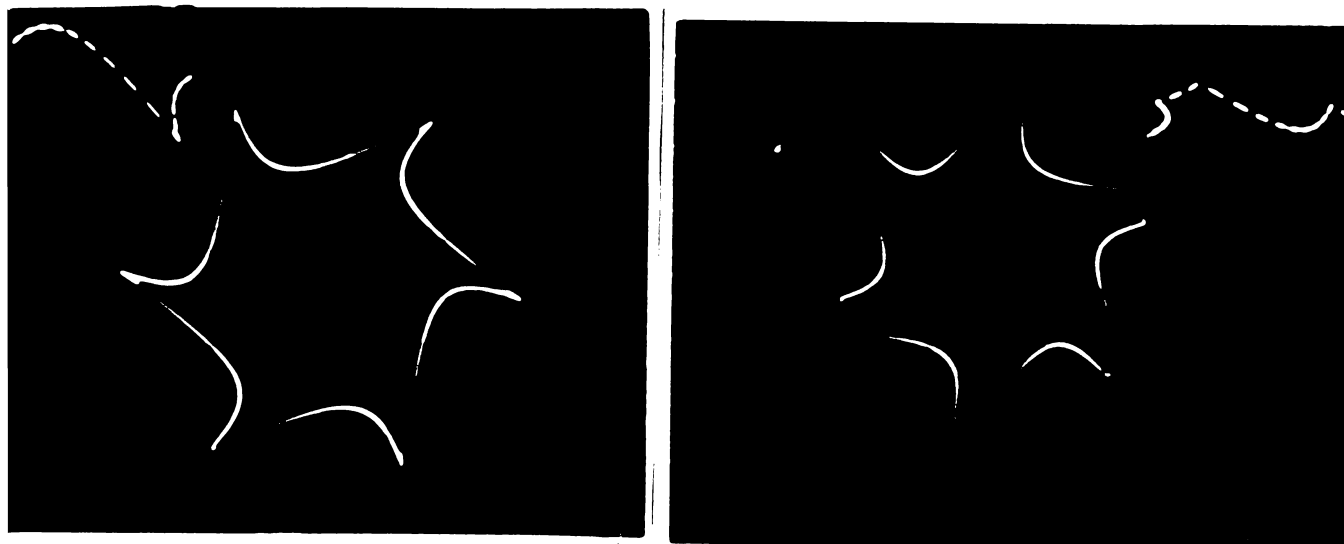


Fig.5.22. Traiectoria vârfului vectorului reprezentativ al curentului la funcționarea motorului cu turație și sarcină nominală. a- unghiul de conducție 180° el. b- unghiul de conducție 150° el.

5.2.4. Trasarea familiei de caracteristici mecanice ale motorului SZUe 44b alimentat de la invertorul cu frecvență fixă și tensiune de ieșire stabilizată prin modificarea unghiului de conducție

Familia de caracteristici mecanice ale motorului asincron SZUe 44b, avînd ca parametru unghiul de conducție, s-a trasat cu ajutorul înregistratorului xy, conectat la bornele pentru cuplu și viteză unghiulară ale modelului analogic al motorului asincron. În figura 5.23 se prezintă caracteristici pentru unghiurile de conducție 180° , 150° și 120° el., valoarea armonicilor de bază a tensiunii fiind constantă.

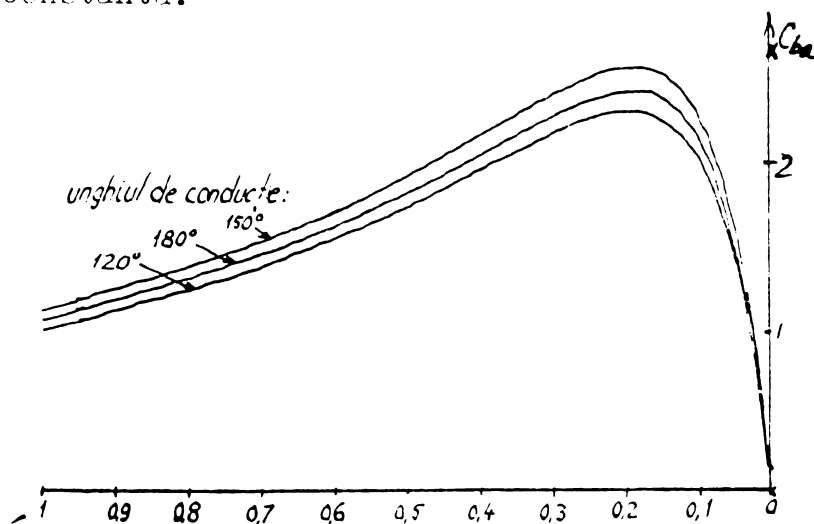


Fig.5.23. Caracteristicile mecanice ale motorului asincron SZUe 44b alimentat cu tensiune de la invertorul cu unghi de conducție variabil.

În figura 5.23 se constată că deși amplitudinea armonicii de bază a tensiunii este aceeași caracteristicile mecanice sînt diferite pentru unghiuri de conducție diferite, fapt datorat armonicilor superioare. Conform relației 5.40 la unghiul de conducție de 144° el. armonica de ordinul cinci se anulează iar conform relațiilor 5.11-5.13 armonica de ordinul cinci este de succesiune inversă. Aceasta este explicația faptului că în cazul unghiului de conducție de 150° caracteristica este superioară celorlalte.

5.2.5. Funcționarea și comutația invertorului cu unghi de conducție variabil

Invertorul prezentat în figura 5.13 a fost utilizat de un colectiv din care a făcut parte și autorul, /5-13/, pentru reglarea turației unui motor asincron. În acest caz algoritmul de comandă este simplu și începe prin încărcarea condensatoarelor. În cazul unghiului de conducție variabil este posibilă folosirea unui algoritm obținut pe cale analogică, pe baza schemei conform figurii 5.17, în care pe frontul de creștere în mărime absolută a tensiunii dreptunghiulare se comandă tiristorul principal iar pe cel de descreștere cel de stingere.

O altă posibilitate este cea din figura 5.34 în care pentru modificarea unghiului la numărătorul doi se introduc sau se anulează impulsuri. Cu cît factorul de divizare al numărătoarelor este mai mare cu atît este mai mare finețea de reglaj al unghiului.

Fiabilitatea invertorului depinde de calitățile de blocare ale tiristoarelor de forță și de capacitatea de comutație a circuitului de comutație, probleme tratate în literatură /5.9, 5.19, 5.25/ și respectiv /5.22 și 5.23/.

În momentul trecerii prin zero a curentului prin tiristor, ca urmare a comutației, în tabletă există încă purtători de sarcină înmagazinați care fac să apară un curent invers prin tiristor. Numai după ce purtătorii din zonele joncțiunilor s-au recombinat tiristorul poate să preia tensiune în sens direct. Ca urmare a aplicării tensiunii negative pe tiristor curentul invers crește cu o viteză foarte mare și apoi descrește lent. Fenomenul este numit efectul acumulării purtătorilor de sarcină. Modul de desfășurare a fenomenelor se prezintă în figura 5.24. Timpul t_q , numit de revenire, este o mărime specifică tiristorului și el reprezintă timpul după care

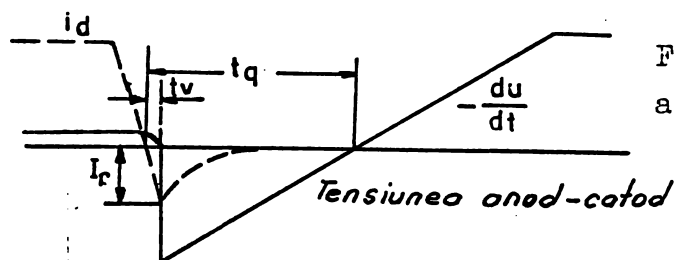


Fig.5.24. Ieșirea din conducție a tiristorului.

tiristorul poate prelua tensiuni pozitive. Acest timp este influențat /5.9/ de temperatura tabletei, viteza de variație a curentului și valoarea sa și de tensiunea de blocare aplicată la comutație.

Conform schemei din figura 5.13 la un moment dat conduc tiristoarele T_{a1} și T_{c2} . Cu ocazia ultimei stingeri la care a participat, condensatorul C_{a1} s-a încărcat cu polaritate negativă spre anodul tiristorului auxiliar t_{a1} . La introducerea în conducție a tiristorului T_{a1} s-a închis circuitul oscilant format din dioda d_{a1} , inductivitatea l_{a1} și condensatorul C_{a1} prin care s-a inversat polaritatea tensiunii de pe condensator. Dacă circuitul care se închide prin introducerea în conducție a tiristorului t_{a1} are o inductivitate neglijabilă, comutația curentului de sarcină de la tiristorul principal T_{a1} , la cel de stingere t_{a1} , se face cu o viteză foarte mare.

Prin introducerea în conducție a tiristorului t_{a1} condensatorul C_{a1} se introduce în trei circuite, circuite prezentate în schema din figura 5.25.

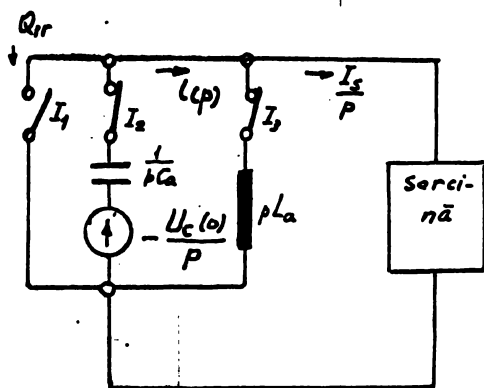


Fig.5.25. Schema echivalentă operațională pentru circuitul de comutație.

Primul circuit este format din tiristorul principal care la aplicarea tensiunii de blocare conduce un curent invers, pierzându-se de pe condensator o sarcină egală cu Q_{rr} , sarcina purtătorilor din joncțiunea pn. Sarcina electrică pierdută de pe condensatorul de comutație este sub 2%, putînd fi neglijată.

Al doilea circuit este format din inductivitatea L_a și dioda D_{a1}

Rolul inductivității L_a este de a nu permite descărcarea condensatorului C_{a1} prin dioda de nul D_{a1} , știut fiind că la tensiune inversă mică timpul de revenire, t_q al tiristorului crește de 2-3 ori.

Al treilea circuit este cel de sarcină, pentru care tensiunea de pe condensator apare înseriată cu a sursei.

Dimensionarea circuitului de comutație se poate face cu ajutorul relațiilor prezentate în /5.10/:

$$C_a \geq \frac{\beta_0 I_{smax} t_q}{U_{c(o)} \operatorname{arc} \operatorname{tg} \beta_0} \quad (5.22)$$

$$L_a \geq \frac{U_{c(o)} t_q}{\beta_0 I_{smax} \operatorname{arc} \operatorname{tg} \beta_0} \quad (5.23)$$

β_0 este raportul dintre amplitudinea curentului prin C_a și I_{smax} . O soluție superioară pentru dimensionarea circuitului de comutație și pentru studiul capabilității de comutație a acestuia ne oferă încadrarea circuitului în unul din cazurile studiate în /5.22, 5.23/. În acest scop autorul a dedus relația pentru unghiul de blocare pe baza căreia s-a stabilit apartenența la cazul 1-16 g.

Aplicînd legile lui Kirchoff pentru curenți și tensiuni la figura 5.25, se scrie:

$$i(p) = i_{La}(p) + \frac{I_s}{p} \quad (5.24)$$

$$i(p) \frac{1}{pC_a} + i_{La}(p) pL_a - \frac{U_{c(o)}}{p} = 0 \quad (5.25)$$

Introducem pe $i_{La}(p)$ din relația (5.24) în relația (5.25).

$$i(p) = \frac{U_{c(o)}}{p^2 L_a} - i(p) \frac{1}{p^2 C_a L_a} + \frac{I_s}{p} \quad (5.26)$$

după explicitarea lui $i(p)$ se obține:

$$i(p) = \frac{U_{c(o)} C_a + p I_s C_a L_a}{1 + p^2 C_a L_a} \quad (5.27)$$

notăm: $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_a L_a}} \quad (5.28)$

Introducînd notația (5.28) în relația (5.27) se obține forma operațională a curentului condensatorului C_a .

$$i(p) = \frac{U_c(o) \omega_o \sqrt{C_a/L_a} + pI_s}{\omega_o^2 + p^2} \quad (5.29)$$

Tensiunea pe condensator va avea următoarea formă operațională:

$$U_c(p) = \frac{U_c(o)}{p} - \frac{1}{pC_a} i(p) \quad (5.30)$$

Se introduce relația (5.29) în (5.30)

$$U_c(p) = \frac{U_c(o)}{p} - \frac{U_c(o) \omega_o \sqrt{C_a/L_a} + pI_s}{\omega_o^2 + p^2} \quad (5.31)$$

Se observă că rădăcinile polinomului de la numitor sînt $p_1=0$ și $p_{2,3} = \pm j\omega_o$. Aplicînd teorema dezvoltării în primă formă vom obține funcția original

$$U_c(t) = -U_c(o) - \frac{\omega_o U_c(o) \sqrt{C_a/L_a} + j\omega_o I_s}{-2\omega_o^2 C_a} e^{j\omega_o t} + \frac{\omega_o U_c(o) \sqrt{C_a/L_a} - j\omega_o I_s}{-2\omega_o^2 C_a} e^{-j\omega_o t} + U_c(o) \quad (5.32)$$

Expresia (5.32) se simplifică, devenind:

$$U_c(t) = U_c(o) \frac{e^{j\omega_o t} + e^{-j\omega_o t}}{2} - \frac{I_s}{\omega_o C_a} \frac{e^{j\omega_o t} - e^{-j\omega_o t}}{2j} = U_c(o) \cos \omega_o t + \frac{I_s}{C_a \omega_o} \sin \omega_o t \quad (5.33)$$

Se introduc notațiile specifice lucrărilor /5.22 și 5.23/

$$\rho_o = \sqrt{\frac{L_a}{C_a}} \quad (5.34)$$

$$\chi = \frac{\rho_o I_s}{U_i} \quad (5.35)$$

unde U_i este tensiunea din circuitul intermediar. Coeficientul χ se

numește coeficient de sarcină.

$$\xi = \frac{U_c(o) + E_k}{U_i} \quad (5.36)$$

unde E_k este tensiunea din circuitul de comutație. In circuitul de comutație din figura 5.13 nu apare E_k .

Unghiul de blocare θ , conform definiției din /5.22/, este unghiul $\omega_0 t$ de la începutul comutației pînă la anularea tensiunii inverse aplicate tiristorului pentru stingere. Unghiul de blocare în cazul nostru se obține prin anularea expresiei (5.33).

$$\operatorname{tg} \omega_0 t = \frac{U_c(o)}{\omega_0 I_s} = \frac{\xi}{\chi} \quad (5.37)$$

$$\theta = \omega_0 t = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{\xi}{\chi} \quad (5.38)$$

Expresia (5.38) este prezentă în tabelul 1.1 din /5.23/, circuitul de comutație din figura 5.13 încadrîndu-se în categoria circuitelor de comutație oscilante paralele, cazul 1-16 g. In lucrările /5.22 și 5.23/ se dă o metodă generală de calcul a circuitelor de comutație bazată pe diagramele de variație a unghiului de blocare în funcție de coeficientul de sarcină și avînd ca parametru coeficientul (5.36). Se poate face astfel o optimizare a circuitului de comutație.

5.3. Convertizor mono-trifazat cu frecvență și tensiune variabilă.

In cadrul acestui paragraf autorul prezintă cercetările efectuate de către un colectiv, condus de autor, în cadrul temei de cercetare " Convertizor static pentru alimentarea serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW și a ramei electrice de 1870 kW ", poziția de plan 1D2-1981, contract 908.

Preocupările și studiile efectuate pe linie de doctorat i-au permis autorului abordarea acestei teme și soluționarea ei într-un termen foarte scurt.

La elaborarea soluției autorul a căutat să satisfacă cerințele beneficiarilor de a avea un reglaj complet static și cît mai puține contactoare. O altă cerință pe care o rezolvă soluția dată este posibilitatea aplicării pe locomotivă cu minimum de modificări, astfel nu este necesară modificarea prizelor de pe transformator, se pot folosi aceleași motoare de acționare a serviciilor auxiliare, con-

vertizorul se poate instala în locul rămas liber după înlăturarea soluției vechi, etc.

Realizarea convertizorului nu ridică probleme deosebite, nu conține componente din import pe devize libere.

Pentru alegerea soluției autorul a consultat lucrări de specialitate /5.1, 5.3, 5.5, 5.10, 5.12, 5.20, 5.21, 5.22, 5.27, 5.29/, concepînd o schemă de convertizor care în partea de invertor folosește soluția cu încărcarea suplimentară a condensatorului de stingere, soluție adoptată și de firme din R.F.G. /5.27/ și U.R.S.S. /5.22/. Autorul a adoptat soluții noi pentru sursa de încărcare a condensatorului de stingere pentru a micșora tensiunea repartizată pe condensatoarele electrolitice ale acestei surse și a introdus o inductivitate în circuitul de comutație pentru a limita viteza de creștere a curentului prin tiristoarele de stingere.

Schema convertizorului se prezintă în figura 5.26 iar realizarea părții de forță în figura 5.27, introdusă în locul rămas disponibil din blocul S.8. În partea de redresor a convertizorului avem două redresoare comandate cu punct median, realizate cu tiristoarele TR1 și TR2 pentru alternanța pozitivă și TR3 și TR4 pentru alternanța negativă. Circuitul intermediar de curent continuu este realizat cu bobinele de netezire BN1 și BN2 și bateriile de condensatoare C1 și C2. Invertorul trifazat de tensiune este compus din tiristoarele principale T1 + T6, diodele de întoarcere D1 + D6 și circuitul de comutație realizat cu condensatorul C_k , bobinele de comutație L_{k1} și L_{k2} , conectat la tiristorul care trebuie să comute prin tiristoarele de comutație T_{k1} + T_{k6} .

Sursa suplimentară pentru încărcarea condensatorului de comutație este constituită din două punți redresoare monofazate necomandate P_1 și P_2 cu filtrele BNa1, Ca1 respectiv BNa2, Ca2. La aceste surse se menține tensiune constantă cu ajutorul variatorului de tensiune alternativă realizat cu tiristoarele Ta1 și Ta2.

Încărcarea condensatorului de stingere se face cu ajutorul tiristoarelor Td1 și Td2 prin bobina L_d , saturabilă, la curent constant.

În timpul comutației condensatorul de stingere își schimbă polaritatea și se încarcă la o anumită tensiune datorită închiderii prin el a curentului de sarcină. Tensiunea la care se încarcă condensatorul de comutație în timpul reîncărcării cu curentul de sarcină nu depășește valoarea absolută $/U_{c1} + U_{ca1}/$ datorită alegerii

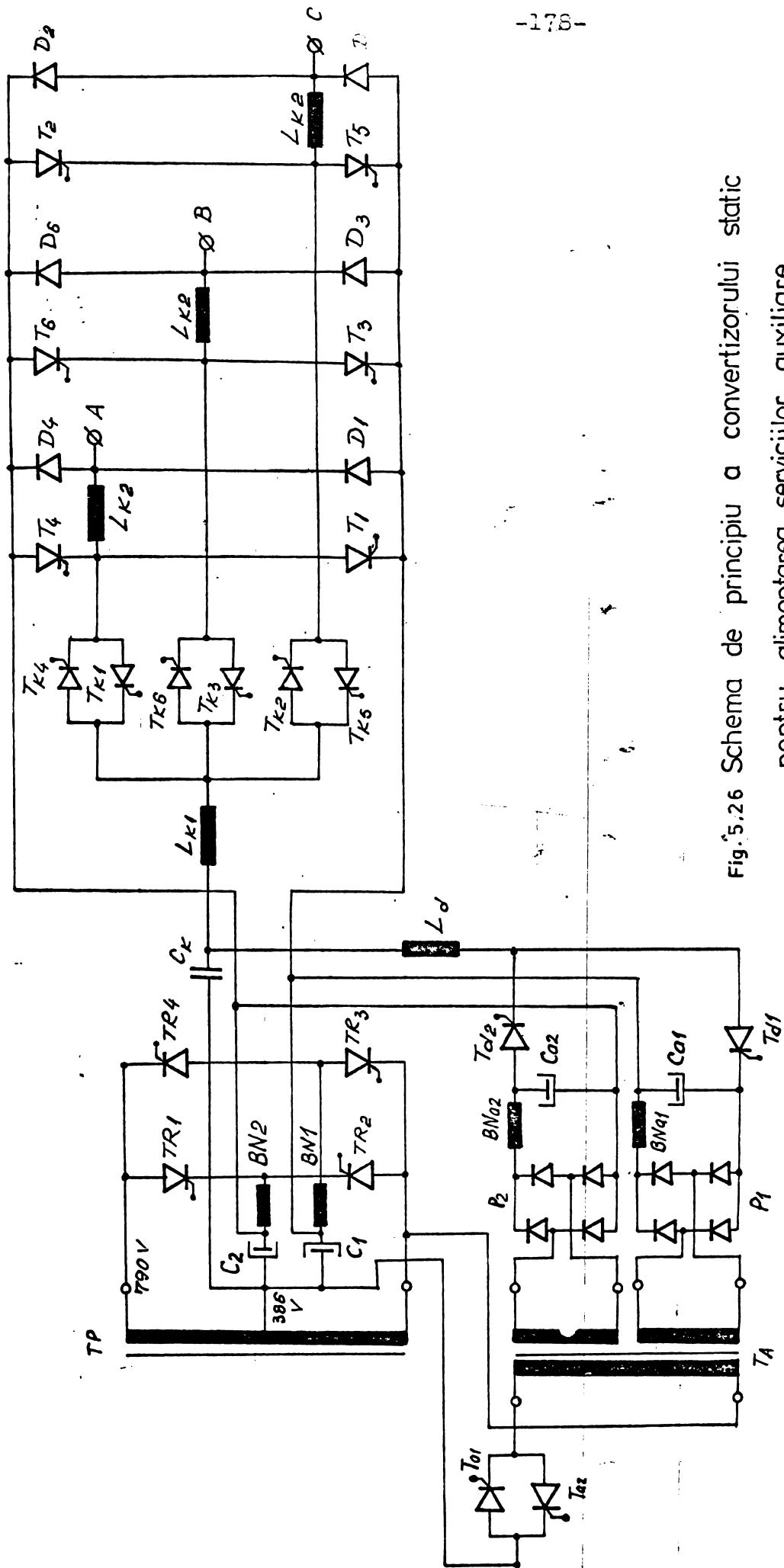


Fig.5.26 Schema de principiu a convertizorului static pentru alimentarea serviciilor auxiliare

tipului și dimensionării corespunzătoare a circuitului de comutație

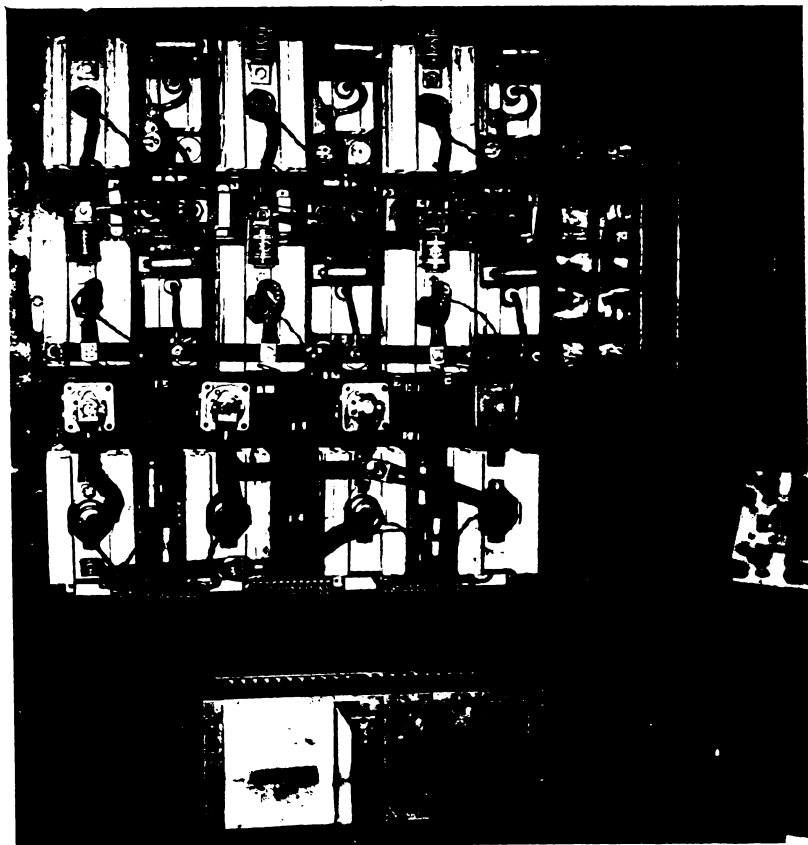


Fig.5.27. Fotografia părții de forță a convertizorului mono-trifazat pentru alimentarea serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW.

Pentru a avea un conținut minim de armonici superioare în tensiunea furnizată de inverter și pentru a elimina armonica de ordinul cinci, de succesiune inversă, se va calcula unghiul de conducție la care această armonică se anulează. Anularea armonicii de ordinul cinci are loc când:

$$\sin \frac{5\lambda}{2} = 0 \quad (5.39)$$

Rezolvând ecuația (5.39) rezultă pentru λ : $\lambda = \frac{4\pi}{5}$ sau în grade $\lambda = 144^\circ \text{el.}$

Valoarea $\lambda = \frac{4\pi}{5}$ introdusă în relațiile (5.14) și (5.15) conduce la următoarele expresii pentru tensiunea de fază și de linie:

$$u_{RN} = \frac{2}{\pi} U_i [0,95 \cos \omega t + 0,083 \cos 7\omega t + 0,086 \cos(-11\omega t) + \dots] \quad (5.40)$$

$$u_{ST} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_i [0,95 \sin \omega t + 0,083 \sin 7\omega t - 0,086 \sin(-11\omega t) + \dots] \quad (5.41)$$

Pentru a avea armonica de bază a tensiunii de fază de 220 V, respectiv 380 V armonica de bază a tensiunii de linie, este necesar să avem în circuitul intermediar tensiunea U_i :

$$U_i = \sqrt{2} \cdot 220 \cdot \frac{1}{2 \cdot 0,95} = 514 \text{ V} \quad (5.42)$$

valoare obținută din relația (5.40) din care s-a reținut numai armonica de bază.

Față de cazul unghiului de conducție de 180° în cazul unghiului de conducție de 144° el. este necesară în circuitul intermediar o tensiune cu 5% mai mare, ceea ce nu influențează sensibil clasa de tensiune a dispozitivelor semiconductoare. Faptul că din tensiune lipsește armonica de ordinul cinci are un dublu aspect binefăcător, lipsa curentului de ordinul cinci și lipsa cuplului de frînare produs de acesta care ar determina creșterea armonicii de bază a curentului. După cum se vede din figura 5.23 cuplul produs de armonica de ordinul cinci este de cca. 5,5% din cuplul produs de armonica de bază.

Redresorul comandat pentru alimentarea circuitului intermediar poate asigura tensiunea conform relației (5.42), începînd cu tensiunea la linia de contact de 18,47 kV. Dintre prizele transformatorului locomotivei pentru alimentarea serviciilor auxiliare se folosesc cele de 386 și 790 V, conform figurii 5.26. Redresorul cu punct median compus din tiristoarele TR1 și TR2 încarcă în alternanța pozitivă condensatorul C_2 . În alternanța negativă redresorul cu punct median compus din tiristoarele TR3 și TR4 încarcă condensatorul C_1 . În exterior tensiunea pe cele două baterii de condensatoare apare însumată iar divizarea pe baterii se menține riguros. Acest mod de realizare a circuitului intermediar de curent continuu asigură condiții normale de funcționare invertorului și permite folosirea de condensatoare electrolitice indigene.

5.3.1. Dispozitivele de comandă ale convertizorului mono-trifazat

Comanda și reglarea automată a convertizorului cuprinde patru grupe de dispozitive: comanda și reglarea redresorului comandat, comanda și reglarea variatorului de tensiune alternativă, comanda invertorului și dispozitive de protecție. Toate aceste dispozitive au fost concepute de autor.

Dispozitivele de comandă și reglare au fost realizate pe cablaje imprimate și fixate în rame care se introduc în sertarul figura 5.28, pe șine de ghidare.

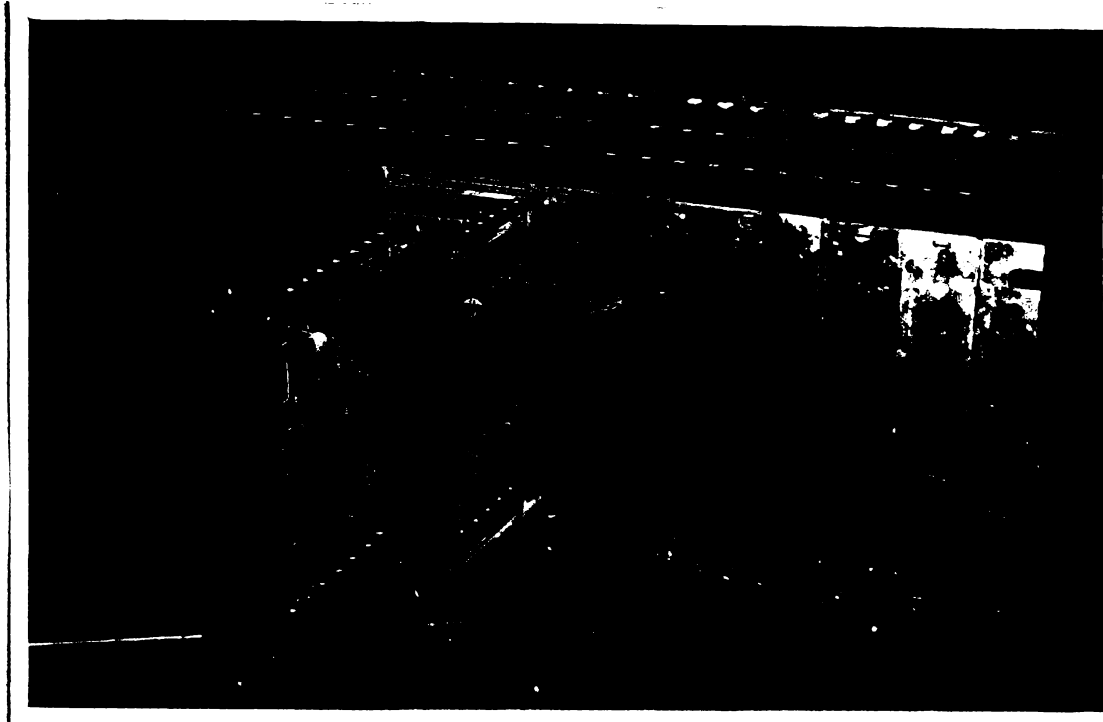


Fig.5.28. Sertar conținând dispozitivele de comandă și reglare ale convertizorului mono-trifazat pentru alimentarea serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW.

În figura 5.29 se prezintă cinci rame cu dispozitive care reprezintă: 1- dispozitivele de comandă și reglare ale redresorului și variatorului de tensiune alternativă, 2- generatorul de impulsuri pentru comanda invertorului, 3- amplificator de impulsuri pentru tiristoarele principale și convertor tensiune-frecvență, 4- amplificator de impulsuri pentru tiristoarele auxiliare, 5- dispozitiv de protecție.

Schema dispozitivului de comandă și reglare a redresorului se prezintă în figura 5.30. Elementul principal al dispozitivului de comandă pe poartă este circuitul integrat IC_1 , tip $\beta AA 145$. Circuitul integrat $\beta AA 145$ este conectat conform schemei indicate de producător în /5.30/. Tensiunea de sincronizare este de 40 V și se aplică la ambele dispozitive de comandă pe poartă de la același transformator. Tensiunea de comandă care se aplică la pină 6 al

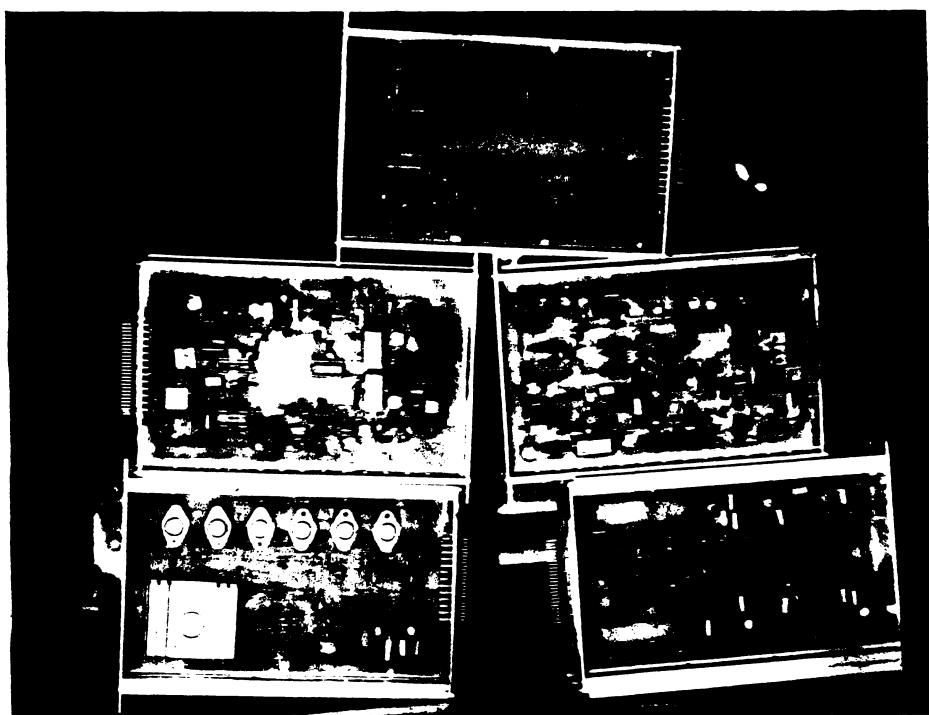


Fig.5.29. Fotografia plăcilor cu dispozitivele electronice de comandă și reglare a convertizorului mono-trifazat pentru alimentarea serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW.

circuitului integrat β AA 145 provine de la regulatorul de curent realizat cu amplificatorul operațional A03.

La punerea convertizorului în funcțiune se alimentează releul Rel, care anclanșând aplică la intrarea amplificatorului operațional A01 tensiunea culeasă de pe rezistența semireglabilă R_{S1} . Montajul realizat cu amplificatorul operațional A01, numit element de prescriere, transformă semnalul aplicat la intrare sub formă de treaptă în rampă cu panta reglabilă în funcție de elementele exterioare.

Amplificatorul operațional A02 împreună cu componentele exterioare constituie regulatorul de tensiune. La intrarea regulatorului se aplică valoarea prescrisă a tensiunii, pe la ieșirea dispozitivului de prescriere și valoarea măsurată, transmisă de un dispozitiv cu separare galvanică. Regulatorul de tensiune este de tip PI, având componenta P reglabilă în raportul 1:10 cu ajutorul rezistenței semireglabile R_2 . Tensiunea de ieșire a regulatorului de tensiune reprezintă valoarea prescrisă a curentului, care se aplică regulatorului de curent realizat cu amplificatorul operațional A03.

Sincronizare Integrator Regulator de tensiune Regulator de curent

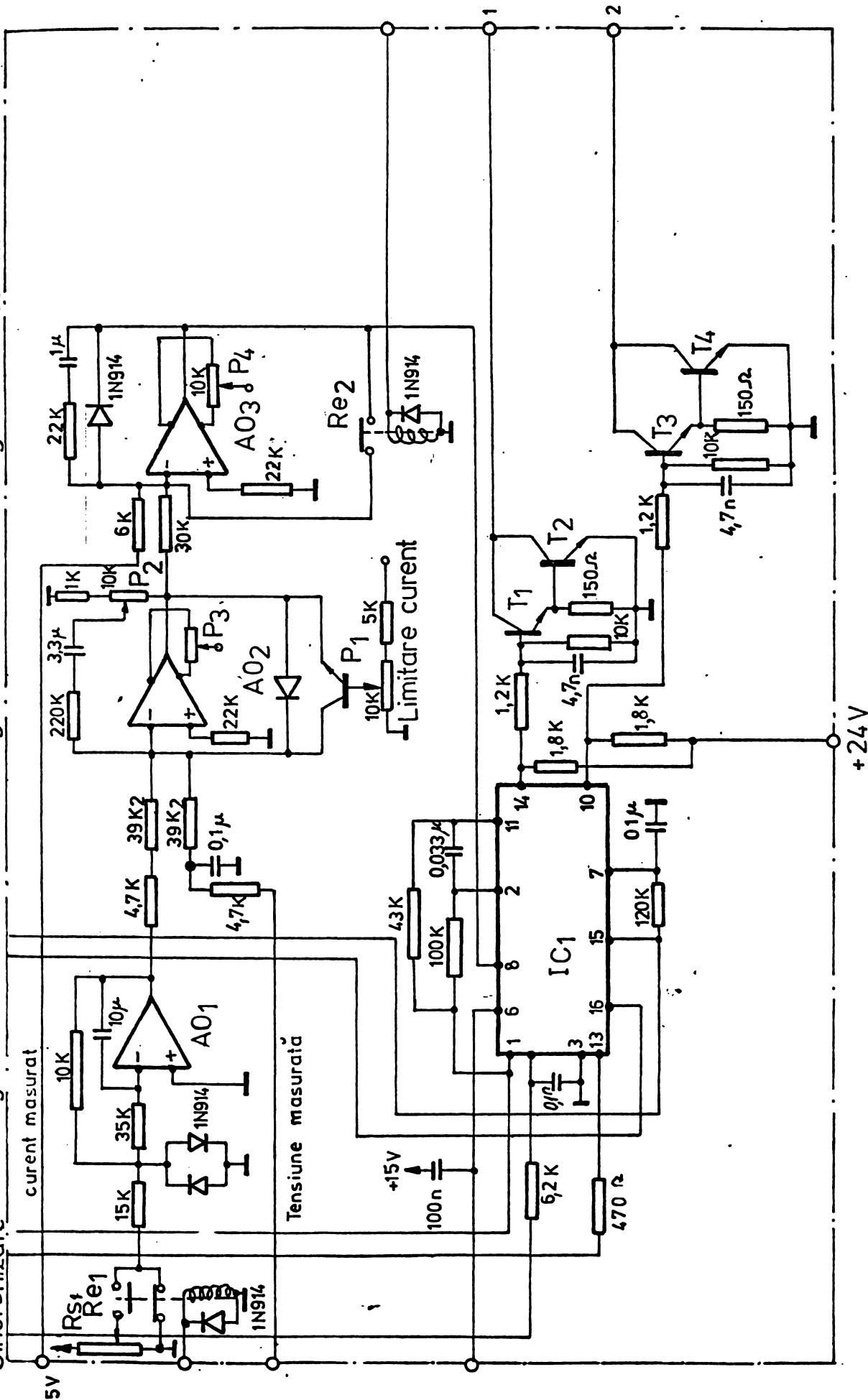


Fig. 5.30. Schema dispozitivului de comanda pe poarta si reglare a tensiunii redresorului.

Curentul se limitează cu ajutorul rezistenței semireglabile P_1 .

Transformatoarele de impuls pentru comanda tiristoarelor TR1-TR4 se leagă cu o bornă la tensiunea de +24 V iar cealaltă la bornele 1 și 2 ale plăcii cu dispozitivul de comandă pe poartă.

Variatorul de tensiune alternativă și cele două redresoare cu diode, care constituie sursa auxiliară pentru încărcarea condensatorului de stingere, au fost realizate ca subansamblu distinct, prezentat în figura 5.31. Comanda variatorului se face cu dispozitivul de comandă și reglare prezentat în figura 5.32.

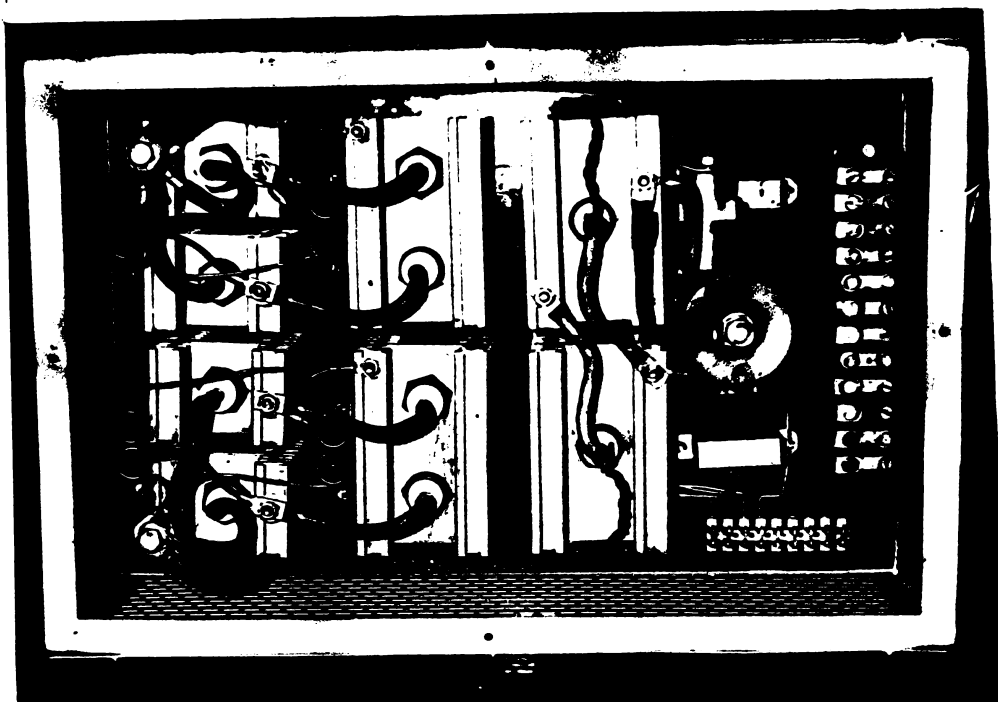


Fig.5.31. Fotografia variatorului de tensiune alternativă și a redresoarelor cu diode pentru sursele auxiliare de încărcare a condensatorului de stingere.

La realizarea dispozitivului de comandă pe poartă pentru tiristoarele antiparalele s-a folosit un circuit integrat tip β AA 145, care stabilește momentul din care începând se poate aplica impulsul de comandă. În acest scop la ieșirile 10 și 14 ale circuitului integrat sînt furnizate impulsuri de lățime mare (5 ms). Existența impulsului este marcată de apariția tensiunii 0V.

Comparatorul fereastră realizat cu amplificatoarele operaționale A02 și A03 sesizează momentul cînd curentul de alimentare a transformatorului TA figura 5.26 este zero. În acest scop, în circuitul

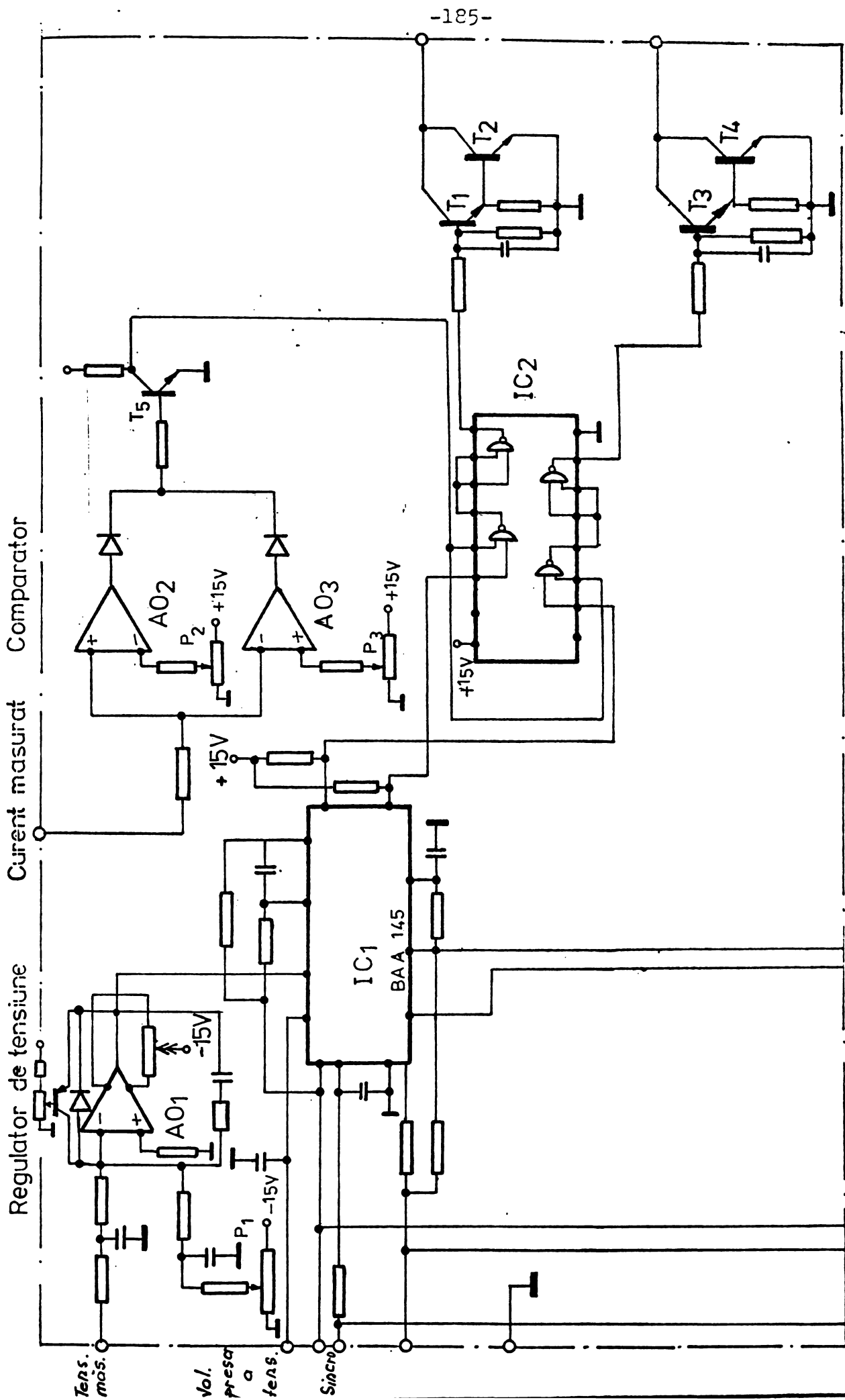


Fig. 5.32. Dispozitiv de comandă și reglare a variatorului de tensiune alternativă.

de alimentare a transformatorului TA există un transformator de curent, avînd secundarul conectat la o rezistență. O bornă a rezistenței este conectată la 0V iar cealaltă în locul indicat în figura 5.32. Cînd curentul este mai mare decît pragul reglat la rezistența semireglabilă P_2 sau mai mic decît valoarea reglată din rezistența semireglabilă P_3 ieșirile amplificatoarelor operaționale AO2 și AO3 vor fi la nivel H, introducînd tranzistorul T_5 în conducție. Cînd curentul devine mai mic, în valoare absolută, decît aceste limite, ieșirile amplificatoarelor operaționale vor fi la -15 V, tranzistorul T_5 rămînd blocat. Cînd curentul este zero se aplică semnal H la cele două porți NAND din circuitul integrat IC₂, de tip MZH 115, sigur la perturbații. Celelalte două porți din circuitul integrat sînt folosite ca inversoare. După aplicarea impulsului la tiristor, și stabilirea curentului, dispăre semnalul H de la comparator, anulîndu-se impulsul de aprindere. În felul acesta lățimea impulsului de aprindere este limitată la strictul necesar.

Regulatorul de tensiune acționează pentru stabilizarea tensiunii în circuitul surselor auxiliare. Tensiunea măsurată pe capacitatea Cal de către un dispozitiv cu separare galvanică este introdusă pe intrarea regulatorului. Valoarea prescrisă a tensiunii se fixează din rezistența semireglabilă P_1 .

Timpii la care trebuie aplicate impulsurile de aprindere la tiristoarele inverterului, în vederea realizării algoritmului de comandă care să asigure unghiul de conducție de 144° el., sînt indicați în figura 5.33. O perioadă a inverterului durează 30 de impulsuri de tact. Tiristorul T_1 primește impuls de aprindere de la tactul zero pînă la tactul 5. Lățimea acestui impuls este de 60° el., dar față de începutul armonicii de bază sfîrșitul impulsului are loc la 78° el.

Pentru realizarea economică a transformatoarelor de impuls tiristoarelor de forță li se aplică trenuri de impulsuri cu frecvența de 10 kHz, avînd durata corespunzătoare unghiului de 60° el.

De la tactul 5 pînă la 10 se aplică impuls de comandă tiristorului T_2 și așa mai departe.

Schema dispozitivului care generează impulsuri de comandă conform diagramei din figura 5.33 este prezentată în figura 5.34. Numărătorul N_1 are factorul de divizare $p=5$; după cinci tacte dă un impuls numărătorului în inel NI 1 cu șase celule. Nivelul H se va afla numai la una din cele șase ieșiri ale numărătorului în inel și

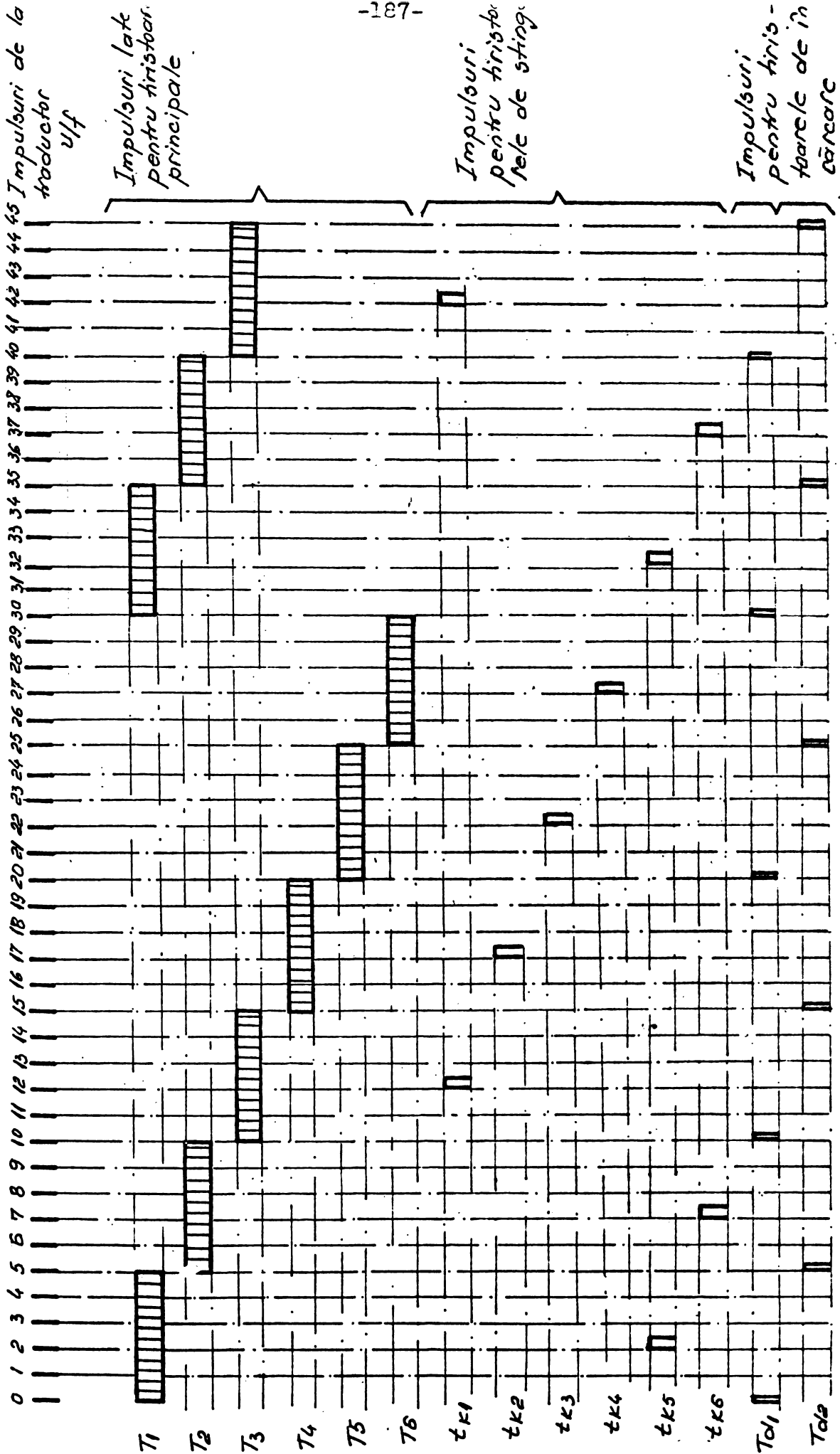


Fig. 5.33. Diagrama impulsurilor de comandă pentru triistoarele invertorului

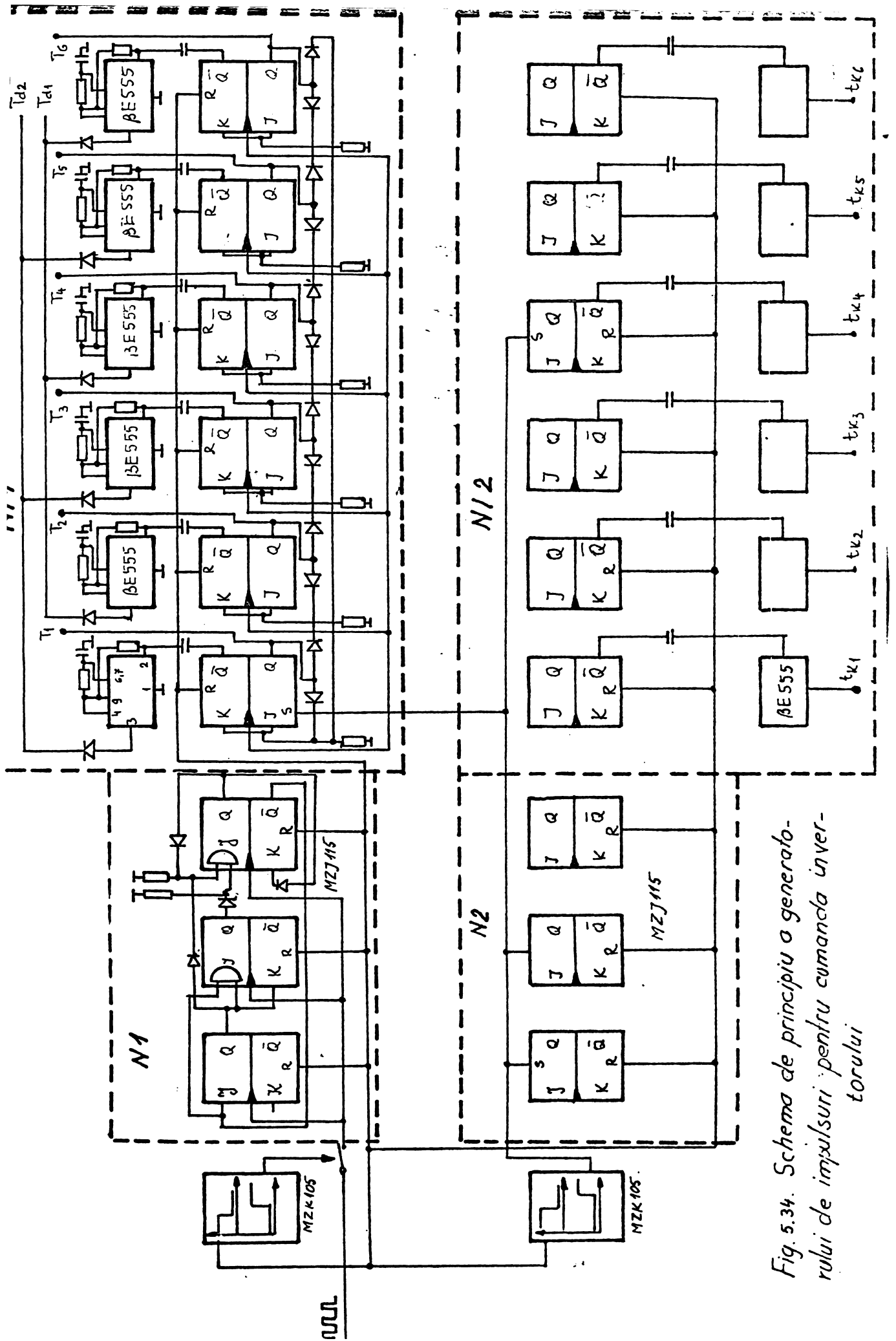


Fig. 5.34. Schema de principiu a generatorului de impulsuri pentru comanda inversorului

ducează cinci tacte. Pentru punerea numărătorului în funcțiune este necesară introducerea stării H într-o celulă, ceea ce se face după trecerea intrărilor R ale bistabilelor de la nivel L la nivel H de către temporizatorul Te2, de tip MZK 105, prin aplicarea semnalului H la borna S a primei celule.

Conform diagramei impulsurilor, figura 5.33, primul impuls pentru un tiristor de stingere, T_{k5} , se dă la tactul 2. Pentru această numărătorul N_2 are înscrisă înainte de a începe să numere starea 0, prin aplicarea stării H de către temporizatorul Te2 pe intrările S ale primelor două celule. La numărătorul în inel NI 2 starea H se introduce în celula 4. După două tacte numărătorul N_2 , cu factor de divizare 5, va furniza un impuls care deplasează starea H la celula nr. 5. Celula 5 rămâne în starea H până la tactul 7, lucru folosit pentru prelungirea impulsului tiristorului T_1 cu încă două tacte pentru amorsare.

Conectarea tiristoarelor de încărcare a condensatorului de stingere se face prin impulsuri prelevate de la numărătorul NI 1. Impulsurile pentru tiristoarele de stingere $T_{k1}-T_{k6}$ și cele de încărcare T_{d1} și T_{d2} trebuie să aibă o lățime constantă și mică, ceea ce se realizează prin declanșarea monostabilelor realizate cu temporizatoarele integrate $\beta E 555$.

Dispozitivul de comandă a invertorului figura 5.34 este realizat cu circuite integrate sigure la perturbații.

Generatorul impulsurilor de tact este comandat în tensiune, de către tensiunea măsurată la bornele circuitului intermediar, disponibilă la borna de intrare în regulatorul de tensiune al redresorului.

Schema de principiu a traductorului tensiune-frecvență, concepută de autor, este prezentată în figura 5.35.

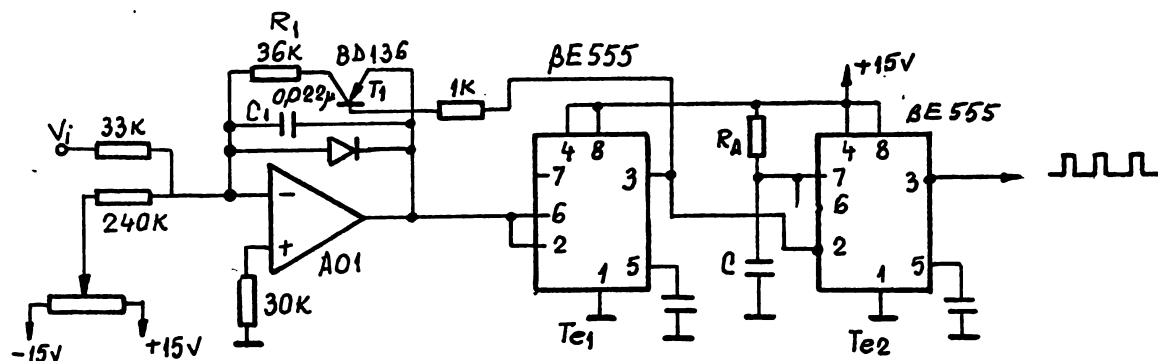


Fig.5.35. Traductor tensiune-frecvență.

Amplificatorul operațional AO1 din figura 5.35 este folosit ca integrator. Tensiunea la ieșirea lui este liniar variabilă, avînd viteza de creștere proporțională cu tensiunea la intrare V_i . Această tensiune se aplică temporizatorului integrat βE 555 care la atingerea valorii de 10 V basculează la nivel L, introducînd în conducție tranzistorul T_1 . Tranzistorul T_1 pus în conducție descarcă capacitatea C_1 și anulează reacția amplificatorului operațional AO1, încît tensiunea de ieșire scade rapid la zero. Comparatorul din Te_1 face ca la scăderea tensiunii sub 5 V să comande bascularea tensiunii de ieșire a temporizatorului la nivelul H, blocînd tranzistorul T_1 . Tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional AO1 începe să crească liniar, generînd o tensiune în formă de dinți de fierăstrău cu frecvența proporțională cu tensiunea de comandă V_i .

Tensiunea sub formă de dinți de fierăstrău aplicată la borna 2 a temporizatorului Te_2 , utilizat ca monostabil, îl declanșează la trecere spre 0V, generînd impulsuri de lățime fixă, determinată de relația /5.30/:

$$T = 1,1R_A C \quad (5.43)$$

unde T este perioada de repetiție a impulsurilor iar R_A și C sînt consemnate în figura 5.35.

Comanda tiristoarelor de forță se face cu blocuri de impulsuri generate de către circuitul integrat TBA 315 E într-un montaj conform schemei figura 5.36a și amplificate de tranzistoarele T_8 și T_7 . Trenul de impulsuri se aplică transformatoarelor de impuls realizate pe miezuri de ferită tip oală prin tiristoarele $T_1 + T_6$, comandate prin impulsuri obținute de la bornele $T_1 + T_6$ ale figurii 5.34. Diodele $D_1 + D_6$ sînt diode de nul, legate antiparalel cu înfășurările transformatoarelor de impuls.

Amplificatoarele de impulsuri pentru tiristoarele de stingere $T_{k1} + T_{k6}$ și de încărcare T_{d1} și T_{d2} sînt identice, de tipul celui prezentat în figura 5.36b.

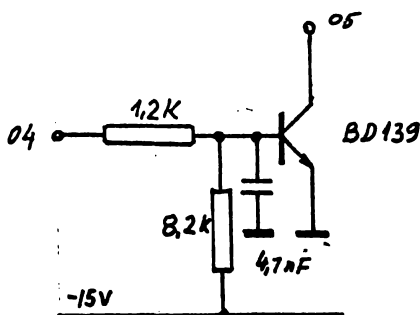


Fig.5.36b. Amplificator de impulsuri pentru tiristoare auxiliare.

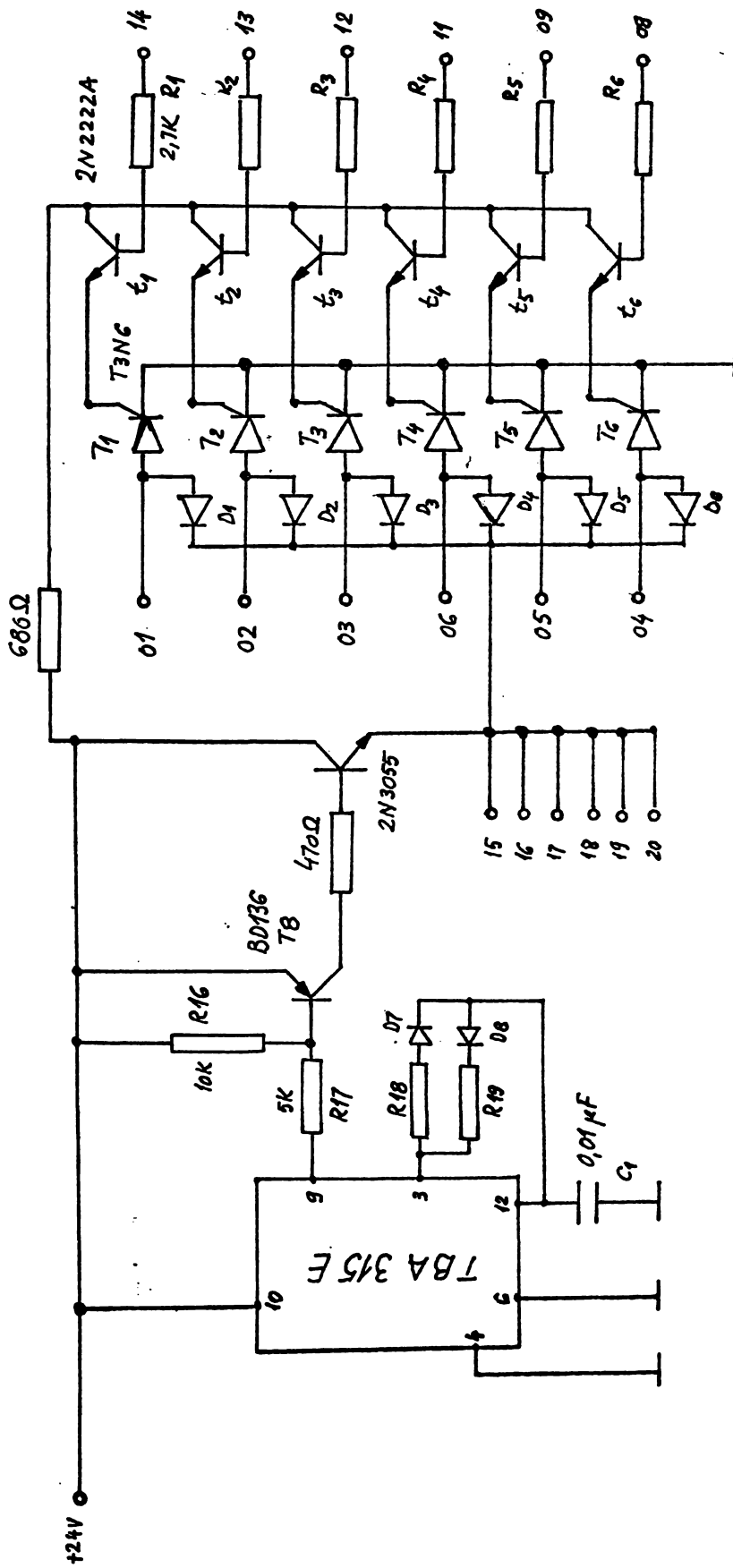


Fig. 5.36 Generator și distribuitor de impulsuri pentru comanda tiristoarelor principale ale inverterului.

Dispozitivele de protecție prezentate în figura 5.37 supraveghează ca mărimile de intrare și ieșire din convertizor să fie în limitele stabilite, oprind funcționarea când sînt depășite și afișînd cauza nefuncționării convertizorului prin stingerea unei diode luminescente de semnalizare.

Pentru supravegherea menținerii tensiunii rețelei în limitele date, de la transformatorul de sincronizare a dispozitivelor de comandă se aduce tensiune proporțională cu a rețelei și la divizorul potențiomtric realizat cu rezistențele R_1 și R_2 . Amplificatoarele operaționale A01 și A02 constituie un redresor ideal care la ieșire furnizează valoarea medie a tensiunii aplicate la intrare. Cît timp tensiunea de la intrarea comparatorului fereastră realizat cu amplificatoarele operaționale A03 și A04 este în limitele stabilite din rezistențele semireglabile P_1 și P_2 transistorul T_1 este blocat. Dacă tensiunea iese din aceste limite, datorită intrării în conducție a transistorului T_1 se aplică pe intrarea S a bistabilului ce ținut în circuitul integrat MZJ 115 nivel L. Bascularea bistabilului face ca ieșirea Q să treacă în nivel L și să se stingă dioda luminescentă afectată acestei semnalizări.

Tensiunile celor două surse auxiliare sînt supravegheate de două comparatoare fereastră realizate cu amplificatoarele operaționale A06, A07 respectiv A08, A09. Dacă tensiunea U_{a+} , preluată de pe capacitatea C_{a2} cu ajutorul unui traductor cu separare galvanică este mai mare decît cea de la conexiunea rezistențelor R_{11} și R_{12} la ieșirea amplificatorului operațional A06 apare nivelul H. La fel procedează amplificatorul operațional A07 dacă tensiunea este mai mică decît cea dintre R_{12} și P_3 .

Comparatorul fereastră realizat cu amplificatoarele operaționale A08 și A09 supraveghează în acelaș mod tensiunea existentă pe capacitatea C_{a1} , U_{a-} , a cărui traductor a fost conectat cu borna pozitivă la 0V. Semnalizarea și menținerea semnalizării este identică cu cea din primul caz.

Curentul care traversează convertizorul este supravegheat de circuitul compus din inversorul-integrator realizat cu A0 12 și comparatîrul A013. La borna pentru curentul măsuraț a regulatorului de curent este disponibilă o tensiune pozitivă, proporțională cu curentul preluat din rețea. Inversorul-integrator A0 12 inversează curentul aplicat la intrare și transformă o variație sub formă de treaptă în rampă. Aceast lucru este necesar pentru a da posibilita-

tea pornirii compresoarelor prin conectarea directă când s-ar depăși pragul fixat la amplificatorul operațional AO 13 dacă n-ar exista această întârziere.

Pentru supravegherea simetriei curenților furnizați de invertoare aceștia se măsoară pe două faze cu ajutorul transformatoarelor de curent, avînd secundarul conectat pe rezistențe. Căderile de tensiune pe aceste rezistențe se aplică filtrelor RC pentru a se înlătura armonicile superioare. Pe condensatoarele C_4 și C_8 apar căderi de tensiune proporționale cu armonicile de bază, armonicile superioare căzînd pe rezistențele R_{21} și R_{33} . Cu ajutorul montajului de rotire realizat cu amplificatorul operațional AO 15 cei doi curenți sînt aduși în antifază și adunați în amplificatorul operațional AO 20. Rezultatul adunării se transmite mai departe prin releul K_2 numai dacă tensiunea este cea corespunzătoare frecvenței de 50 Hz pentru a evita erorile în aprecierea nesimetriei datorate saturării transformatoarelor de curent.

Redresorul ideal realizat cu amplificatoarele operaționale AO 16 și AO 17 livrează la ieșire valoarea medie a tensiunii aplicate la intrare proporțională cu curentul de succesiune inversă. Comparatorul 18 comandă bascularea bistabilului 19 cînd s-a depășit pragul reglat la rezistența semireglabilă P_6 .

Toate aceste nereguli care pot să apară în funcționare sînt aduse la poarta NAND cu cinci intrări a circuitului integrat 11. Cînd apare una din neregulile amintite prin releul K_1 se comandă anularea impulsurilor de comandă pe poartă a redresorului.

5.3.2 Comutația

Fenomenele electromagnetice care apar în timpul comutației au fost cercetate de autor în general, prin analizarea lucrărilor /5.22, 5.23/ în vederea alegerii unui circuit de comutație cu capacitate mare de stingere. După alegerea schemei concrete autorul a dedus relația de dimensionare pe baza căreia s-a constatat că circuitul de stingere poate fi încadrat în cazul 1-16.d /5.22/.

Vom cerceta fenomenele electromagnetice care apar în timpul comutației, luînd ca exemplu comutația curentului în tiristorul T_4 . Condensatorul de stingere este încărcat cu polaritatea pozitivă în spre bobina de comutație L_{K1} , cu tensiunea conform figurii 5.26 de

$U_c + U_{ca}$. La intrarea în conducție a tiristorului de stingere T_{k4} se aplică tiristorului principal tensiunea de pe condensatorul C_k prin bobina L_{k1} .

Schema echivalentă operațională a circuitului de stingere se prezintă în figura 5.38

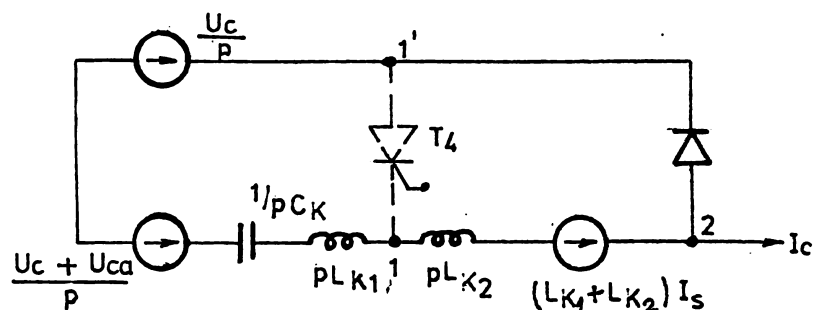


Fig. 5.38. Schema echivalentă operațională a circuitului de stingere

În procesul de comutație se disting trei etape.

Prima etapă corespunde creșterii curentului din circuitul de comutație pînă la valoarea curentului de sarcină, I_s , timp în care curentul prin tiristorul principal scade la zero. Pentru prima perioadă conform legii lui Kirchoff în operațional avem:

$$I(p) \left[\frac{1}{pC_k} + pL_{k1} \right] = \frac{U_c + U_{ca}}{p} - \frac{U_c}{p} \quad (5.44)$$

$$I(p) \left[\frac{1}{L_{k1}C_k} + p^2 \right] L_{k1} = U_{ca} \quad (5.45)$$

Introducem notațiile:

$$\omega_o^2 = \frac{1}{L_{k1}C_k} \quad (5.46)$$

$$\rho_o = \sqrt{\frac{L_{k1}}{C_k}} \quad (5.47)$$

Cu notațiile (5.46) și (5.47) relația (5.45) se scrie:

$$I(p) = \frac{U_{ca} \omega_o}{\rho_o (\omega_o^2 + p^2)} \quad (5.48)$$

Funcția originală a curentului în circuitul de comutație din prima etapă este:

$$I(t) = \frac{U_{ca}}{\rho_o} \sin \omega_o t \quad (5.49)$$

Din ecuația (5.49) determinăm timpul după care curentul din circuitul de stingere atinge valoarea curentului de sarcină, I_s ,

$$t_1 = \frac{1}{\omega_0} \arcsin \frac{I_s \rho_0}{U_{ca}} \quad (5.50)$$

Pentru introducerea în ecuațiile următoare exprimăm timpul în funcție de arc cos. Din relația (5.49) calculăm $\cos \omega_0 t$

$$\cos \omega_0 t_1 = \sqrt{1 - \left(\frac{I_s \rho_0}{U_{ca}} \right)^2} \quad (5.51)$$

de unde timpul t_1 se exprimă:

$$t_1 = \frac{1}{\omega_0} \arccos \sqrt{1 - \left(\frac{I_s \rho_0}{U_{ca}} \right)^2} \quad (5.52)$$

Notăm cu U_{02} valoarea diferenței dintre tensiunea condensatorului de stingere la începutul celei de a doua etape de comutație și tensiunea sursei. U_{02} se calculează:

$$\begin{aligned} U_{02} &= U_{ca} - \frac{1}{C_k} \int_0^{t_1} I(t) dt = U_{ca} - \frac{U_{ca}}{\rho_0 C_k} \int_0^{t_1} \sin \omega_0 t dt = \\ &= U_{ca} - \frac{U_{ca}}{\rho_0 C_k} \frac{1}{\omega_0} \left| -\cos \omega_0 t \right|_0^{t_1} = U_{ca} \cos \omega_0 t_1 \end{aligned} \quad (5.53)$$

Introducem în expresia (5.53) timpul t_1 din relația (5.52)

$$U_{02} = U_{ca} \sqrt{1 - \left(\frac{I_s \rho_0}{U_{ca}} \right)^2} = \sqrt{U_{ca}^2 - I_s^2 \rho_0^2} \quad (5.54)$$

Relația (5.54) arată că tensiunea la începutul etapei a doua este mai mică decât valoarea inițială. Acest lucru constituie un dezavantaj al circuitului de stingere, dezavantaj care nu poate fi înlăturat datorită necesității de a limita viteza de creștere a curentului prin tiristorul de stingere la valori mai mici decât $(di/dt)_{crit.}$

În etapa doua prin tiristorul principal nu va mai trece curent, circuitul de comutație completându-se cu inductivitatea L_{k2} . Deoarece la începutul etapei a doua nu avem condiții inițiale nule vom introduce în schema operațională echivalentă a circuitului sursa fictivă datorată inductivităților iar tensiunea pe condensatorul de stingere este U_{02} . Pentru a face distincție între etape, în etapa doua vom nota curentul cu I_2 . Din figura 5.38 se scrie:

$$I_2(p) \left[\frac{1}{pC_k} + p(L_{k1} + L_{k2}) \right] = \frac{U_{02}}{p} + I_s(L_{k1} + L_{k2}) \quad (5.55)$$

introducem notațiile:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{(L_{k1} + L_{k2})C_k}} \quad \rho_1 = \sqrt{\frac{L_{k1} + L_{k2}}{C_k}} \quad (5.56)$$

Cu notațiile (5.56) ecuația (5.55) se scrie:

$$I_2(p) = \frac{U_{02} \omega_1}{(\omega_1^2 + p^2) \rho_1} + \frac{p I_s}{(\omega_1^2 + p^2)} \quad (5.57)$$

Există două posibilități de scriere a funcției originale pentru transformata Laplace (5.57). Conform tabelului de transformări din /2.18/ în primul caz funcția originală este:

$$I_2(t) = \frac{U_{02}}{\rho_1} \sin \omega_1 t + I_s \cos \omega_1 t \quad (5.58)$$

Pentru a folosi a doua posibilitate de transformare, expresia (5.57) se împarte cu:

$$\sqrt{\left(\frac{U_{02}}{\rho_1}\right)^2 + I_s^2} = A \quad (5.59)$$

$$I_2(p) = A \frac{1}{\omega_1^2 + p^2} \left(p \frac{I_s}{A} + \omega_1 \frac{U_{02}/\rho_1}{A} \right) \quad (5.60)$$

În expresia (5.60) se pot introduce expresiile:

$$\sin b = \frac{I_s}{A}; \quad \cos b = \frac{U_{02}/\rho_1}{A}; \quad \operatorname{tg} b = \frac{I_s \rho_1}{U_{02}}; \quad b = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{I_s \rho_1}{U_{02}} \quad (5.61)$$

Cu notațiile (5.61) expresia (5.60) devine:

$$I_2(p) = \sqrt{\left(\frac{U_{02}}{\rho_1}\right)^2 + I_s^2} \frac{1}{\omega_1^2 + p^2} \left(p \sin \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{I_s \rho_1}{U_{02}} + \omega_1 \cos \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{I_s \rho_1}{U_{02}} \right) \quad (5.62)$$

Din tabelul de transformate /2.18/ funcția originală a expresiei (5.62) este:

$$I_2(t) = \sqrt{\left(\frac{U_{02}}{\rho_1}\right)^2 + I_s^2} \sin(\omega_1 t + \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{I_s \rho_1}{U_{02}}) \quad (5.63)$$

Cît timp curentul prin inductivitatea L_{k2} variază, se aplică tensi-

une de blocare la tiristorul de forță. Acest timp se numește de blocare și îl vom nota cu t_2 . Pentru determinarea lui t_2 se anulează derivata expresiei (5.58).

$$-\frac{U_{02}}{\rho_1} \cos \omega_1 t_2 + I_s \sin \omega_1 t_2 = 0 \quad (5.64)$$

de unde:

$$\operatorname{tg} \omega_1 t_2 = \frac{U_{02}}{\rho_1 I_s} \quad (5.65)$$

$$\omega_1 t_2 = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{U_{02}}{\rho_1 I_s} \quad (5.66)$$

În (5.66) înlocuim pe U_{02} conform relației (5.54)

$$\omega_1 t_2 = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{\sqrt{U_{ca}^2 - I_s^2} \rho_0}{\rho_1 I_s} = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \sqrt{\frac{U_{ca}^2}{\rho_1^2 I_s^2} - \frac{\rho_0^2}{\rho_1^2}} \quad (5.67)$$

Tinând cont de expresiile (5.47) și (5.56) pentru ρ_0 și ρ_1 expresia (5.67) devine:

$$\theta = \omega_1 t_2 = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \sqrt{\frac{U_{ca}^2}{\rho_1^2 I_s^2} - \frac{L_{k1}}{L_{k1} + L_{k2}}} \quad (5.68)$$

În etapa treia condensatorul se încarcă cu curentul constant al sarcinii și cu un curent produs de energia magnetică înmagazinată în inductivitățile circuitului de comutație. Valoarea tensiunii la care se încarcă condensatorul constituie o proprietate a circuitului de comutație de care trebuie să se țină cont, căci încărcarea la o tensiune prea mare impune majorarea clasei de tensiune a dispozitivelor semiconductoare. Această tensiune depinde de configurația circuitului și de pierderile pe rezistența circuitului.

Reprezentarea grafică a fenomenelor de comutație și cercetarea lor experimentală se face obișnuit în planul fazelor. Pentru circuitul nostru de comutație traiectoriile proceselor sînt trasate în figura 5.39. Porțiunea 1-2 corespunde primei etape de comutație, în care curentul este I_1 iar rezistența de undă ρ_0 , pe porțiunea 2-3 corespunzătoare celei de a doua etape, curentul este I_2 iar rezistența de undă ρ_1 . Porțiunea 3-4 corespunde încărcării condensatorului C_k la curentul constant al sarcinii I_s și în continuare pe cercul 4-5 se face încărcarea la curentul sinusoidal variabil de transferare a energiei din inductivitățile aflate în circuitul de comutație în capacitatea de comutație. Porțiunea 4-5 este func-

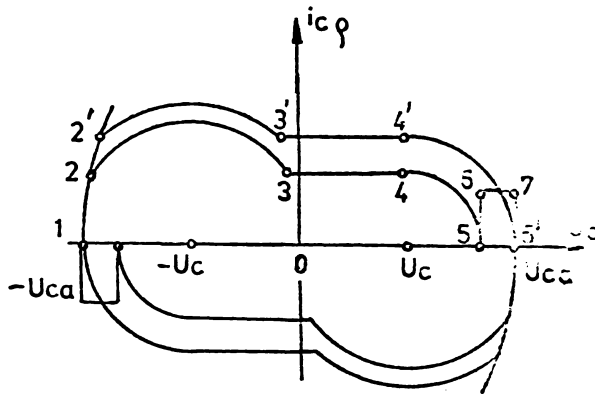


Fig.5.39. Traiectoria fazelor circuitului de comutație al inverto-
rului din figura 5.26.

ție de curentul de sarcină, fiind necesar ca la curentul de sarcină
maxim să nu se depășească la sfârșitul încărcării tensiunea $U_0 + U_{ca}$.
Pe porțiunea 5-6-7 se face încărcarea condensatorului C_2 la curent
constant de la sursa auxiliară cu tensiunea U_{ca} :

Expresia (5.68) poate fi adusă la o formă care să permită folo-
sirea metodei de calcul a circuitului de comutație tratată în /5.22/
5.23/. În acest scop se introduc notațiile (5.35) și (5.36), expre-
sia (5.68) devenind identică cu cea pentru cazul 1-16 d din /5.23/

$$\theta = \omega_1 t_2 = \arctg \sqrt{\frac{\xi^2}{\chi^2} - \frac{L_{k1}}{L_{k1} + L_{k2}}} \quad (5.69)$$

Deducerea relației (5.68) de către autor s-a dovedit necesară
deoarece prin simpla comparare a configurației celor două circuite
de comutație nu se poate trage concluzia că ele sînt identice, iar
în /5.23/ relațiile sînt date fără demonstrație.

În continuare se va prezenta circuitul de comutație al inverto-
rului de calcul.

Conform regimului de funcționare a serviciilor auxiliare, cel
mai mare curent în timpul comutației va avea loc cînd toate servi-
ciile auxiliare sînt în funcțiune, cu excepția celui de al doilea
compresor, care pornește prin conectare directă. Curentul de back
al serviciilor auxiliare conform datelor din paragraful 1.5.5 este:
 $\sqrt{2}(12,8,19+3,22,1+44,2)=295,2$ iar al compresorului $44,2\sqrt{2}=62,5$. În
figurile 5.18.3,4 și 5.19.2 curentul maxim în timpul comutației este
de 5,6 u.r. la pornire și 1,4 u.r. în timpul funcționării. Cu-
rentul maxim în timpul comutației, în condițiile arătate este de
763 A.

Locomotivele pentru export se construiesc cu un singur compresor, mai mare, așa că în calculul circuitului de comutație vom lua curentul de sarcină de 1000 A.

Pentru a putea folosi ca tiristor de stingere tiristorul IPRS T 513, raportul dintre amplitudinea curentului de comutație și curentul de sarcină se limitează la 1,5. Din nomograma 1-32 /5.23/ se ia coeficientul de sarcină optim $\chi=0,5$. Conform relației (5.35) $\rho_0 = \chi U_i / I_s = 0,5 \cdot 500 / 1000 = 0,25$. La un raport $L_{k1} / L_{k2} = 0,5$ din caracteristicile de comutație prezentate în /5.23/ se citește unghiul de blocare $\theta = 0,8$ rad. Pentru a asigura timpul de blocare de $50 \mu s$ viteza unghiulară ω_1 rezultă $\omega_1 = \theta / t_q = 0,8 / 50 \cdot 10^{-6} = 1,6 \cdot 10^4$ rad/sec. Din relațiile de definiție a mărimilor ω_1 și ρ_1 rezultă:

$$C_k = \frac{1}{\omega_1 \rho_1} = \frac{1}{0,25 \cdot 1,6 \cdot 10^4} = 250 \cdot 10^{-6} \text{ F.}$$

$$L_k = \frac{\rho_1}{\omega_1} = \frac{0,25}{1,6 \cdot 10^4} = 15,6 \cdot 10^{-6} \text{ H.}$$

Circuitul de comutație realizat la prototipul invertoarelor este compus din $L_{k1} = 5 \cdot 10^{-6}$ H, $L_{k2} = 1 \cdot 10^{-5}$ H și $C_k = 270 \mu F$. Cu aceste valori rezultă $\omega_1 = 1,57 \cdot 10^4$ și $\rho_1 = 0,235$. Timpul de blocare se obține:

$$t_2 = \frac{1}{1,57 \cdot 10^4} \arccos \sqrt{\left(\frac{0,5}{1000 \cdot 0,235} \right)^2 - \frac{1}{9}} = 4,63 \cdot 10^{-5} \text{ s.}$$

La construcția prototipului invertoarelor s-a folosit ca tiristor de forță tiristorul de construcție CKD Praga tip TR-955-160-12VAK, având $t_q = 30 \mu s$. Rezultă că timpul de blocare pe care îl asigură circuitul de comutație este cu cea. 50% mai mare decât timpul minim necesar pentru ca tiristorul de forță să-și recapete proprietățile de blocare în sens direct.

Dimensionarea redresorului s-a făcut pe baza metodelor cunoscute prezentate în /5.23/. Pentru calculul radiatorilor pe care sînt montate tiristoarele invertoarelor s-au folosit curenții medii determinați din figurile 5.19.

Filtrul din circuitul intermediar s-a dimensionat cu relația /5.17/:

$$I_C = \frac{10 |K_f|}{\rho} \quad (5.70)$$

valabilă pentru filtrele tip Γ . În relația (5.70) K_f este coeficientul de filtrare, definit ca raport între amplitudinea primei armonici la ieșire și la intrare. m este numărul de pulsuri pe perioadă în tensiunea redresată. Cu un coeficient de filtrare de 0,05 s-a ales inductivitatea de filtrare de 2,5 mH și a rezultat capacitatea de $19,2 \cdot 10^{-3}$ F. pentru fiecare jumătate din tensiunea sursei

Calcululele amintite mai sus sînt la nivelul unui proiect obișnuit, nefiind interesantă prezentarea lor.

5.4. Concluzii

1. În cuprinsul capitolului 5 autorul a studiat trei soluții noi de alimentare a serviciilor auxiliare ale locomotivelor și ramelor electrice fabricate la Electroputere Craiova. Ordinea în care au fost prezentate corespunde ierarhizării din punct de vedere al prețului și performanțelor, cea de a treia prezentînd prețul și performanțele cele mai ridicate.

2. Pe baza studiului prezentat de autor, cu acordul factorilor interesați, s-a ales ca soluție de viitor pentru alimentarea serviciilor auxiliare soluția treia. Soluția se distinge prin calități apreciate de beneficiari ca: stabilizarea tensiunii de ieșire prin reglaj static, pornirea serviciilor auxiliare cu frecvență și tensiune variabilă și curent constant, conținut redus de armonici superioare în tensiunea de alimentare, posibilitatea aplicării fără modificări mari în spațiul rămas disponibil după înlăturarea soluției vechi.

3. Prima și a doua soluție prezentate rămîn ca o posibilitate pentru unele locomotive unde dezavantajele pe care le prezintă nu au mare importanță. De exemplu prima soluție poate fi aplicată la rama electrică cu echipament de import R.S.C. la care transformatorul nu prezintă prize adecvate aplicării soluției a treia.

4. Studiul reglării tensiunii prin modificarea unghiului de conducție este original, el ducînd la observația originală că armonica de ordinul 5 este de succesiune inversă. Autorul arată posibilitatea anulării armonicii de ordinul cinci prin adoptarea unghiului de conducție de 144° el.

5. Invertorul de tensiune utilizat în cadrul soluției a treia funcționează cu unghi de conducție de 144° el., fapt deosebit de important care duce la micșorarea curentului armonicii de bază,

ne mai existând cuplu invers. Pierderile datorate refulării curentului în colivia rotorică sînt mai mici pentru că armonica de ordinul 5 nu mai există iar cea de ordinul 7 este mult micșorată.

6. Algoritmul de comandă și dispozitivul realizat pentru comanda invertorului cu unghi de conducție de 144° el., originale, asigură un randament maxim al acționării în condițiile unei singure comutații pe perioadă.

7. Studiul și dimensionarea atentă a circuitului de comutație asigură funcționarea sigură la suprasarcină, respectiv posibilitatea pornirii compresoarelor prin conectarea directă.

5.5. Bibliografie.

- 5.1. Abraham, L. ș.a. Wechselrichter zur Drehzahlsteuerung von Käfigläufermotoren. In: AEG-Mitteilungen 1964 1/2.
- 5.2. Abraham, L. și Koppelman, P. Die Zwangkomutierung, ein neuer Zweig der Stromrichtertechnik. In: ETZ A 1966/18.
- 5.3. Arančij, G. V. ș.a. Tiristornye preobrazovateli ciastoty dlia reguliruemych elektroprivodov. Moscova, Energia, 1968.
- 5.4. Bedford, B. și Hort, P. Teoria avtonomnyh invertorov. Moscova, Energia, 1968.
- 5.5. Glazenko, T. A. și Gončarenko, R. D. Poluprovodnikovye preobrazovateli ciastoty v elektroprivodah. Leningrad, Energia, 1968.
- 5.6. Heumann, K. Handbuch Stromrichter AEG-Telefunken.
- 5.7. Heumann, K. Elektrotechnische Grundlagen der Zwangkomutierung. Neue Möglichkeiten der Stromrichtertechnik. E und A 1972/3.
- 5.8. Heumann, K și Jordan, K. Einfluss von Spannungs- und Stromüberschwingungen auf den Betrieb von Asynchronmaschinen. In: AEG-Mitteilungen, 1964 1/2.
- 5.9. Hoffmann/Socketer. Thyristor-Handbuch. Siemens Aktiengesellschaft.
- 5.10. Melemen, A. și Imecs, M. Mutatoare. București, Editura Didactică și Pedagogică, 1978.
- 5.11. Melemen, A. Acționări electrice. București, Editura Didactică și Pedagogică, 1978.

- 5.12. Labunțov, V.A. ș.a. Avtonomnye tiristornye inventory. Moscova, Energia, 1967.
- 5.13. Moise, L. și Nerodea, T. Alimentarea motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit de la convertizoare statice. Referat la tema de cercetare cu același titlu. Intern CCBIT EF. 1979.
- 5.14. Nejdánov, I. V. Inventory na tiristorah. Moscova, Energia, 1967.
- 5.15. Nerodea, T. ș.a. Convertizor pentru serviciile auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW și ramei electrice de 1870 kW. Studiu documentar. Referat la tema de cercetare cu același titlu. Intern CCBIT EF 1981.
- 5.16. Racz, I. Oscilografirovanie i garmoničeskiĭ analiz trechfaznyĭ vectorov. In: Electrotehnica URSS, 1966, nr.1.
- 5.17. Rudenko, V. S. ș.a. Preobrazovatel'naja Tehnika. Kiev, Viša Skola, 1978.
- 5.18. Rudenko, V. S. ș.a. Osnovy preobrazovatel'noj tehniki. Moscova, Vyšaia Skola, 1980.
- 5.19. Ruetsch, Ch. Beziehungen zwischen Kenndaten und Eigenschaften von Leistungsthyristoren. Sonderausdruck aus "Der Elektroniker" Heft 5/6 1970.
- 5.20. Tellioglu, M. La régulation et l'asservissement des vitesses des moteurs asynchrones par un convertisseur triphasé à thyristor. In: R.E.G. 1965 nr.10.
- 5.21. Zabrodin, Iu. S. ș.a. Trechfaznyi invertor napriajenia reguliroemyi po ŧepi pitania. In: Electrotehnica URSS, 1976 nr. 3.
- 5.22. Zabrodin, Iu.S. ș.a. Komutacionnye karakteristiki uslov prinuditel'noj komutacij tiristorov. In: Electrotehnica URSS 1977 nr.9.
- 5.23. Zabrodin, Iu.S. ș.a. Uzly prinuditel'noj kondensatornoj komutacij tiristorov. Moscova, Energia, 1974.
- 5.24. Zwenke, G. V. ș.a. Osnovy teorii cepej. Moscova., Energia, 1978.
- 5.25. Power thyristors Design, testing and application nu^o 8. AETA Pamphlet VS 10-103 E Edition 1.
- 5.26. Convertitore statice da 130 kVA-380 V, 50 Hz trifaze per Ferrovie dell' Jugoslavia. Ansaldo- Milano 16.10.1979.

5.27.Semiverter. Umrichter für Drehstrom-Gruppenantriebe. AEG-Telefunken.

5.28,Silizium Stromrichter Handbuch. BBC-Brown Boveri.

5.29.Avtonomie invertorî. Chişinău, Stiinţa, 1974.

5.30.Circuite integrate liniare. Catalog IPRS Băneasa.

Capitolul 6

EXPERIMENTARI

În cadrul capitolului 6 se prezintă măsurătorile efectuate de autor pentru cunoașterea concretă a problemelor serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW și experimentarea îmbunătățirilor rezultate din studiul teoretic efectuat în capitolul 2.

Soluțiile noi propuse de autor în capitolul 5 au fost verificate, primele două la nivel de model de laborator iar pentru cea de a treia s-a realizat un prototip montat pe locomotiva electrică. Un al doilea convertizor, cu puterea de 80 kVA, identic ca schemă cu primul, este în curs de realizare pentru echiparea ramei electrice de 1870 kW.

6.1. Măsurători pe locomotiva electrică de 5100 kW

În tabelele 6.1 + 6.3 se prezintă măsurătorile efectuate la pornirea serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW cu alimentare simetrică. Metoda folosită a fost înregistrarea tensiunii și curentului de fază. Pentru a măsura corect unghiul de defazare a curentului înregistrarea s-a făcut cu viteză mare. Datorită lungimii mari a oscilogramei nu este posibilă prezentarea ei.

Pe oscilograme s-au numerotat perioadele tensiunii alternative citindu-se valorile curentului și ale defazajului dintre tensiune și curent la diferiți timpi. Citirile nu s-au făcut la intervale regulate, fiind mai dese la sfârșitul pornirii pentru a putea reda mai corect variația curentului. Pe baza măsurătorilor s-au calculat impedanța, rezistența și reactanța echivalentă necesare calculării circuitului de pornire în cazul alimentării monofazate.

În tabelul 6.1 se prezintă măsurătorile înregistrate la pornirea grupelor I, II și III. În primele două grupe intră motoventilatoarele pentru motoarele de tracțiune iar în grupa treia motoventilatorul și pompa de răcire a transformatorului principal.

În tabelul 6.2 se prezintă pornirea motoventilatoarelor pentru rezistențele de frînare care pornesc deodată. În tabelul 6.3 se prezintă pornirea compresoarelor care pornesc pe rând.

Tabelul nr. 6.1. Inregistrarea curentului și calculul impedanței echivalente la pornirea grupelor de motoare I, II și III cu alimentare simetrică.

Nr. crt.	Perioada	Grupa	Tens. [V]	Curent [A]	Defaza-re φ	Z_{Σ} [Ω]	R. [Ω]	X. [Ω]
1	1	I	230	315	58	0,73	0,386	0,62
2	5	I	230	315	58	0,73	0,386	0,62
3	16	I	230	295	56	0,78	0,436	0,646
4	26	I	230	290	56	0,795	0,444	0,66
5	36	I	230	286	56	0,805	0,45	0,666
6	46	I	230	266	56	0,864	0,485	0,715
7	56	I	230	264	54	0,905	0,53	0,732
8.	61	I	230	220	50	1,045	0,675	0,8
9.	66	I	230	181	42	1,27	0,945	0,85
10	70	I	230	138	40	1,665	1,275	1,07
11	73	I	230	116	39	1,96	1,52	1,23
12	76	I	230	87	36	2,65	2,14	1,5
13	79	I	230	72,5	32	3,13	2,7	1,635
14	1	I+II	220	360	58	0,61	0,323	0,516
15	5	I+II	220	351	56	0,625	0,35	0,52
16	10	I+II	220	342	56	0,645	0,361	0,525
17	20	I+II	220	322	56	0,684	0,382	0,566
18.	40	I+II	220	315	56	0,7	0,392	0,58
19	50	I+II	220	300	56	0,735	0,41	0,61
20	55	I+II	220	288	52	0,765	0,47	0,62
21	60	I+II	220	264	50	0,835	0,535	0,64
22	65	I+II	220	242	46	0,91	0,63	0,655
23	70	I+II	220	179	40	1,23	0,94	0,8
24	75	I+II	220	140	40	1,57	1,2	1,03
25	80	I+II	220	104	36	2,11	1,71	1,24
26	84	I+II	220	92	32	2,39	2,03	1,27
27	1	I-III	220	269	53	0,82	0,494	0,655
28	10	I-III	220	256	52	0,91	0,56	0,716
29	20	I-III	220	232	50	0,95	0,61	0,73
30	30	I-III	220	232	48	0,985	0,66	0,735
31	50	I-III	220	218	46	1,01	0,7	0,74
32	70	I-III	220	146	38	1,55	1,18	0,925
33	80	I-III	220	109	36	2,02	1,63	1,18

Tabelul 6.2. Inregistrarea curentului la pornirea motoventilatoarelor pentru rezistențele de frânare cu alimentare simetrică.

Nr. crt.	Perioada	Tensiune [V]	Curent [A]	Defazare φ°	Z_{M} [Ω]	R_{M} [Ω]	X_{M} [Ω]
1	1	220	460	57	0,48	0,262	0,404
2	5	220	410	57	0,536	0,292	0,45
3	10	220	410	57	0,536	0,292	0,45
4	20	220	410	56	0,536	0,299	0,444
5	30	220	399	54	0,555	0,303	0,44
6	40	220	387	50	0,568	0,365	0,435
7	50	220	348	48	0,632	0,423	0,469
8	60	220	338	44	0,65	0,466	0,45
9	70	220	290	40	0,76	0,582	0,485
10	80	220	193	38	1,14	0,9	0,7
11	90	220	145	36	1,51	1,225	0,89

Tabelul 6.3. Inregistrarea curentului de pornire a motocompressoarelor alimentate simetric.

Nr. crt.	Perioada	Tensiune [V]	Curent [A]	Defazare φ°	Z_{M} [Ω]	R_{M} [Ω]	X_{M} [Ω]
1	2	220	302	60	0,73	0,365	0,634
2	6	220	300	58	0,735	0,39	0,625
3	11	220	281	58	0,782	0,416	0,665
4	16	220	247	58	0,89	0,472	0,755
5	21	220	121	46	1,82	1,47	1,31
6	25	220	84,5	44	2,6	2,16	1,8
7	30	220	38,6	40	5,7	4,36	3,67
8	35	220	38,6	40	5,7	4,36	3,67
9	2	220	320	59	0,686	0,354	0,588
10	6	220	302	57	0,73	0,397	0,61
11	11	220	292	55	0,74	0,43	0,615
12	16	220	260	46	0,845	0,588	0,61
13	20	220	157	38	1,4	1,1	0,86
14	23	220	63	36	3,47	2,8	2,04
15	29	220	55	28	3,88	3,49	1,29

Cu impedanța echivalentă a grupelor de motoare, calculată în tabelele 6.1 + 6.3 la diferite momente după conectare, se determină:

circuitul de pornire la alimentarea monofazată . Calculul s-a făcut cu relațiile (2.10) și (2.11) în ipoteza posibilității de a modifica pe x și pe C_p și cu relația (2.126) în ipoteza menținerii constante a lui x și conectării unei rezistențe în paralel cu capacitatea de pornire.

Tabelul 6.4. Calculul circuitului de pornire în ipotezele: a- x și C_p variabile, b- $x=const.$ iar circuitul de pornire este realizat din capacitate și rezistență în paralel.

Nr. crt.	Perioada	Z_M [Ω]	φ°	x	C_{p1} [μF]	R [Ω]	C_{p2} [μF]
1	1	0,73	58	0,05	2330	4,83	1520
2	5	0,73	58	0,05	2330	4,83	1520
3	16	0,78	56	0,085	2250	5,6	1470
4	26	0,795	56	0,085	2220	5,74	1443
5	36	0,805	56	0,085	2190	5,8	1429
6	46	0,865	56	0,085	2020	6,54	1327
7	56	0,905	54	0,13	1900	7,2	1280
8	61	1,045	50	0,33	1560	10,47	1135
9	66	1,27	42	0,47	1120	27,04	957
10	70	1,665	40	0,503	820	49	737
11	73	1,96	39	0,507	678	73	622
12	76	2,65	36	0,73	455	392	464
13	79	3,18	32	0,885	352	157	385
14	1	0,61	58	0,045	2940	4,04	1850
15	5	0,625	56	0,085	2820	4,14	1800
16	10	0,645	56	0,085	2720	4,66	1780
17	20	0,685	56	0,085	2580	4,93	1679
18	40	0,7	56	0,086	2500	5,05	1642
19	50	0,735	56	0,085	2400	5,03	1564
20	55	0,765	52	0,165	2210	6,7	1538
21	60	0,835	50	0,225	1980	8,34	1424
22	65	0,91	46	0,32	1690	12,36	1224
23	70	1,23	40	0,502	1130	36,7	991
24	75	1,57	40	0,502	890	46,7	780
25	80	2,11	36	0,7	588	312	583
26	85	2,39	32	0,88	470	118	512
27	1	0,82	53	0,15	2070	7,25	1436
28	10	0,91	52	0,175	1830	8,4	1358
29	20	0,95	50	0,225	1720	8,4	1238
30	30	0,985	48	0,28	1610	10,84	1266
31	50	1,01	46	0,32	1540	12,55	1193
32	70	1,5	38	0,6	870	74	817
33	80	2,02	36	0,7	614	300	608

Rezultatele din tabelele 6.4 + 6.6 confirmă studiul teoretic efectuat în paragraful 2.6.2.

Se constată că un circuit de pornire bine ales este corespunzător pînă la alunecarea critică.

Compararea între cele două metode de pornire, ambele evidențiate de autor în /2.12/, arată avantaje nete în favoarea metodei de pornire cu rezistență în paralel cu capacitatea, conform invenției autorului /2.11/.

Tabelul 6.5. Calculul circuitului de pornire monofazată a motoven-tilatoarelor pentru rezistențele de frînare în ipotezele: a- x și φ variabile, b- x=const. iar circuitul de pornire este realizat din capacitate și rezistență în paralel.

Nr. crt.	Perioada	$Z_M [\Omega]$	φ°	x	$C_{\mu F P1}$	R [Ω]	$C_{\mu F P2}$
1	1	0,48	57	0,072	3700	3,32	2371
2	5	0,536	57	0,072	3300	3,71	2142
3	10	0,536	57	0,072	3300	3,71	2142
4	20	0,536	57	0,072	3300	3,71	2142
5	30	0,555	54	0,12	3100	4,42	2091
6	40	0,555	50	0,26	2940	4,42	2090
7	50	0,57	48	0,275	2780	6,55	2103
8	60	0,65	44	0,4	2280	10,73	1872
9	70	0,76	40	0,504	1790	22,6	1610
10	80	0,9	38	0,61	1135	56	1074
11	90	1,225	36	0,695	845	845	810

Tabelul 6.6. Calculul circuitului de pornire monofazată a compresoarelor în ipotezele: a- x și C_{p1} variabile, b- x=const. iar circuitul de pornire este realizat din capacitate și rezistență în paralel.

Nr. crt.	Perioada	$Z_M [\Omega]$	φ°	x	$C_{\mu F P1}$	R [Ω]	$C_{\mu F P2}$
1	2	0,73	60	0	2540	4,55	1533
2	6	0,735	58	0,04	2450	4,97	1544
3	11	0,782	58	0,04	2310	5,27	1465
4	16	0,39	58	0,04	2030	6,01	1279
5	21	1,82	46	0,47	845	25,9	663
6	25	2,6	44	0,503	567	37,8	562
7	30	5,7	40	0,503	241	187	566
8	35	5,7	40	0,503	241	187	566
9	2	0,686	59	0,025	2650	4,46	1640
10	6	0,73	57	0,073	2450	5,15	1567
11	11	0,75	55	0,105	2330	5,81	1547
12	16	0,845	46	0,335	1820	12	1429
13	20	1,4	38	0,6	931	83	876
14	23	3,47	36	0,69	361	1025	255
15	29	3,88	26	1,27	241	-6	310
16	35	3,77	20	1,88	194	-35	314

Pentru a avea simetrie pe tot parcursul pornirii ar fi necesar

un circuit de pornire care să-și adapteze parametrii în cursul pornirii. Acest lucru este irațional și mai dificil din punct de vedere tehnic decât soluțiile noi propuse de autor în capitolul 5. O îmbunătățire sensibilă se obține prin folosirea unui circuit de pornire care asigură simetrie în momentul conectării. Desfășurarea pornirii cu un astfel de circuit se va prezenta prin oscilogramele din figura 6.6 .

Tensiunea monofazată de alimentare a serviciilor auxiliare pe locomotiva electrică variază între 320 V și 450 V. Această variație provoacă nesimetria curenților preluați de motoarele asincrone. Cu ajutorul măsurătorilor efectuate la funcționarea celor trei grupe de motoare, în condițiile variației tensiunii în limitele precizate, s-au trasat curbele din figura 6.1.

În figura 6.1.a s-au trasat tensiunile de linie față de borna alimentată prin condensator. Se constată că aceste tensiuni se abat relativ puțin de la egalitatea cu tensiunea monofazată de alimentare. În figura 6.1.b s-au trasat curenții de fază, măsurăți la bornele de alimentare ale grupelor I+II+III, și curențul de fază în cazul alimentării simetrice cu tensiune variabilă, preluat din tabelul 6.7. Din figura 6.1,b se desprind următoarele constatări: Nu există nici un punct de intersecție a celor patru curenți din figură, ceea ce înseamnă că nu există nici o valoare a tensiunii monofazate pentru care să existe simetrie. Chiar și acolo unde se observă cea mai mică nesimetrie, curențul pe una din faze este cu 17% mai mare decât la alimentarea simetrică.

La tensiune monofazată de alimentare minimă, pe două faze curenții depășesc curențul de la alimentarea simetrică cu 46%.

Pentru a avea elementele necesare calculului circuitului de alimentare monofazată, care asigură simetria în întreg domeniul de variație a tensiunii, s-au făcut măsurători la alimentarea cu tensiune simetrică, variabilă între 320 și 450 V. S-au măsurat tensiunea de linie, curențul de fază, $\cos\varphi$ și puterea.

Pe baza măsurătorilor efectuate s-au calculat modulul și argumentul impedanței echivalente, reactanța și rezistența echivalentă și curențul reactiv.

Măsurătorile efectuate asupra celor trei grupe de motoare sînt prezentate în tabelul 6.7, pentru motoventilatoarele rezistențelor de frînare în tabelul 6.3 și pentru compresoare în tabelul 6.9.

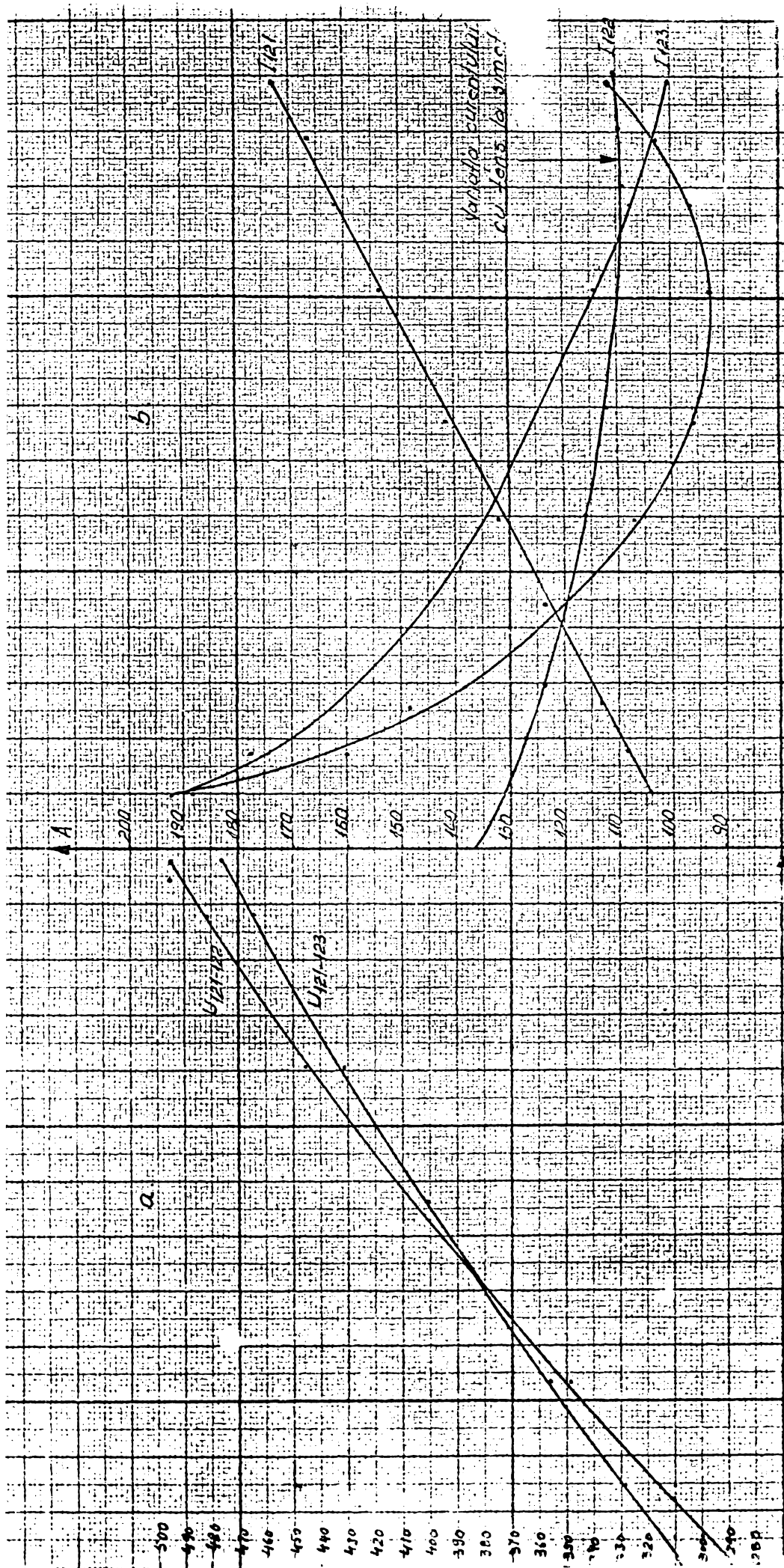


Fig. 51. Varianta de ansamblu și curentilor de linie în funcție de
 varianta de bază (raportându-se la funcționea liniei de contact)

Tabelul 6.7. Măsurători asupra grupelor I+II+III alimentate cu tensiune variabilă, simetrică.

Nr. crt.	U [V] linie	U [V] fază	I [A] fază	cos φ	Z _M [Ω]	φ°	R _M [Ω]	X _M [Ω]	P/3 [kW]	I _{sin} [A]
1	320	184	130,5	0,895	1,41	26°30'	1,26	0,63	21,5	58,5
2	330	190	126,5	0,892	1,5	27°10'	1,34	0,68	21,5	57
3	340	196	123,5	0,889	1,58	27°40'	1,41	0,72	21,5	57
4	350	202	120,5	0,882	1,675	28°	1,48	0,787	21,3	57
5	360	207	117,5	0,88	1,76	28°40'	1,55	0,846	21,4	57
6	370	213	116	0,87	1,835	29°40'	1,59	0,91	21,5	57,3
7	380	220	113,5	0,864	1,93	30°20'	1,67	0,975	21,4	57,5
8	390	225	111,5	0,855	2,02	31°20'	1,72	1,05	21,5	57,8
9	400	231	110,8	0,845	2,09	32°20'	1,76	1,125	21,6	58,5
10	410	237	110	0,835	2,17	33°40'	1,81	1,2	21,7	61
11	420	242	109	0,82	2,22	35°	1,84	1,275	21,6	62,5
12	430	248	108,5	0,805	2,29	36°30'	1,84	1,355	21,6	64
13	440	253	109,4	0,791	2,3	37°50'	1,825	1,42	22	66,5
14	450	259	110	0,77	2,35	39°40'	1,81	1,5	21,9	69,5

Tabelul 6.8. Măsurători asupra motoarelor rezistențelor de frînare alimentate cu tensiune variabilă, simetrică.

Nr. crt.	U [V] linie	U [V] fază	I [A] fază	cos φ	Z _M [Ω]	φ°	R _M [Ω]	X _M [Ω]	P/3 [kW]	I _{sin} [A]
1	320	184	40,6	0,862	4,65	30°40'	3,92	2,32	6,46	20,7
2	330	190	39,4	0,86	4,82	30°50'	4,15	2,46	6,45	20,1
3	340	196	38,7	0,852	5,06	31°30'	4,32	2,66	6,46	20,4
4	350	202	38,1	0,845	5,3	32°30'	4,47	2,83	6,5	20,2
5	360	207	37,6	0,835	5,51	33°40'	4,6	3,05	6,51	20,7
6	370	213	37,1	0,825	5,75	34°30'	4,74	3,25	6,52	21
7	380	220	36,6	0,815	6	35°	4,9	3,49	6,53	21,3
8	390	225	36,4	0,8	6,2	37°	4,95	3,62	6,55	21,8
9	400	231	36,2	0,788	6,4	37°30'	5,04	3,89	6,57	21,5
10	410	237	36	0,774	6,59	39°20'	5,1	4,16	6,6	22,6
11	420	242	36	0,755	6,71	41°	5,06	4,41	6,57	23,6
12	430	248	36,2	0,748	6,84	41°30'	5,1	4,96	6,73	24,1
13	440	253	36,6	0,738	6,93	43°	5,04	4,76	6,75	25,2
14	450	259	36,8	0,709	7,05	45°	4,96	5	6,73	26,1

În tabelele 6.7 + 6.9 se constată că puterea activă preluată de motoarele alimentate cu tensiune variabilă este constantă. Componenta reactivă a curentului este constantă pînă la aprox. 420 V, creșterea peste această valoare a tensiunii nu determină creșterea curentului total peste curentul nominal.

Cele două observații confirmă ipotezele făcute în paragraful 2.5.

Tabelul 6.9. Măsurători asupra motoarelor compresoarelor alimentate cu tensiune trifazată simetrică, variabilă.

Nr. crt.	U [V] linie	U [V] fază	I [A] fază	cos φ	Z _M [Ω]	φ°	R _M [Ω]	X _M [Ω]	P/3 [kW]	I _{sin} [A]
1	320	184	90	0,899	2,05	26°10'	1,84	0,907	14,9	39,3
2	330	190	85,5	0,892	2,22	27°	1,98	1,005	14,5	39,2
3	340	196	82,5	0,888	2,37	27°40'	2,1	1,12	14,3	38,3
4	350	202	81	0,88	2,49	28°20'	2,2	1,195	14,3	38,3
5	360	207	78	0,875	2,65	29°	2,32	1,3	14,1	38
6	370	213	76,5	0,862	2,79	30°40'	2,4	1,42	14,1	38,7
7	380	220	75,7	0,855	2,89	31°20'	2,47	1,5	14,2	39,4
8	390	225	75,2	0,842	2,99	32°40'	2,51	1,61	14,2	40,5
9	400	231	74,8	0,828	3,08	34°20'	2,55	1,73	14,3	42
10	410	237	74,8	0,812	3,18	35°20'	2,58	1,85	14,4	43,6
11	420	242	73,5	0,795	3,3	37°30'	2,63	2	14,4	44,6
12	430	248	74,3	0,775	3,35	39°40'	2,58	2,12	14,3	47
13	440	253	74,3	0,755	3,41	41°	2,58	2,24	14,2	48,7
14	450	259	74,3	0,725	3,5	43°30'	2,54	2,41	14	51

Obs. Presiunea în rezervorul principal a fost menținută constantă, la 9 dN/cm².

Circuitul de alimentare monofazată, pentru a avea simetrie la diferite tensiuni, se determină cu ajutorul relațiilor (2.10) și (2.11), folosind din tabelele 6.7 + 6.9 rezistența și reactanța echivalentă. Tensiunea U₁₃ este tensiunea cu care se alimentează condensatorul, explicată în figura 2.1.

Tabelul 6.10. Calculul circuitului de alimentare monofazată pentru grupele I+II+III în condițiile variației tensiunii de alimentare.

Nr. crt.	U [V] linie	R _M [Ω]	X _M [Ω]	x	U ₁₃	C [μF]
1	320	1,26	0,63	1,25	720	680
2	330	1,34	0,68	1,21	730	646
3	340	1,41	0,725	1,185	742	616
4	350	1,48	0,787	1,13	745	595
5	360	1,55	0,846	1,08	750	580
6	370	1,59	0,91	1,03	752	580
7	380	1,67	0,975	0,985	755	570
8	390	1,725	1,05	0,925	752	550
9	400	1,765	1,125	0,86	745	540
10	410	1,81	1,2	0,805	740	543
11	420	1,84	1,275	0,75	736	541
12	430	1,845	1,355	0,68	724	520
13	440	1,825	1,42	0,615	707	526
14	450	1,81	1,5	0,545	695	580

Tabelul 6.11. Calculul circuitului de alimentare monofazată pentru motoarele rezistențelor de frânare, în condițiile variației tensiunii de alimentare.

Nr. crt.	U V linie	R_M	X_M	x	U_{13}	C_F
1	320	3,92	2,32	0,96	625	238
2	330	4,15	2,46	0,96	646	224
3	340	4,32	2,66	0,91	650	219
4	350	4,47	2,83	0,87	654	214
5	360	4,6	3,05	0,81	652	212
6	370	4,74	3,25	0,726	638	209
7	380	4,9	3,48	0,715	652	199
8	390	4,96	3,62	0,69	660	204
9	400	5,04	3,89	0,64	649	206
10	410	5,1	4,16	0,56	640	204
11	420	5,06	4,41	0,495	638	209
12	430	5,1	4,96	0,39	597	209
13	440	5,04	4,76	0,37	604	209
14	450	4,96	5	0,36	610	213

Tabelul 6.12. Calculul circuitului de alimentare monofazată pentru compresoare în condițiile variației tensiunii de alimentare.

Nr. crt.	U V linie	R_M	X_M	x	U_{13}	C_F
1	320	1,84	0,907	1,26	724	457
2	330	1,98	1,005	1,205	728	434
3	340	2,1	1,12	1,125	723	420
4	350	2,2	1,195	1,095	730	405
5	360	2,32	1,285	1,065	740	388
6	370	2,4	1,42	0,97	730	384
7	380	2,47	1,5	0,925	730	382
8	390	2,51	1,61	0,855	723	386
9	400	2,55	1,73	0,78	716	386
10	410	2,58	1,85	0,705	700	390
11	420	2,63	2	0,635	690	391
12	430	2,58	2,12	0,56	670	400
13	440	2,58	2,24	0,505	662	407
14	450	2,54	2,42	0,4	620	420

Observînd tabelele 6.10 + 6.12 se constată că ar fi posibilă o bună apropiere de simetrie dacă tensiunea U_{13} ar fi stabilizată la valoarea de aproximativ 720 V iar capacitatea ar rămîne constantă. Această observație a fost făcută de autor în /2.9/ și experimentată făcînd un reglaj în mai multe trepte..

Stabilizarea tensiunii U_{13} se poate face prin conectarea între borna 3 a transformatorului (figura 2.1) și condensatorul de defazare a unui invertor de tensiune, care să funcționeze sincron cu

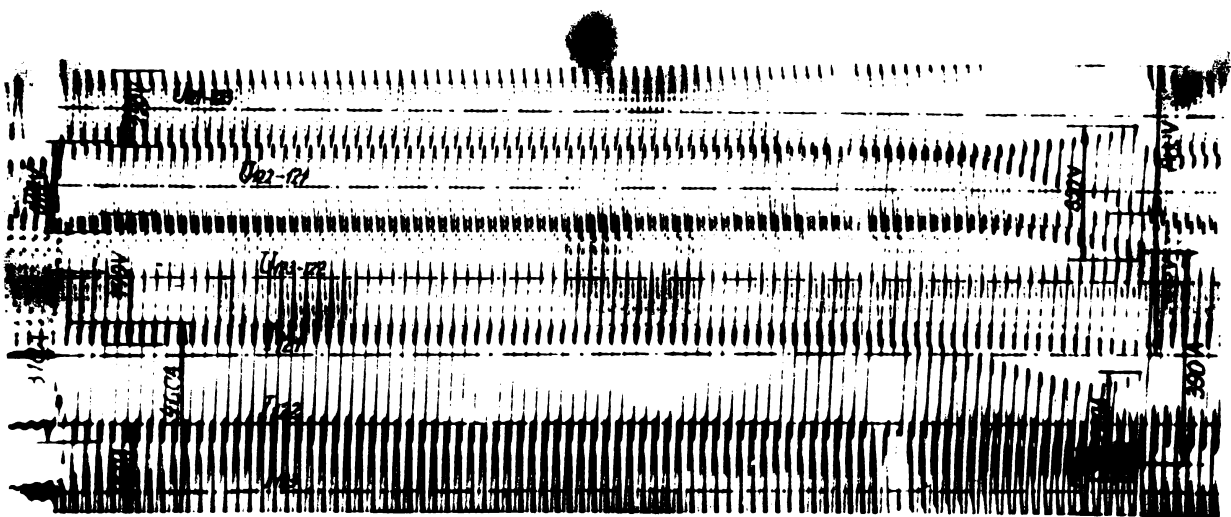
rețeaua.

Reglarea tensiunii se face în circuitul intermediar de curent continuu cu ajutorul unui redresor comandat. Prin defazarea tensiunii invertorului față de tensiunea monofazată de pe locomotivă se obține o rezultantă care poate să compenseze necesitatea de a modifica capacitatea. Avantajul acestei soluții de simetrizare, față de soluția prezentată în paragraful 5.1, este că puterea suplimentară instalată în convertizor este mai mică (cca. 30 kW) dar se mențin dezavantajele legate de pornire și bateria de condensatoare de defazare.

Oscilografiera pornirii serviciilor auxiliare alimentate monofazat s-a făcut cu scopul de a verifica metoda de calcul a componentelor simetrice, dezvoltată de autor în paragraful 2.6.

S-au oscilografiat tensiunile de linie și curenții de fază la pornirea primei grupe de motoventilatoare și a compresoarelor în condițiile schemei de pornire conform figurii 1.8. Copiile oscilogramelor la o scară redusă se prezintă în figurile 6.2 și 6.3.

Pentru validarea metodei de calcul a componentelor simetrice, cu care se construiesc triunghiul tensiunilor și curenții de fază, cu măsurile măsurate pe oscilogramele din figurile 6.2 și 6.3 s-au construit diagramele fazoriale din figurile 6.4 și 6.5. Se compară figurile 6.4 și 6.5 cu 2.23 și 2.26 a și c, constatându-se o foarte bună asemănare. Din punct de vedere cantitativ, diferențele între modulele componentelor simetrice sînt sub 5%.



Oscilograma pornirii primei grupe de motoventilatoare cu $K = 0,371e^{170^\circ}$.

Fig.6.2. Oscilograma pornirii primei grupe de motoventilatoare.

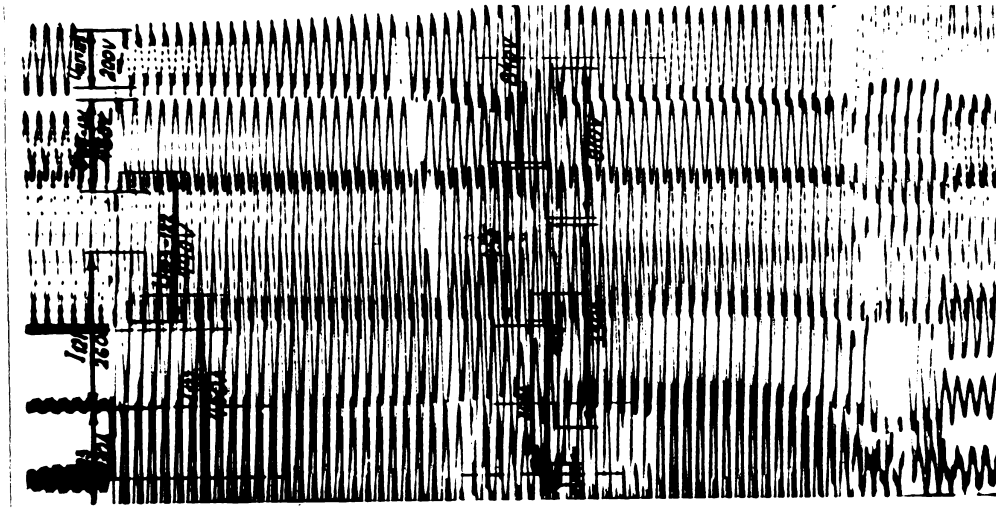


Fig.6.3. Oscilograma pornirii compresoarelor.

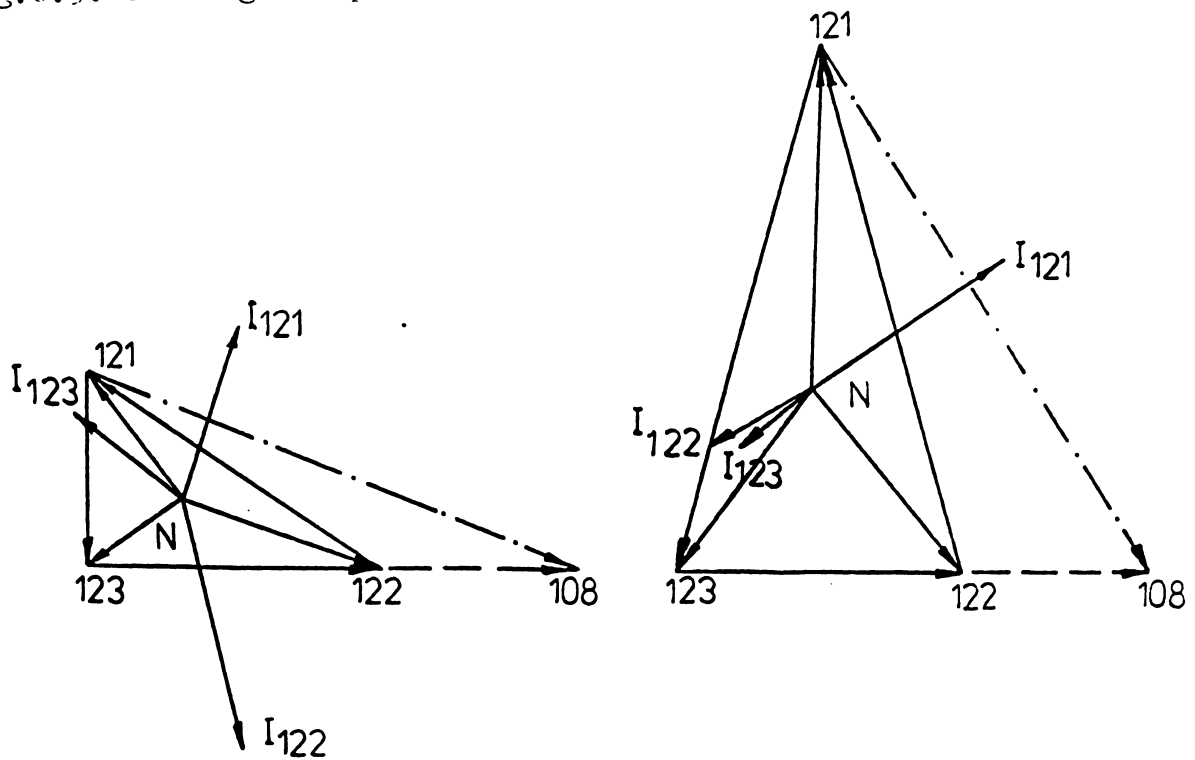


Fig.6.4. Diagramele fazoriale pentru începutul și sfârșitul porniri motoventilatoarelor pentru motoarele de tracțiune.

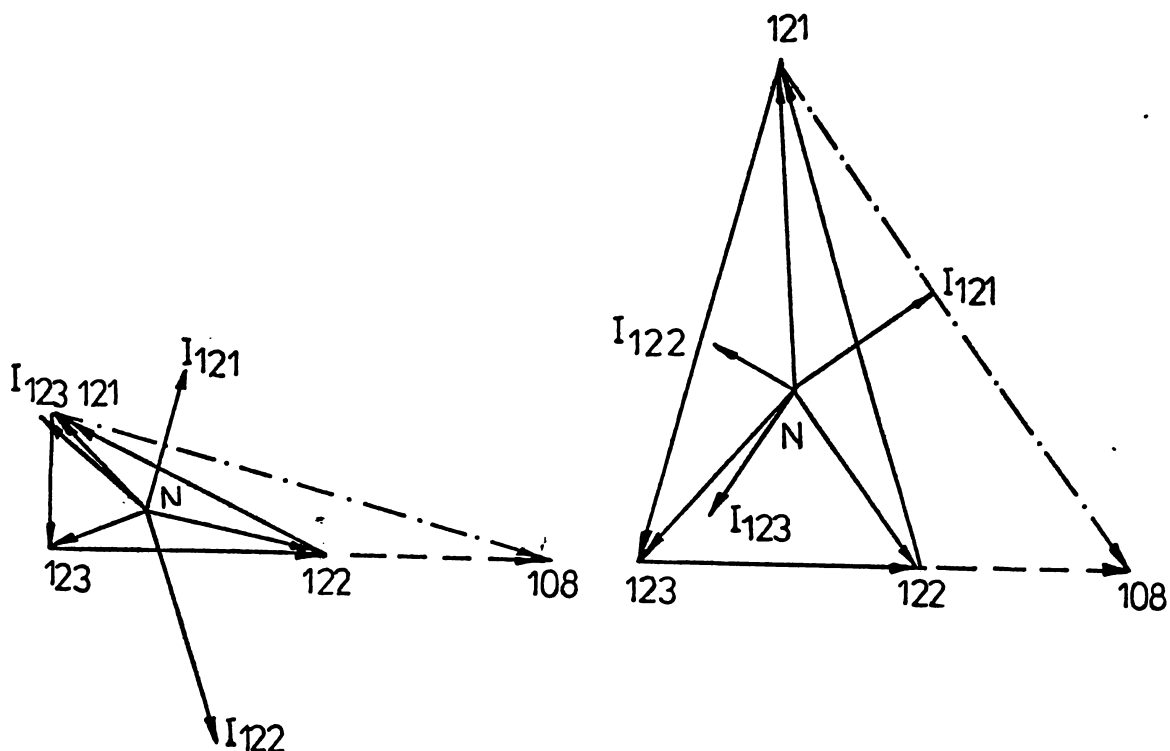


Fig.6.5. Diagramele fazoriale pentru începutul și sfârșitul pornirii primului compresor.

6.2. Oscilografiera pornirii serviciilor auxiliare cu ajutorul circuitului de pornire conform invenției autorului nr. 66117 /2.11/

Circuitul de pornire pentru serviciile auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW, realizat conform invenției autorului nr.66117 din bateria de condensatoare de pornire și un rezistor de 5Ω conectat în paralel, a fost experimentat de autor pe o locomotivă din fabricația curentă, cu care ocazie s-au înregistrat oscilogramele din figurile 6.6 și 6.7.

În exploatare el s-a experimentat pe locomotiva electrică EA-205, de către depoul C.F.R. Brașov, care a mai echipat și alte locomotive cu acest circuit de pornire.

Pentru o mai ușoară comparare a măsurărilor cu rezultatele calculelor efectuate în paragraful 2.6.2.1 s-au construit diagramele fazoriale din figurile 6.8 și 6.9. În urma comparării diagramele fazoriale din figurile 6.8 și 6.9 cu cele din figurile 2.28 și 2.29 se confirmă atât metoda de calcul propusă de autor cât și îmbunătățirile care au rezultat prin aplicarea invenției.

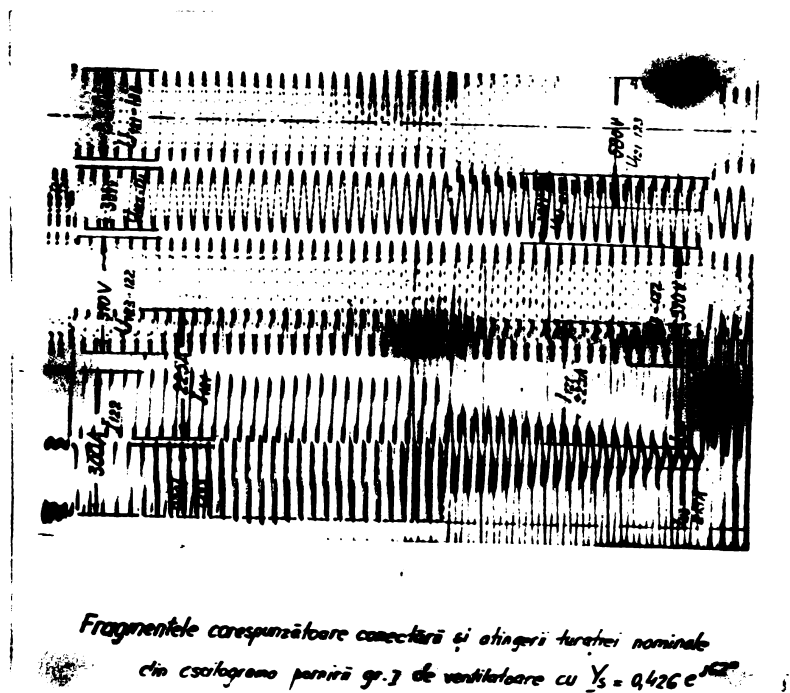
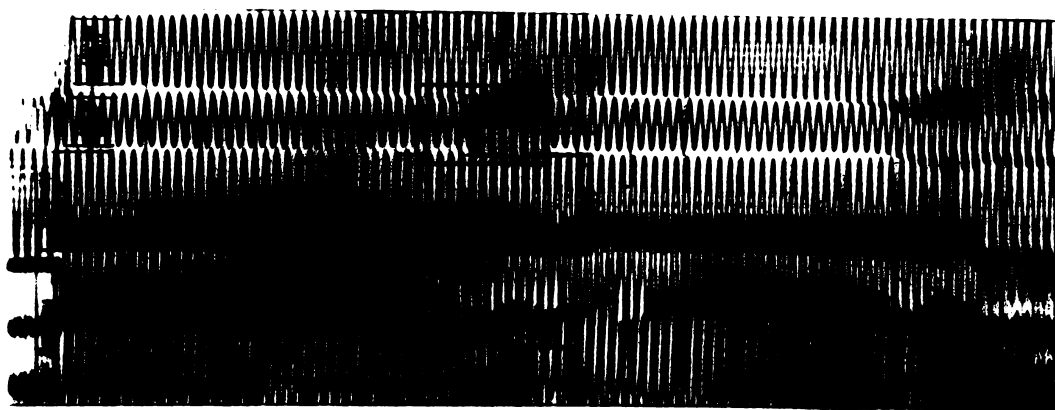


Fig. 6.6. Oscilograma pornirii motoventilatoarelor pentru motoare de tracțiune cu circuit de pornire format dintr-o baterie de condensatoare de $1200 \mu F$ și un rezistor de 5Ω .



Pornirea compresoarelor cu $Y_s = 0,333 e^{j\omega t}$

Fig. 6.7. Oscilograma pornirii compresoarelor cu circuit de pornire format dintr-o baterie de condensatoare cu capacitatea de $1200 \mu F$ și un rezistor cu rezistența de 5Ω .

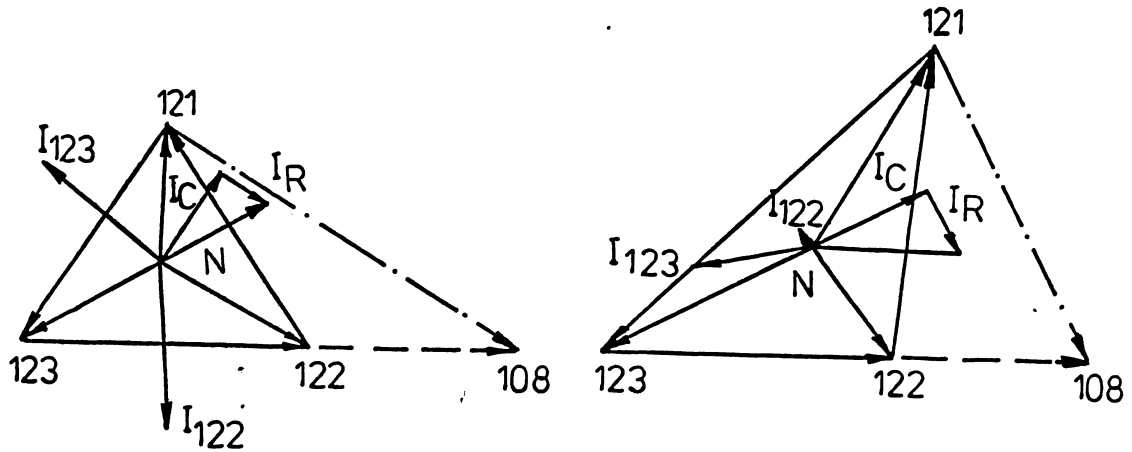


Fig.6.8. Diagramele fazoriale pentru începutul și sfârșitul pornirii motoventilatoarelor pentru motoarele de tracțiune cu circuit de pornire realizat cu condensator și rezistor în paralel.

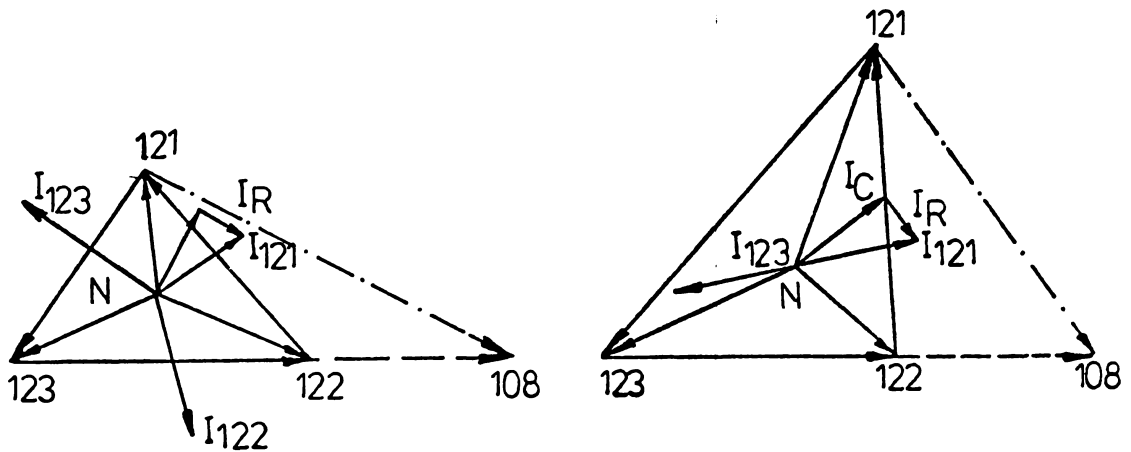


Fig.6.9. Diagramele fazoriale pentru începutul și sfârșitul pornirii compresoarelor folosind circuitul de pornire realizat cu condensator și rezistor în paralel.

6.3. Experimentarea soluțiilor noi pentru alimentarea serviciilor auxiliare, propuse de autor în capitolul 5

Soluțiile noi, propuse de autor pentru alimentarea serviciilor auxiliare în capitolul 5, au fost experimentate, primele două la nivel de model de laborator iar pentru cea de a treia s-a realizat un prototip, montat pe locomotiva electrică de 5100 kW. Existând opțiunea pentru soluția treia, autorul și-a concentrat toate eforturile pentru realizarea și experimentarea acesteia.

6.3.1. Experimentarea convertizorului static pentru numărul de faze

Folosind dotările din cadrul laboratorului de Acționări electrice reglabile aparținând CCSIT Electroputere, autorul a realizat un montaj conform schemei din figura 5.2. Montajul, aparatele de control și osciloscoapele se văd în figura 6.10.

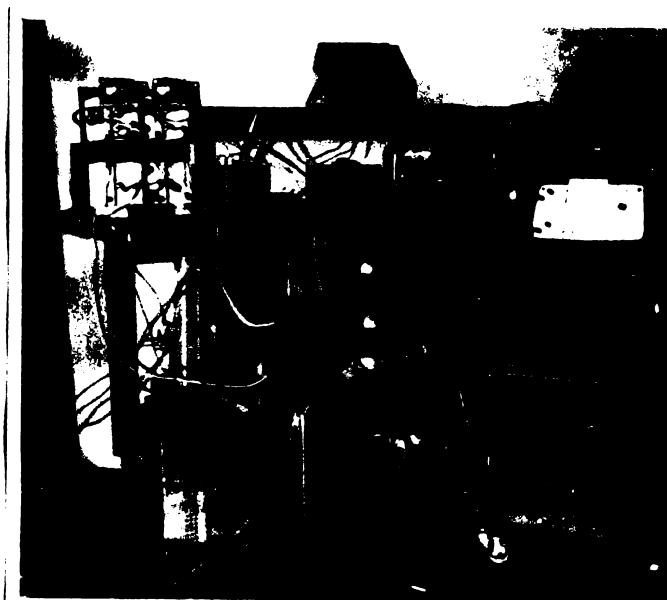


Fig.6.10 Montaj pentru realizarea convertizorului static, conform schemei din figura 5.2.

Pentru comanda tiristoarelor din inverorul static, s-a utilizat un dispozitiv de comandă pe bază de microprocesor integrat $\mu A1145$, într-un montaj identic cu cel folosit în figura 5.30. (circuitul integrat IC₁).

Formele tensiunilor furnizate de invertor și convertizor se văd în figura 6.11, asemănătoare cu cele din figurile 5.5 și 5.6.

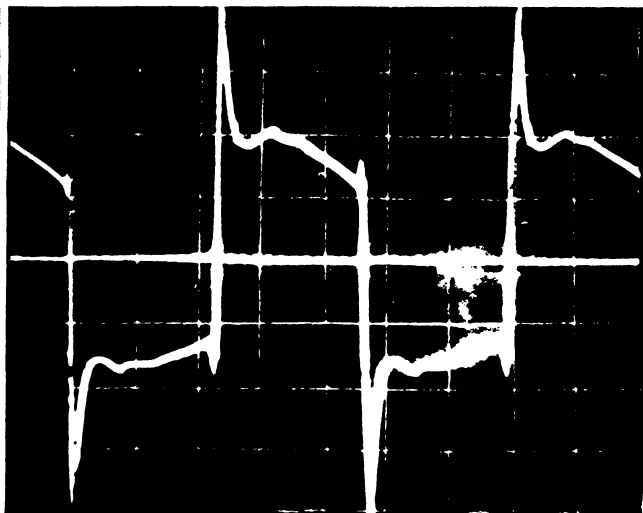
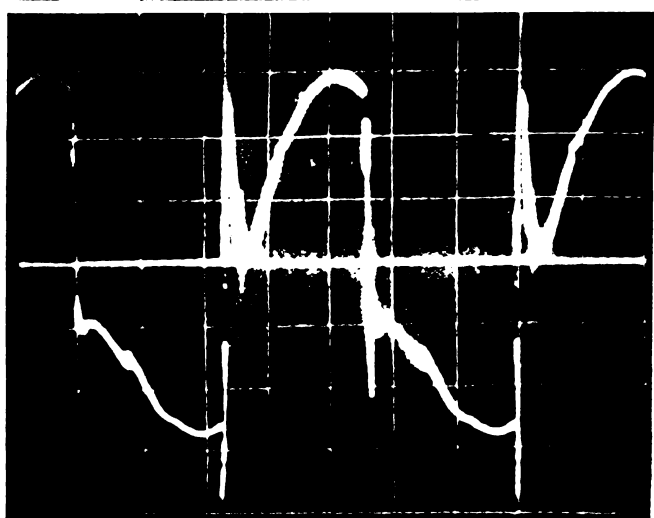
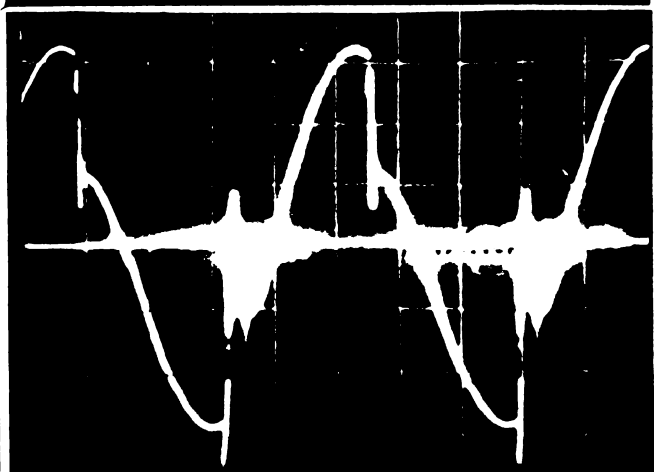


Fig.6.11. Tensiunile furnizate de convertizorul pentru numărul de faze.

a. Tensiunea furnizată de invertor
200 V/div. 50 Hz.



b. Tensiunea pe faza S. 100 V/div
50 Hz.



c. Tensiunea de linie RS. 200 V/div
50 Hz.

Se constată că circuitul de comutație este supradimensionat, menținându-se la tiristorul care iese din conducție tensiune negativă 1,2 ms.

Cu ajutorul montajului din figura 6.10 a fost pornit și alimentat un motor asincron de 3,2 kW, vizibil în figura 6.10.

6.3.2. Experimentarea inverterului din figura 5.13

În cadrul laboratorului de acționări electrice reglabile din cadrul CCSIT Electroputere a fost realizat un inverter de tensiune conform schemei din figura 5.13. La realizarea inverterului a participat și autorul /5.13/.

Din timpul experimentării acestui inverter se prezintă în figura 6.12 tensiunea și curentul de fază în cazul alimentării unui motor asincron de 20 kW.

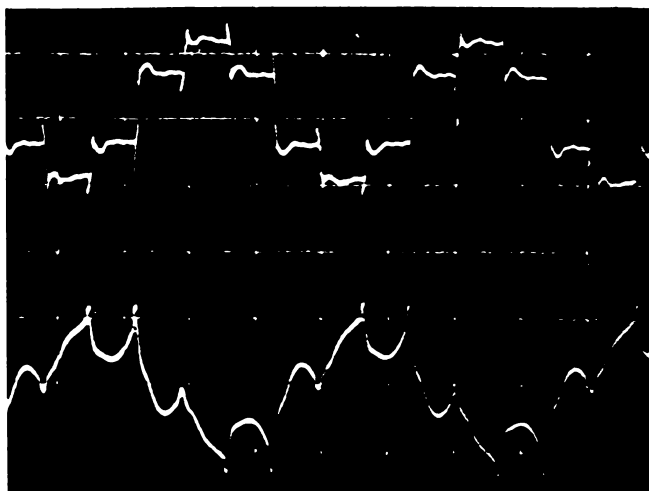


Fig.6.12. Tensiunea și curentul de fază la alimentarea unui motor de 20 kW de la inverter de tensiune. 300 V/div., 50 A/div.

Se constată o bună concordanță cu figura 5.19.1, obținută pe model analogic.

6.3.3. Experimentarea convertizorului mono-trifazat cu frecvență variabilă.

Punerea în funcțiune și încercările de tip efectuate asupra convertizorului pentru serviciile auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW au ocupat mai multe luni de muncă a unui colectiv condus de autor. Din timpul încercărilor se prezintă oscilogramele din figurile 6.13 și 6.14.

Se constată o coincidență deplină între ceea ce și-a propus autorul și ceea ce a rezultat în urma experimentărilor. Tensiunile prezentate în figura 6.13 sînt ca cele din figura 5.15.c. Curentul din figura 6.14.b este foarte apropiat de cel din figura 5.19.2.

6.4. Concluzie

Concluzia acestui capitol este că se confirmă pe cale experimentală ceea ce s-a urmărit și s-a prefigurat prin calcul. Corespondența dintre figurile calculate și cele obținute experimental este dată în comentariile care însoțesc figurile.

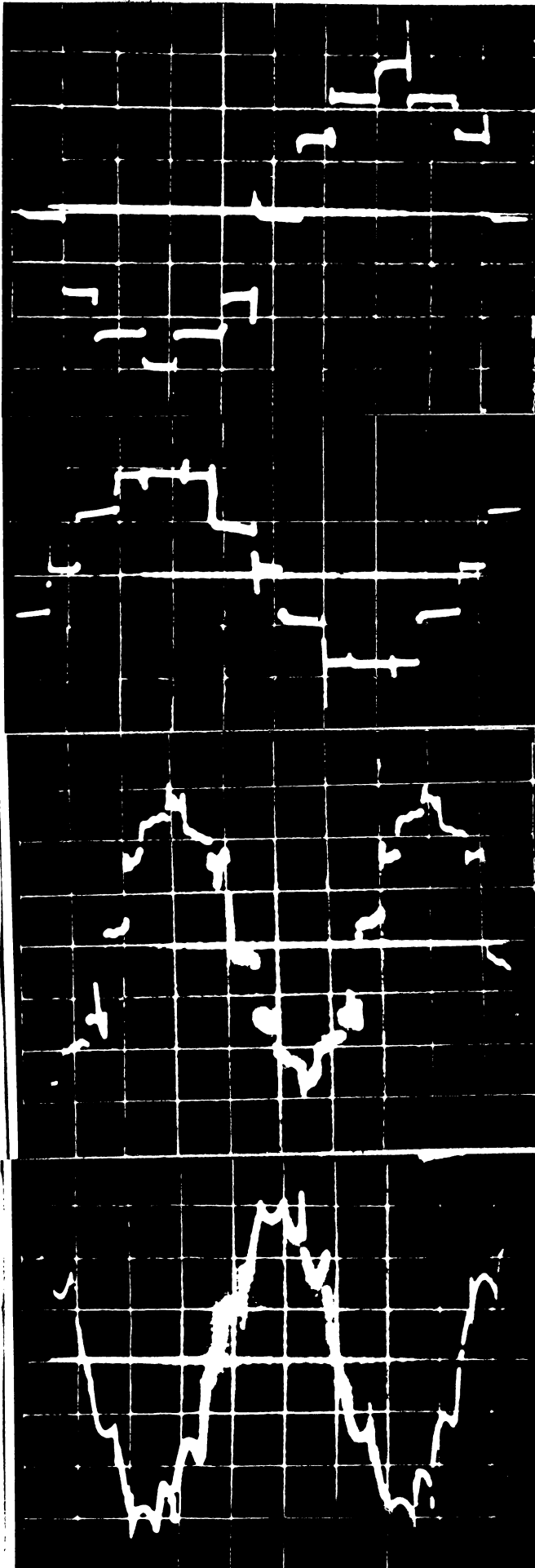


Fig.6.13. Tensiunea de fază și de linie pe sarcină activă.

100 V/div 50 Hz.

a.

250 V/div. 50 Hz.

b.

Fig.6.14. Tensiunea și curentul de fază la alimentarea grupelor de motoare I+II+III.

a. 100 V/div. 50 Hz.

b. 100 A/div. 50 Hz.

Capitolul 7

C O N S I D E R A T I I F I N A L E

Capitolele precedente se încheie cu concluzii referitoare la conținutul capitolelor respective. În capitolul final reținem acele concluzii care constituie rezultatul concret al studiilor efectuate, aplicabil în exploatare și la construcții noi de locomotive.

7.1. Concluzii finale

7.1.1 Pentru acționarea serviciilor auxiliare ale locomotivelor electrice tinde să se generalizeze motorul asincron, mai performant și mai ieftin decât alte motoare.

7.1.2. Soluția folosită pentru acționarea și alimentarea serviciilor auxiliare de pe locomotiva electrică de 5100 kW este simplă, dar nu poate asigura, în forma actuală, o fiabilitate satisfăcătoare. Dezavantajele majore ale soluției constau în apariția nesimetriilor când tensiunea monofazată de alimentare variază, micșorarea cuplului de pornire și apariția de tensiuni mari pe înfășurări la sfârșitul pornirii. Studiul efectuat arată că aceste dezavantaje pot fi ameliorate.

7.1.3. Din studiul efectuat de autor în teză rezultă următoarele posibilități de ameliorare:

-Folosirea circuitului de pornire conform invenției autorului nr. 66117, constând din capacitatea instalată în acest scop și o rezistență de 5Ω conectată în paralel. Cuplul de pornire devine aproape egal cu cel de la pornirea cu alimentare simetrică iar tensiunile repartizate pe înfășurări la sfârșitul pornirii sînt mult mai mici.

-Simetrizarea curenților în cazul funcționării serviciilor auxiliare cu tensiune variabilă, conform tabelelor 6.10 + 6.12, se poate face prin stabilizarea tensiunii U_{13} . Una din posibilitățile tehnice de a realiza aceasta este folosirea unui inverter sincron cu rețeaua, alimentat cu tensiune variabilă de la un redresor comandat.

7.1.4. Pe baza studiilor efectuate de autor în capitolul 6 s-au conturat câteva reguli pentru alegerea motoarelor de acționare a

serviciilor auxiliare, avînd alimentarea monofazată cu condensator de defazare. Acestea sînt:

-Motoarele asincrone pentru alimentarea monofazată cu condensator de defazare trebuie să aibă rotorul cu colivie normală, pentru a nu prezenta refularea curentului.

-Motoarele alimentate în paralel prin același condensator trebuie să aibă admitanța inversă proporțională cu puterea. Motorul care are admitanța inversă mai mare, preia un curent de succesiune inversă mai mare, constituind un filtru pentru componenta de succesiune inversă.

-Datorită curentului mai mare, care apare pe două faze cînd tensiunea monofazată de alimentare are valoarea minimă, puterea constructivă a motorului trebuie aleasă mai mare decît cea necesară condiționării. Modul de calcul al puterii motorului este tratat în paragraful 2.5.2.

-Pentru motoarele care au funcționare intermitentă, ca de exemplu compresoarele, este necesar să se facă rețea separată de alimentare. Furnizarea acestora influențează negativ celelalte motoare.

7.1.5. Realizarea prototipului convertizorului static pentru alimentarea serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW, reprezintă esența activității depuse de autor pentru rezolvarea problemei serviciilor auxiliare. Ea se bazează din punct de vedere teoretic pe întreaga teză și în special pe capitolul 5, iar din punct de vedere practic pe experiența de cercetare a autorului în domeniul convertizoarelor cu tiristoare.

Soluția aleasă, și avizată de beneficiar, întrunește următoarele calități:

- Reglaj de tensiune static.
- Furnire cu frecvență și tensiune variabilă la curent constant.
- Conținut redus de armonici superioare.
- Posibilitatea pornirii compresoarelor prin conectarea directă la frecvența de 50 Hz cu celelalte motoare în funcțiune.

7.2. Contribuții originale ale autorului

Contribuțiile originale ale autorului constau atât în găsirea unor soluții la problemele serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW, amintite deja, cît și în elaborarea unor metode de cercetare cu care s-au obținut rezultate de mai înaltă calitate științifică de specialitate.

7.2.1. Spre deosebire de metodele cunoscute în literatură /2.1 și 2.14/, în lucrare s-au determinat relațiile de dimensionare a circuitului de alimentare, (2.10) și (2.11), bazate pe impedanță echivalentă a motorului. Ideea originală a introducerii impedanței echivalente a permis, demonstrarea riguroasă a posibilității arderii simetrice și tratarea pornirii prin aceeași metodă. În literatura de specialitate /1.9/ nu este dată o metodă riguroasă de calcul a circuitului de alimentare la pornire.

7.2.2. Relațiile (2.17) + (2.26), pentru calculul componentelor simetrice, sînt originale.

7.2.3. Aplicînd relațiile pentru calculul componentelor simetrice în cazul locomotivăi electrice de 5100 kW, autorul a arătat (paragraful 2.4.1) importanța alegerii motoarelor cu impedanță inversă proporțională cu puterea.

7.2.4. Relația (2.46) pentru calculul puterii motorului în timpul arderii nesimetrice s-a dedus pe baza unor idei originale.

7.2.5. Observația în legătură cu schema echivalentă a motorului pentru componenta de succesiune inversă și modul de calcul al acesteia, prezentat în figura 2.8, este originală.

7.2.6. Calculul rezultatului curentului în colivia sursei de alimentare, în conformanță cu figura 2.5.3.2, a ridicat probleme din punct de vedere al calculului echivalente a motorului, rezolvate într-o manieră originală.

7.2.7. Metoda de calcul a distribuției curentului în colivia sursei de alimentare înalte și profil complicat este originală.

7.2.8. Metoda de construire a diagramei loc geom. al sursei de alimentare în timpul arderii este originală. Metoda, prezentată în figura 2.10, este originală și permite determinarea comportării motorului în timpul pornirii cu precizie înaltă.

7.2.9. Introducînd condiția anulării componentei de succesiune inversă a tensiunii, relația (2.18), în momentul comutării, s-a descoperit circuitul de pornire echilibrat din capacitate în paralel. Pentru o sursă electrică de curent alternativ acest circuit, echilibrat din punct de vedere al puterii, este original.

Din studiul circuitului de pornire metoda locului geom. al sursei simetrice, este originală și este analogică.

se constată că pe lângă avantajul alimentării simetrice până aproape de alunecarea critică, tensiunile la sfârșitul pornirii sînt mai mici decît în cazul pornirii cu condensator.

7.2.10 Pentru calculul caracteristicii cuplu funcție de alunecare în cazul alimentării monofazate, autorul propune în paragraful 2.6.3. o metodă originală care se dovedește satisfăcătoare pentru calculele ingineresti.

7.2.11. Modelul analogic al motorului asincron, cunoscut în literatură /3.2 și 3.9/, prezintă o serie de dezavantaje. Autorul l-a eliminat prin:

-Introducerea fluxurilor pentru calculul cuplului în modelul pentru curenți.

-Aplicarea de reacții locale la blocurile integratoare, cu rezistențe în paralel cu capacitatea.

-Introducerea repetoarelor de curent alternativ care blochează componentele de curent continuu, provenite din tensiunile de dezechilibru.

7.2.12. Capitolul 4 este în întregime original. În cadrul acestui capitol s-au realizat în afara modelului analogic al motorului asincron încă două dispozitive de calcul, sursa care simulează alimentarea monofazată și dispozitivul de calcul al componentelor simetrice.

Inregistrările efectuate au permis autorului să facă următoarele observații originale:

-Cuplul de pornire se micșorează, iar cuplul maxim este mai mic decît la alimentarea simetrică și apare la alunecare mai mică decît alunecarea critică. (figura 4.7)

-Cu circuitul de pornire conform invenției nr. 66117 se obține un cuplu de pornire apropiat de cel de la alimentarea simetrică. Cuplul maxim este mai mic decît în cazul circuitului de pornire realizat numai din capacități.

-Rezistența în paralel cu capacitatea de pornire acționează asupra componentei de succesiune inversă, lăsînd componenta de succesiune directă aproape nemodificată.

-Componentele simetrice nu se modifică sensibil, în timpul alunecării critice (figura 4.8).

-Componenta directă a curentului variază în timpul alunecării și cînd am avea alimentare simetrică (figura 4.9). Autorul a verificat ipoteza făcută la luarea (și în literatură) că în timpul alimentării reale trebuie să se considere două motoare în paralel, unul alimentat cu componenta de succesiune directă și

celălalt alimentat cu componenta de succesiune inversă.

În capitolul 5 autorul a adus următoarele contribuții originale:

7.2.13. Ideea realizării convertizorului pentru numărul de faze, schemele și relațiile deduse pentru dimensionarea lui, sînt originale.

7.2.14. Modelul analogic al convertizorului pentru numărul de faze, figura 5.4, și înregistrările efectuate, figurile 5.5 + 5.12, sînt originale.

7.2.15. La studiul convertizorului mono-trifazat cu frecvență fixă și tensiune de ieșire stabilizată prin modificarea unghiului de conducție, autorul a dedus relații originale pentru tensiunea de fază și de linie, arătînd că armonica de ordinul 5 este de succesiune inversă (relațiile 5.11 + 5.15);

7.2.16. Autorul a analizat înlocuirea legii sinusoidale de reglare a unghiului de conducție, în vederea simplificării, cu o lege liniară, demonstrînd că acest lucru este posibil cu o eroare mică.

7.2.17. Autorul a realizat modelul analogic al convertizorului cu unghi de conducție variabil și pe această cale a înregistrat curentul preluat de motorul asincron (figurile 5.18 și 5.19).

7.2.18. La conceperea schemei convertizorului mono-trifazat cu frecvență și tensiune variabilă, figura 5.26, autorul a adus elemente originale în partea de redresor (divizarea riguroasă a tensiunii continue de alimentare a inverterului) și de sursă auxiliară.

7.2.19. Autorul a determinat unghiul de conducție la care se anulează componenta de ordinul 5 și a conceput algoritmul și generatorul de impulsuri de comandă al inverterului pentru realizarea unghiului de conducție de 144° el. (figura 5.33 și 5.34).

Avantajul utilizării inverterului cu unghi de conducție de 144° el., care din acest punct de vedere este original, este micorarea curentului armonicii de bază cu urmarea a dispariției armonicii de ordinul 5, care conform figurii 5.25 produce un cuplu de osc. 5^{ta} armonicii de bază. Ea poate pierderile vor fi tot aici urmarea a lipsei armonicii de ordinul 5, puternic refuzată.

7.2.20. Generatorul de impulsuri pentru comanda inverterului, inclusiv nodul de realizare a următoarelor, este original.

7.2.21. Productorul tensiune-frecvență, figura 5.35, este original.

7.2.22. Modelul de abordare a problemei comutației, la care sînt deosebit de valoroase, figurile 5.15 și 5.26, este original din punct de vedere al afilierii la teoria generalizată /5.21 și 5.22/.