

INSTITUTUL POLITEHNIC DE TIMISOARA

LIBRĂRIE
SALA 101
BUCUREȘTI

DR. ING. T. BORDEA

TRATAT DE CONVENȚIILE LAITICE DE CURENȚĂ
SERIE IV - CURENȚĂ CONTINUTU MONOPAZĂ
CULEGERE DE CULEGERE CONTINUTU SERIE

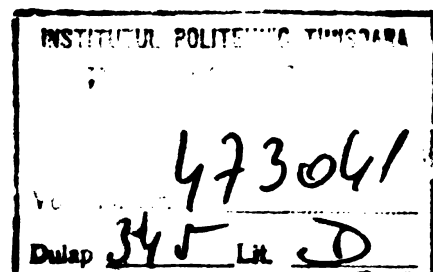
TEZA DE DOCTORAT

CONDUCĂTOR ȘTIINȚIFIC

Prof. Dr. Ing. T. BORDEA

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICĂ"
TIMIȘOARA

- 1 9 8 4 -



CUPRINS

| | |
|---|----|
| PREFATA | 1 |
| NOTATII SI ABREVIERI PRINCIPALE UTILIZATE | 3 |
| CAPITOLUL 1. INTRODUCERE | 5 |
| CAPITOLUL 2. CSAC DESTINATE MOTOARELOR DE C.C. SERIE IN TRACTIUNEA DE MEDIE PUTERE | 11 |
| 2.1. Terminologii. Clasificare CSAC. Scheme concrete | 11 |
| 2.2. Modalitățile principale de comandă ale CSAC în punte monofază | 14 |
| 2.3. Comutația forțată în curent alternativ | 17 |
| 2.4. Combinații ale schemelor CSAC în punte monofazate. | 20 |
| 2.5. CSAC rezultate din combinații ale unor tipuri diferite de convertoare elementare | 21 |
| 2.6. Probleme ale rețelelor de c.a. de alimen- tare și conexie ale CSAC | 23 |
| 2.6.1. Influențe ale CSAC asupra rețelelor de alimentare și conexie | 23 |
| 2.6.2. Metode de ameliorare ale influențelor asupra rețelelor | 25 |
| 2.6.2.1. Metode specifice sistemului CSAC-motor de c.c. | 25 |
| 2.6.2.2. Metode specifice rețelelor de alimentare ale CSAC | 28 |
| 2.7. Problematika motoarelor de c.c. serie alimentate de la CSAC | 29 |
| 2.7.1. Funcționarea motorului de c.c. serie alimentat de la CSAC | 29 |
| 2.7.2. Metode pentru ameliorarea funcționării motoarelor de c.c. alimentate de la CSAC | 31 |
| 2.7.3. Cerințe impuse mașinii de c.c. serie într-un sistem automat | 34 |
| 2.7.4. Regimuri limită ale mașinii de c.c. serie | 35 |
| 2.8. Concluzii. Stadiul actual de rezolvare al problemelor | 36 |
| CAPITOLUL 3. SISTEMUL DE C.A. IN PUNTE MONOFAZATA DE TIP SERICO - DAP ASI SERIE (SER - MO- TOR DE C.C. - CONTINUTUL SERIE | 38 |

| | |
|--|------------|
| 3.1. Introducere | 38 |
| 3.2. Regimurile de funcționare ale sistemului CSAC în punte monofazată de tip SNA-motor de c.c. serie. | 39 |
| 3.3. Scheme echivalente. Stabilirea ecuațiilor sistemului | 45 |
| 3.4. Integrarea numerică a sistemelor de ecuații | 52 |
| 3.5. Prezentarea și discuția rezultatelor calculelor | 58 |
| CAPITOLUL 4. SISTEMUL CSAC IN PUNTE MONOFAZATA DE TIP SNA - MOTOR DE CURENT CONTINUU SERIE CU COMPENSAREA PUTERII REACTIVE IN RETEAUA DE TENSIUNE ALTERNATIVA | 78 |
| 4.1. Introducere | 78 |
| 4.2. Prezentarea sistemului analizat | 79 |
| 4.3. Scheme echivalente. Stabilirea ecuațiilor sistemului | 81 |
| 4.4. Integrarea numerică a sistemelor de ecuații | 84 |
| 4.5. Prezentarea și discuția rezultatelor obținute în urma integrării numerice | 87 |
| CAPITOLUL 5. SISTEMUL CSAC IN PUNTE MONOFAZATA SEMICOMANDAT CU COMUTATIE FORȚATA DE TIP SNA - MOTOR DE CURENT CONTINUU SERIE | 105 |
| 5.1. Introducere | 105 |
| 5.2. Prezentarea sistemului analizat | 105 |
| 5.3. Determinarea valorii optime a capacității de stingere | 109 |
| 5.4. Scheme echivalente. Stabilirea sistemelor de ecuații | 114 |
| 5.5. Integrarea numerică a sistemelor de ecuații diferențiale | 118 |
| 5.6. Prezentarea și discuția rezultatelor obținute în urma integrării numerice | 122 |
| CAPITOLUL 6. COMPARAREA PERFORMANTELOR SISTEMELOR CSAC MONOFAZATE IN PUNTE - MOTOR DE C.C. SERIE. VERIFICARI EXPERIMENTALE | 141 |
| 6.1. Performanțele sistemelor CSAC monofazate în punte-motor de c.c. serie | 141 |
| 6.2. Verificări experimentale ale rezultatelor teoretice obținute | 146 |

| | |
|--|-----|
| CAPITOLUL 7. REALIZARI INDUSTRIALE PRIVIND SISTEMELE DE TRACTIONE DE MEDIE PUTERE IN CURENT ALTERNATIV | 159 |
| 7.1. Introducere | 159 |
| 7.2. Descrierea solutiilor adoptate | 159 |
| 7.3. Date tehnice si constructive ale echipamentului si locomotivei | 165 |
| 7.4. Concluzii generale ale testării în condiții de exploatare a sistemului CSAC monofazat în punte de tip SNA-motor de c.c. serie | 167 |
| CAPITOLUL 8. CONCLUZII | 169 |
| ANEXA NR.1. RELATII UTILIZATE LA PRELUCRAREA REZULTATELOR IN URMA INTEGRARII NUMERICE | 172 |
| ANEXA NR.2. SCHEMELE ELECTRICE ALE PRINCIPALELOR SUBANSAMBLURI ELECTRONICE DE COMANDA UTILIZATE LA REALIZAREA STANDULUI DE PROBA SI A ECHIPAMENTULUI TIRISTORIZAT PENTRU LOCOMOTIVA DE MINA LTA 7 | 174 |
| BIBLIOGRAFIE | 178 |

PREȘATA

Orientarea cercetării științifice actuale românești și implicit a celei desfășurate la Institutul Politehnic "Traian Vuia" din Timișoara constituie un răspuns la indicațiile și directivele prețioase trasate de Conducerea Superioară a Partidului Comunist Român și de Stat. Problemele abordate trebuie să satisfacă atât cerințele imediate impuse de industria în plină dezvoltare, prin punerea la dispoziție a unor soluții și metode noi de reducere a consumurilor energetice specifice, de perfecționare a proceselor de producție, cât și problemele de cercetare fundamentală.

Lucrarea de față intitulată "Sisteme de convertoare statice de curent alternativ - curent continuu monofazate - motor de curent continuu serie" se înscrie ca o contribuție la rezolvarea problemelor ce se pun în tracțiunea electrică în curent alternativ de tip minier, uzinal, urban, etc. Ea a fost elaborată în intervalele 1975-1976 -partea experimentală și realizările industriale aferente- și 1981-1983 -fundamentarea teoretică-, fiind rodul activității susținute a autorului în domeniul general de utilizare al convertoarelor statice în acționări electrice în general și în tracțiunea electrică în particular, favorizat de:

- îndrumarea competentă, permanentă și plină de înțelegere umană din partea conducătorului său, tov. prof. dr.ing. Toma Dordea,
- posibilitatea de valorificare a cercetărilor întreprinse prin intermediul contractelor dintre I.P. "Traian Vuia" Timișoara și CCSITUM Satu-Mare, în cadrul cărora s-a bucurat de sprijinul moral al conducerii CCSITUM în persoana tov.dir.ing. Ziman Gheorghe și a colaboratorilor direcți ing. Görbe Stefan și Bokor Ladislau,
- condițiile de desfășurare a activității de care a dispus în atmosfera colegială din cadrul Catedrei

de Utilizări și Mașini Electrice a Facultății de Electrotehnică, în cadrul căreia s-a bucurat de sprijinul moral și profesional al tov.conf.dr.ing. Boldea Ion,

- condițiile excepționale de lucru în cadrul colectivului de cercetare mixt I.P.T.V. Timișoara-CCSII Electroputere Craiova-Dacia Service Timișoara, de la Stația Pilot de Convertoare Statice a Institutului Politehnic "Traian Vuia" Timișoara,
- înțelegerea deplină a membrilor familiei și îndeosebi prin sprijinul moral și efectiv, materializat prin dactilografarea lucrării și elaborării unei părți a materialului grafic al prezentei lucrări, din partea soției, ing. Carmen Hauler.

Tuturor celor menționați autorul le va rămâne profund recunoscător. Totodată el exprimă călduroase mulțumiri tov.tehn. Grosz Vasile pentru sprijinul acordat la partea experimentală și tov. Surdu Benon pentru executarea în bune condiții a unei părți a materialului grafic al lucrării.

NOTATII SI ABBREVIERI PRINCIPALE UTILIZATE

- α - unghi de comandă
- α_1 - unghi de amorsare
- α_2 - unghi de blocare
- β - unghi de conducție
- γ - unghi de comutație
- p - număr de pulsuri
- f - frecvența tensiunii alternative
- $z = \omega t = 2\pi ft$
- R - rezistențe
- L - inductivități
- C - capacități
- X - reactanțe
- i - curenți, valori momentane
- u - tensiuni, valori momentane
- m - cupluri, valori momentane
- p - puteri, valori momentane
- u_1 - t.e.m. induse, valori momentane
- indice "t" - parametrii transformator
- indice "s" - parametrii semiconductoare
- indice "d" - mărimi de curent continuu
- indice "e" - mărimi ale impedanței de curent alternativ
- indice "f" - mărimi filtrare
- indice "m" - mărimi mașină de c.c.
- indice "max" - valori maxime
- indice "med" - valori medii
- indice "sc" - mărimi de scurtcircuit
- indice "1" - fundamentală
- indice "n" - armonici
- fără indice suplimentar - valori efective (litere mari)
- Ω - viteză unghiulară
- P, S, Q, D - putere activă, aparentă, reactivă, deformantă
- P_r - putere la arborii mașinii electrice
- M_0 - cuplul de frecări
- r_v - factor de vîrî
- δ - coeficient de distorsiune
- λ - factor de putere global
- φ - factor reactiv
- ξ - factor deformant
- ω - continuu de fundamentală

- t_{pr} - timp de protecție
- t_q - timp de revenire la tiristoare
- CS - convertor static
- CSAC - convertor static curent alternativ-curent continuu
- CSCC - convertor static curent continuu-curent continuu
- CSCA - convertor static curent continuu-curent alternativ
- CSP - convertor static de frecvență
- SNA - semicomandat cu comutație naturală, asimetric
- SNS - semicomandat cu comutație naturală, simetric
- SNFA - semicomandat cu comutație naturală și forțată, asimetric
- SNFS - semicomandat cu comutație naturală și forțată, simetric
- CN - complet comandat cu comutație naturală
- CNFA - complet comandat cu comutație naturală și forțată, asimetric
- CNFS - complet comandat cu comutație naturală și forțată, simetric
- CF - complet comandat cu comutație forțată

Obs. Sennificațiile notațiilor și abrevierilor diferite de cele de mai sus sînt specificate în text.

CAPITOLUL 1

INTRODUCERE

In actuala conjunctură energetică și socială se constată un reviriment în tracțiunea electrică pe șină, denumită în lucrare "de medie putere", care include domeniile urban, minier, uzinal, etc. cu puteri instalate ce nu depășesc 500 kW și la tensiuni de alimentare de maxim 1 kV. Această extindere a sistemelor de transport mai sus menționate este dictată, în principal, pe de o parte, de reorientarea transportului de persoane în mediul urban și suburban de la cel individual la cel colectiv și pe de altă parte, de investițiile ridicate pe plan mondial și național în domeniul exploatărilor miniere.

In acest context, lucrarea de față abordează domeniul clasic al sistemelor de convertire a energiei destinate tracțiunii de medie putere, dintr-un punct de vedere ce presupune alimentarea acestora prin intermediul firului de cale cu tensiune alternativă, în loc de tensiune continuă. Această situație restructurează radical sistemele de convertire clasice ale tracțiunii de medie putere și conduce la avantaje importante sub aspectul simplității, reducerii consumului de energie și a creșterii fiabilității [72].

Pornind de la structura generală a sistemului de convertire a energiei (figura nr.1.1), lucrarea de față își propune ca obiectiv analiza regimului staționar, cu calculul mărimilor electrice în diferite subansambluri (curenți, tensiuni, puteri, factor de putere global, conținut de armonici, randament) și delimitarea regimurilor speciale de funcționare.

Analiza se va efectua pentru:

- diferite tipuri de convertitoare statice și metode de comandă,
- parametrii variabili ai liniei de contact,
- filtre la bornele de alimentare ale convertorului și în circuitul de c.c. cu mărimi caracteristice variabile,
- mașina electrică de c.c. serie cu t.e.m. indusă și viteză unghiulară variabile în timp și cu considerarea saturației ei.

Referitor la conținutul capitolelor tezei se fac următoarele precizări:

- Capitolul 2 cuprinde o sinteză a diverselor ti-

puri de convertoare statice curent alternativ-curent continuu destinate modificării funcției mașinii de c.c. serie pentru tracțiunea electrică de medie putere.

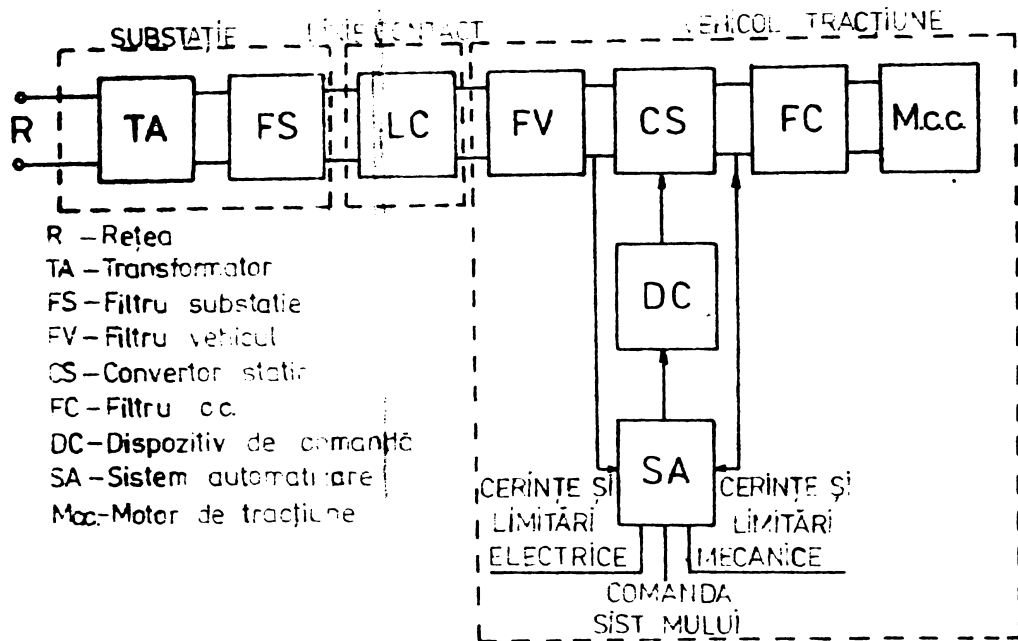


Figura nr. 1.1. Schema bloc a sistemului de conversie a energiei propus spre analiză

- Capitolul 3 abordează studiul sistemului convertor static c.a.-c.c. monofazat în punte semicomandat asimetric-motor de curent continuu serie. Se precizează regimurile posibile de funcționare, se stabilesc sistemele de ecuații diferențiale specifice și metoda de rezolvare a acestora prin integrare numerică. Conform algoritmului de calcul de integrare a sistemelor de ecuații și de evaluare a performanțelor, la funcționarea cu putere constantă la arborele mașinii electrice, se prezintă și discută performanțele globale ale sistemului.

- Capitolul 4 cuprinde studiul sistemului din capitolul precedent în situația compensării puterii reactive consumate de la rețea prin filtre RC legate la bornele de alimentare ale convertorului. Prezența acestora aduce după sine apariția unor stări speciale de funcționare, analizate în lucrare și modificarea performanțelor sistemului. Ca și în capitolul precedent, acestea se determină prin integrarea numerică a sistemelor de ecuații diferențiale caracteristice fiecărei stări în parte.

- Capitolul 5 analizează sistemul convertor static c.a.-c.c. monofazat în punte semicomandat asimetric cu comutație forțată-motor c.c. serie, evidențiind, în urma integrării numerice a sistemelor de ecuații diferențiale, influențele comutației forțate asupra mărimilor caracteristice sistemului.

- Capitolul 6 sintetizează și compară rezultatele teoretice obținute în capitolele 3, 4 și 5; concluziile pot fi utilizate la elaborarea sistemelor concrete de convertire a energiei în tracțiunea electrică de medie putere. De asemenea se prezintă standul de probă utilizat pentru studiul experimental al diferitelor sisteme mai sus precizate și rezultatele acestuia, comparativ cu cele teoretice.

- Capitolul 7 cuprinde descrierea unui sistem industrial de convertire a energiei, pentru tracțiunea minieră și principalele rezultate și observații privind utilizarea în condiții concrete de exploatare ale acestuia.

- Capitolul 8 prezintă concluziile generale ale lucrării.

Pe lângă cele 8 capitole, teza mai conține și două anexe cu relațiile de calcul ce servesc la prelucrarea rezultatelor și schemele electrice ale diverselor dispozitive electronice utilizate în lucrare.

Principalele contribuții originale pe care lucrarea de față le aduce în ansamblu sînt următoarele:

- însuși ideea de creștere a fiabilității sistemelor de convertire în tracțiunea de tip urban, minier și uzinal prin alimentarea acestora cu tensiune alternativă, care stă la baza elaborării întregii lucrări, constituie obiectul unui brevet de invenție al autorului împreună cu un colectiv [1];
- utilizarea și perfecționarea metodei de integrare numerică directă a sistemelor de ecuații diferențiale specifice sistemelor analizate în capitolele 3, 4 și 5 ale lucrării, metodă întâlnită sporadic și fără finalizare în literatura de specialitate.

În particular, pe capitolele lucrării, contribuțiile autorului sînt:

Capitolul 2 :

- prezentarea sistematică a sistemelor de convertire a energiei în tracțiunea de medie putere în general și a tuturor problemelor legate de ansam-

blul convertor static curenți alternativ-curenți continuu-motor de curenți continuu și anume: sinteza convertoarelor statice cu comutație naturală și forțată utilizate, metodele specifice de comandă ale acestora, probleme ale comutației forțate în curenți alternativ, influențele funcționării convertoarelor statice asupra rețelelor de alimentare, a celor conexe și a mașinii electrice de c.c. serie și metode de ameliorare a performanțelor sistemelor convertor static-mașină electrică de c.c.;

Capitolul 3:

- analiza completă în regim staționar a sistemului CSAC monofazat în punte semicomandat asimetric (SNA)-motor de curenți continuu serie prin considerarea tuturor regimurilor de funcționare ale sistemului (funcționare cu conducție neîntreruptă, cu conducție întreruptă cu o comutație și fără nici o comutație pe semiperioadă), a impedanței variabile în circuitul de tensiune alternativă, a parametrilor ventilelor semiconductoare, a inductivității finite și variabile din circuitul de curenți continuu; tensiunea e.m. indusă și viteza unghiulară a mașinii sunt considerate variabile în timp și mașina electrică saturabilă;
- elaborarea algoritmilor de integrare numerică a sistemelor de ecuații stabilite și de calcul a tuturor mărimilor caracteristice sistemului, inclusiv a performanțelor energetice pentru regimul de funcționare cu putere constantă la arborele mașinii electrice;
- elaborarea în colaborare, a programului de calcul aferent, în limbaj FORTRAN;
- evaluarea sistematică, în urma rulării programului conceput, a performanțelor sistemului analizat, pentru diverse regimuri de funcționare și parametrii variabili ai acestuia;

Capitolul 4:

- analiza în regim staționar a sistemului CSAC monofazat în punte de tip SNA-motor de c.c. serie,

compensat printr-un grup RC la bornele CSAC cu considerarea tuturor elementelor precizate la capitolul 3;

- menționarea, descrierea și stabilirea schemelor echivalente pentru comutația forțată autonomă a semiconductoarelor din componența CSAC;
- stabilirea algoritmilor de rezolvare a sistemelor de ecuații stabilite și de calcul a mărimilor caracteristice sistemului pentru regimul de funcționare cu viteză unghiulară constantă la arborele mașinii electrice;
- elaborarea, în colaborare, a programului de calcul aferent, în limbaj FORTRAN;
- evaluarea sistematică, în urma rulării programului de calcul conceput, a performanțelor sistemului analizat, pentru diverse regimuri de funcționare și parametrii variabili ai acestuia;

Capitolul 5:

- analiza completă, în regim staționar, a sistemului CSAC monofazat în punte semicomandat asimetric cu comutație naturală și forțată (SNFA) de tip LC-motor de c.c. serie, cu considerarea tuturor elementelor precizate la capitolul 3;
- analiza simplificată a procesului de comutație forțată în curent alternativ cu determinarea domeniului optim de alegere a capacității de stingere prin elaborarea și utilizarea unui program de calcul adecvat în limbaj FORTRAN;
- stabilirea algoritmului de integrare a sistemelor de ecuații stabilite;
- elaborarea, în colaborare, a programului de calcul aferent, în limbaj FORTRAN;
- evaluarea performanțelor sistemului analizat pentru diverse regimuri de funcționare și parametrii variabili ai acestuia;

Capitolul 6:

- comparația sistemelor CSAC monofazate-motor de c.c. serie analizate, sub aspectul performanțelor lor, furnizându-se astfel rezultate utile alegerii și proiectării sistemului adecvat pentru o utilizare dată;

- concepția și realizarea unui stand cu simularea tuturor regimurilor de funcționare ale sistemului CSAC-motor de c.c. serie, pentru verificarea experimentală a rezultatelor teoretice (proiectarea și realizarea circuitelor de forță și comandă ale tipurilor de CSAC analizate);

Capitolul 7:

- elaborarea, proiectarea, realizarea și urmărirea în probele de duranță a unui sistem industrial CSAC monofazat în punte-motor de c.c. serie în tracțiunea minieră ce înglobează trei soluții originale atestate prin brevete de invenții ale autorului împreună cu un colectiv [81], [82], [83].

CAPITOLUL 2

CSAC DESTINATE ALIMENTARII MOTOARELOR DE C.C. SERIE IN TRACTIUNEA DE MEDIE PUTERE

[7], [8], [11], [10], [12], [14], [37], [44],
[45], [53], [60], [57], [67], [73], [74], [105],
[108], [131], [133], [123], [139], [145], [141],
[154], [183], [185], [198]

In ultimii ani, odata cu perfectionarea semiconductoarelor de putere și cu sporirea exigenței față de performanțele CS în general, schemele clasice cu redresare cunoscute de zeci de ani, funcționând cu comutație naturală au fost extinse prin utilizarea dispozitivelor de stingere forțată a semiconductoarelor, care asigură comutația în orice moment dorit, realizându-se astfel în principal ameliorarea mărimilor caracteristice ale CSAC pe partea de curent alternativ. Îmbunătățirea performanțelor CSAC este importantă mai ales în rețelele de alimentare cu impedanțe mari, în care datorită funcționării nesatisfăcătoare a CSAC pot apărea pierderi mari de energie, căderi de tensiune, etc.

2.1. Terminologii. Clasificarea CSAC.

Scheme concrete

După cum s-a precizat în capitolul precedent, CSAC destinate tracțiunii de medie putere în curent alternativ trebuie să permită conectarea directă la o rețea monofazăată. Ventilele semiconductoare utilizabile sînt dioda, tiristorul și tiristorul blocabil (tiristor clasic cu dispozitiv de stingere forțată a lui sau tiristor cu posibilitatea comandării blocării prin poartă). Tranzistorul de putere, utilizat din ce în ce mai mult în schemele de forță ale CS, îndeplinește în circuitul de putere aceeași funcție ca și tiristorul blocabil.

In componența CSAC de tipul cerut există întotdeauna grupe formate din două ventile ce conduc curentul alternativ, cele posibile, realizate din combinații ale ventilelor semiconductoare amintite fiind redată în figura nr.2.1. Prin conectarea în serie a acestor grupe se obțin sche-

mele CSAC monofazate in punte prezentate in figura nr.2.2 , cu indicarea grupelor de ventile din a căror combinație au rezultat și formele de undă ale tensiunii redresate, cu neglijarea comutației, ce furnizează informații privind regimurile de funcționare și modalitățile de comandă corespunzătoare (vezi paragraful nr.2.2).

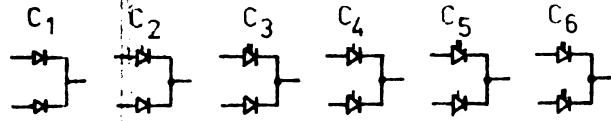


Figura nr.2.1. Grupe de ventile ale CSAC

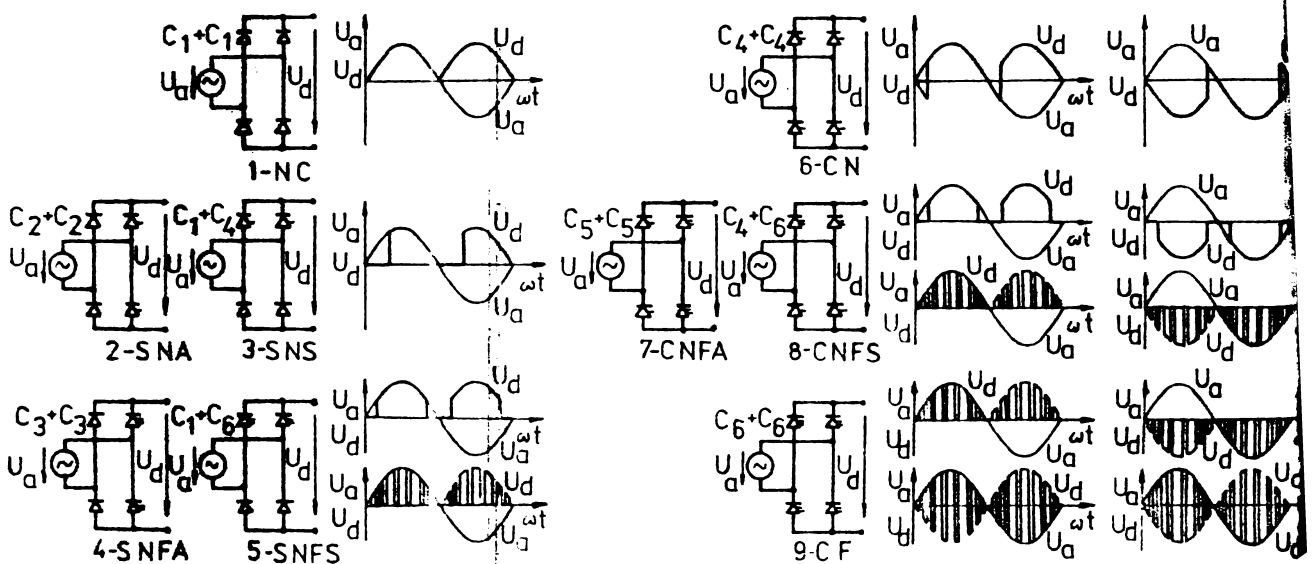


Figura nr.2.2. Scheme de CSAC monofazate in punte

Prin combinații a două grupe de comutație de tip C1 se obține redresorul în punte necomandat (NC). Schemele semicomandate (2 la 5) pot fi realizate în varianta asimetrică (2 și 4) sau simetrică (3 și 5), schemele 2 și 3 funcționând cu comutație naturală, de la rețea (externă), iar 4 și 5 permițând și comutația proprie (forțată). Din categoria schemelor în punte complet comandate, se prezintă mai întâi varianta clasică cu comutație naturală (6), urmată de cele cu comutație naturală și forțată (7 și 8), la care două tiristoare sînt realizate cu posibilități de stingere, după modul de dispunere al acestora existînd schema asimetrică (7) și simetrică (8). În final, modul cel mai complex de realizare a unei punți monofazate este acela de utilizare de

tiristoare blocabile în toate cele patru ramuri ale punții (9). În figura nr.2.2 sînt trecute și notațiile prescurtate ale diferitelor variante de scheme folosite în continuare.

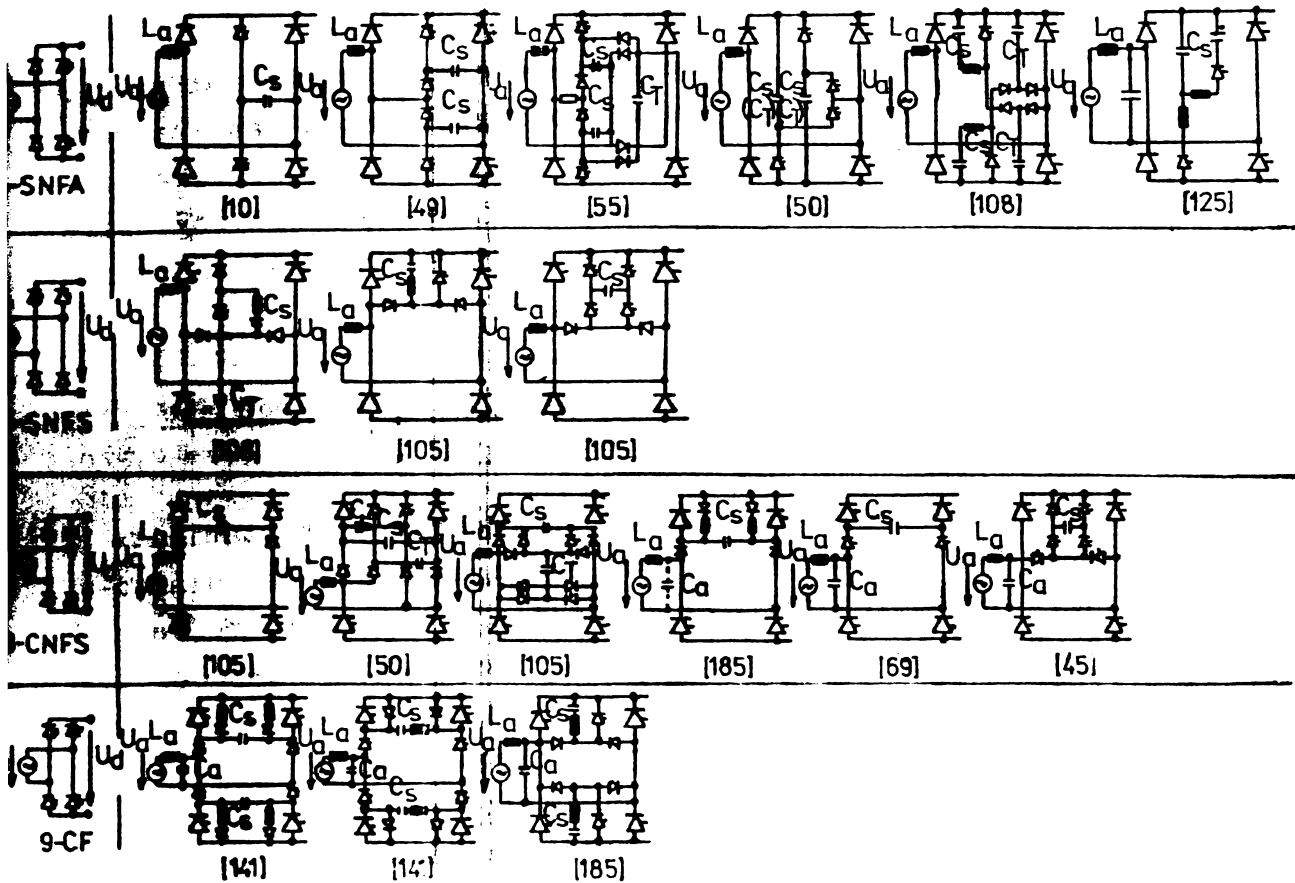


Figura nr.2.3. Scheme concrete ale CSAC monofazate în punte cu comutație naturală și forțată

Analizînd formele de undă ale tensiunii redresate prezentate în figura nr.2.2 se observă că variantele de la 1 la 5 pot funcționa numai în regim de redresor, pe cînd cele de la 6 și 9 pot asigura și pe cel de inverter, fiind redată formele de undă și pentru această situație.

Schemele 4, 5, 7, 8 și 9 asigură, la alimentarea de la o rețea neinductivă, conectări și blocări ale punților redresoare în orice moment dorit, ceea ce poate deveni avantajos pentru ameliorarea parametrilor de c.a. a CSAC (vezi paragraful nr.2.6)

Datorită multiplelor posibilități de realizare a comutației forțate, există o mare varietate de scheme concrete în punte monofazată. Este dificilă o prezentare sist-

tematică și datorită faptului că la unele din aceste scheme, pe lângă condensatoarele clasice de stingere utilizate la comutația forțată în curent continuu sunt necesare și condensatoare tampon pentru preluarea energiei magnetice înmagazinate în transformator și linie, iar la comanda cu pulsuri, condensatoarele de accelerare (vezi paragraful nr.2.3).

Principalele soluții concrete pentru realizarea schemelor principale 4, 5, 8 și 9 din figura nr.2.2 sunt redate în figura nr.2.3 cu indicarea referinței bibliografice care conține analiza detaliată a fiecărei variante de schemă.

2.2. Modalitățile principale de comandă ale CSAC în punte mono-fază

Performanțele unui CS în general sunt stabilite în măsura cea mai mare de modul de comandă al acestuia. Figura nr.2.4 conține formele de undă ale tensiunii redresate ale CSAC, cu neglijarea comutației, care ilustrează și modurile de comandă ale acestora.

Comanda cu unde întregi (1) și cea de fază (2) sunt specifice pentru CSAC cu comutație naturală de tip SNS, SNA și CN, prima fiind mai puțin utilizată din cauza componentelor continue în mărimile din rețeaua de tensiune alternativă și calității proaste de reglare, a doua prezentând neajunsurile menționate în paragraful nr.2.6.

CSAC cu comutație naturală și forțată (SNFS, SNFA, CNFS și CNFA) sau numai forțată (CF) pot fi comandate după una din metodele prezentate în continuare (vezi și figura nr.2.4): Comanda de sector nesimetrică (3a) se obține prin modificarea concomitentă a unghiului de amorsare α_1 și cel de blocare α_2 variabile potențial între 0 și π , după o lege anumită, astfel încât se poate realiza și modificarea tensiunii continue și ameliorarea parametrilor de curent alternativ (vezi paragraful nr.2.6). [10], [12], [44], [210]. Un caz particular al acesteia constituie varianta de comandă (3b) unde unghiul de amorsare este menținut la valoarea 0 (zero) iar prin variația unghiului de blocare α_2 între 0 și π se modifică numai valoarea medie a tensiunii redresate, fără a se putea influența în rest performanțele CSAC. Comanda de sector simetrică (4a și 4b) presupune modificarea concomitentă a unghiurilor α_1 și α_2 de amorsare respectiv de blo-

care, simetric față de amplitudinea tensiunii alternative, în intervalul $0 - \pi/2$ și asigură pe lângă modificarea tensiunii redresate și un defazaj nul al fundamentalei curentului alternativ față de tensiune. Cele două variante prezentate sînt identice sub aspectul performanțelor; din motive de dimensionare a circuitelor de forță este agreat modul de comandă 4a [37]. Comanda cu frecvență de pulsație ridicată, constantă (5a, 5b) permite mărirea numărului de pulsuri pe semiperioadă a tensiunii redresate cu scopul de lărgirii spectrului de frecvență al curenților și tensiunilor spre frecvențe ridicate, convenabilă pentru dimensionarea filtrelor. Modificarea tensiunii continue redresate se poate face prin variarea duratei relative de conducție a GSAC

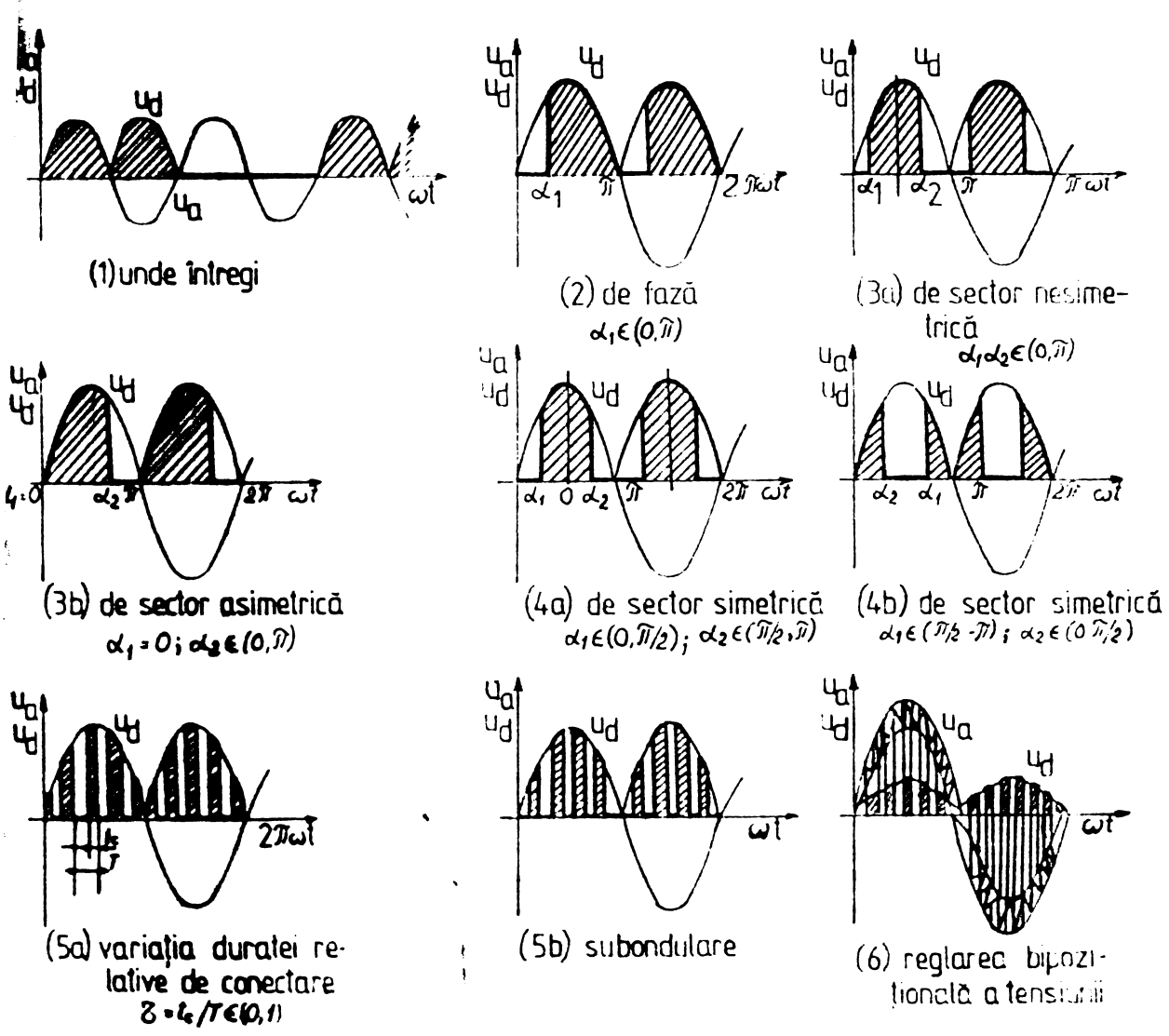


Figura nr.2.4. Modalități principale de comandă ale GSAC mono-fazate în punte

(5a), sau prin modularea în durată pe semiperioadă a acestora (subondulare) (5b) [36], [185]. În fine, comanda în buclă închisă a CSAC (6) se realizează prin impunerea curentului sau a tensiunii alternative (după condensatorul de accelera-re) și reglarea bipozițională a acestora stabilindu-se astfel momentele de amorțare și blocare, frecvența de pulsație fiind liberă [67]. Reglarea tensiunii este mai des folosită deoarece elimină rezonanțele de tensiune.

Asocierea modalităților de comandă prezentate mai sus diferitelor variante de scheme ale CSAC monofazate în punte discutate în paragraful nr.2.1 este ilustrată sintetic în tabelul nr.2.1.

| TIPUL SCHEMEI | | NR. SCHEMA (fig.4) | MOD DE COMANDA | | | |
|--|----------------|--------------------|----------------|---------|-----------|---------|
| | | | fară comandă | de fază | de sector | pulsată |
| Necomandat NC | | 1 | X | — | — | — |
| Semicomandat cu comutație naturală SN | asimetric A | 2 | — | X | — | — |
| | simetric S | 3 | — | X | — | — |
| Semicomandat cu comutație naturală și forțată SNF | asimetric A | 4 | — | X | X | X |
| | simetric S | 5 | — | X | X | X |
| Complet comandat cu comutație naturală CN | | 6 | — | X | — | — |
| Complet comandat cu comutație naturală și forțată CNF | asimetric A | 7 | — | X | X | X |
| | simetric S | 8 | — | X | X | X |
| Complet comandat cu comutație forțată CF | | 9 | — | X | X | X |

Tabelul nr.2.1. Tipuri de CSAC și modurile de comandă ale lor

2.3. Comutația forțată în curent alternativ la CSAC

Se prezintă în continuare principalele probleme ce apar la comutația forțată în curent alternativ la CSAC, analizându-se, în ordinea complexității lor, mai multe variante concrete de scheme SNFA (figura nr.2.2, schema 5), cel mai des utilizat tip de CSAC.

Figura nr.2.5 redă cea mai simplă schemă SNFA, cu un condensator de stingere C_s (schema 1C) și două tiristoare de stingere T_{s1}, T_{s2} , prin a căror amorsare se blochează alternant cele două tiristoare principale T_{p1}, T_{p2} . La punerea în funcție a convertorului, condensatorul de stingere trebuie să fie încărcat, ceea ce se realizează peste sar-

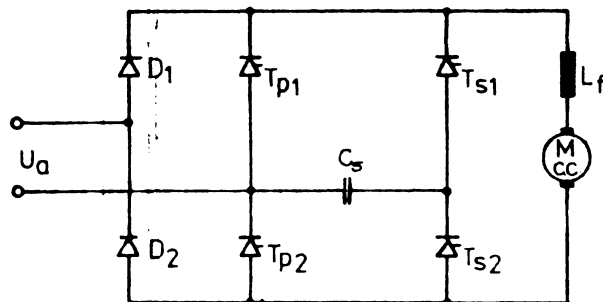


Figura nr.2.5. CSAC de tip SNFA, schema 1C

cină, prin amorsarea tiristoarelor de stingere, constituie un dezavantaj al schemei. El se dimensionează astfel încît să fie capabil să preia energia eliberată la blocarea tiristoarelor principale ($1/2 Li^2$) fără ca tensiunea condensatorului să depășească valoarea de vîrf a tensiunii de alimentare de gol dacă nu se dorește supradimensionarea în tensiune a elementelor semiconductoare. Cum tensiunea condensatorului se compune din valoarea momentană a tensiunii la care are loc stingerea și tensiunea de blocare (corespunzătoare energiei eliberate la blocare), este de la sine înțeles că o devansare a momentului blocării (de la π către $\pi/2$) poate fi realizată numai prin micșorarea curentului de sarcină. Datorită acestui fapt schema poate fi utilizată avantajos numai cu comanda de sector nesimetrică cu α variabil, necesar modificării tensiunii de rețea, iar

473041
045-D

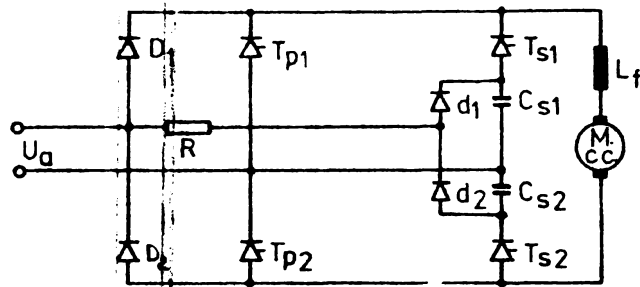


Figura nr.2.6. CSAC de tip SNFA, schema 2C

α_2 constant. Bineînțeles că trebuie asigurat, ca ^{la} orice stingere, timpul de protecție al tiristoarelor blocate să fie mai mare decât timpul de revenire apreciabil al lor, deoarece este de dorit ca tiristoarele utilizate să fie lente.

Schema mai complexă de tip SNFA (figura nr.2.6), utilizând două condensatoare de stingere C_{s1}, C_{s2} (schema 2C), încărcate peste rezistența R și diodele d_1 și d_2 de la sursa de alimentare la valoarea de vîrf a tensiunii, elimină dezavantajul schemei 1C privind preîncărcarea condensatorului de stingere. Cum însă acestea vor trebui să preia, în mod identic ca la schema anterioară, energia eliberată la blocare, se ajunge la aceleași limitări ca la varianta anterioară, cu toate că la preluarea energiei participă ambele condensatoare de stingere. Schema poate fi utilizată rațional numai cu comanda de sector nesimetrică cu unghiul de amorsare α_1 , variabil și cel de blocare α_2 constant.

Pentru a elimina neajunsurile prezentate mai sus și a nu avea limitări privind stabilirea unghiului de blocare α_2 se pornește de la ideea de a dimensiona condensatoarele de stingere C_{s1}, C_{s2} numai pentru asigurarea timpului de protecție al tiristoarelor principale. Energia eliberată la blocare va fi preluată de un condensator tampon C_T (figura nr.2.7), participînd într-o măsură mai mică și condensatoarele de stingere. Schema 3C, cu rîrmele de undă în timpul unui proces de comutație și schema echivalentă corespunzătoare redată în figura nr.2.7.b și c [10] permite funcționarea cu orice mod de comandă cu o amorsare și o blocare pe semiperioadă.

Comanda cu frecvență de pulsație ridicată a CSAC conectate la rețele puternic inductive nu este posibilă

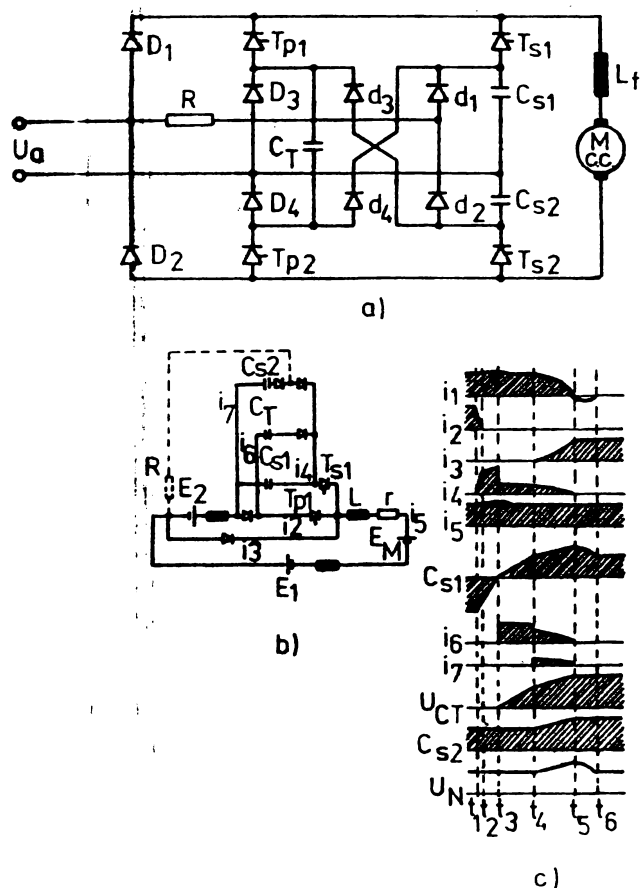


Figura nr.2.7. CSAC de tip SNFA, schema 3C

fără a se lua măsuri suplimentare [67]. Se prevăd cu acest scop condensatoare de accelerare C_a (figura nr.2.8), care însă împreună cu inductivitatea L_e formează un circuit oscilant a cărui frecvență proprie, dacă nu se iau măsuri suplimentare, poate deranja. Valoarea capacității C_a se poate stabili cu aproximație suficientă pentru practică din interdependențele fundamentalelor mărimilor caracteristice, filtrul CSAC impunând condiția ca transferul de putere de la sursă la motorul de c.c. să se poată face fără consum de putere reactivă. Pentru a stabili frecvența proprie a filtrului în domeniul cuprins între frecvența rețelei și cea de pulsație a CSAC este necesară o inductivitate suplimentară L_s . Trebuie de asemenea evitată coincidența frecvenței proprii cu una din frecvențele armonicilor curentului alternativ care sînt date de relația:

$$f_\nu = f_p \pm (2n-1)f ; n=1;2;3;\dots \quad (2.1)$$

unde f_ν este frecvența armonicii de ordinul ν , f a rețe-

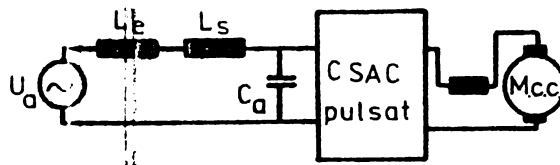


Figura nr.2.8. CSAC cu comandă pulsată la rețea inductivă

lei și f_p de pulsație.

Deci, problemele ce trebuie avute în vedere pe cât posibil, la concepția și funcționarea cu comutație forțată a CSAC sînt:

- asigurarea în întreg domeniul de comandă a tensiunii necesare pe condensatoarele de stingere;
- condensatoarele de stingere să fie dimensionate numai pentru timpul de protecție al tiristoarelor blocate; energia eliberată de blocare, înmagazinată în special în inductivitatea sursei trebuie să fie preluată de alte capacități tampon ale schemei;
- supratensiuni limitate datorate proceselor de comutație forțată;
- același domeniu de reglaj ca și la comanda de fază;
- dimensionarea optimă a filtrelor pentru eliminarea rezonanțelor.

2.4. Combinății ale schemelor CSAC în punte monofazată

Sînt posibile următoarele combinații principale ale schemelor CSAC în punte, realizabile numai pe partea de curent continuu:

- legarea în paralel,
- legarea în antiparalel.

O modalitate de legare în paralel a două scheme de tip SNFS este ilustrată în figura nr.2.9.a. Ea necesită funcționarea la durate relative de conducție diferite ale celor două punți, nesimetriile de tensiune fiind preluate de inductivitatea L [109]. Astfel de scheme utilizează în

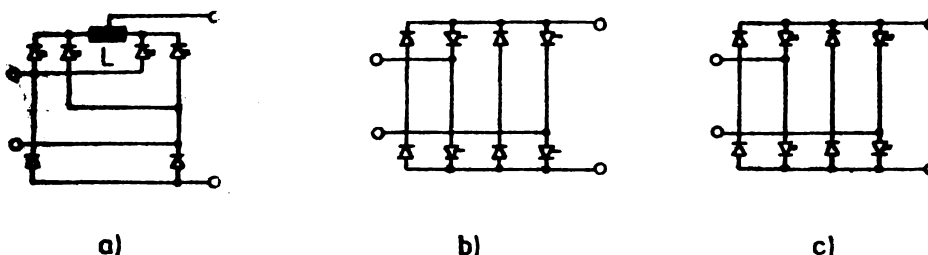


Figura nr.2,9. Combinații ale CSAC în punte mono-fază a.) legarea în paralel, b.) și c.) legarea în antiparalel

general circuite de stingere comune pentru cele două punți.

Două situații de legare în antiparalel a două punți sînt redată în figura nr.2.9.b.) și c.), prima constînd din legarea în antiparalel a unor CSAC de tip NC și CN [98], a doua din conectarea unora de tip NC și CP [110]. Ultima soluție este utilizată prioritar la alimentarea CS c.c.-c.a. destinate motoarelor de curent alternativ, obținîndu-se o independență între parametrii de c.c. și cei din rețeaua de alimentare.

2.5. CSAC rezultate din combinații ale unor tipuri diferite de convertoare elementare

Se utilizează în mod curent scheme combinate cu redresoare necomandate în punte (NC) și CS c.a.-c.a. (CSAA)-contactoare și variatoare de tensiune alternativă-sau CS c.c.-c.c. (CSCC).

Prin conectarea unei grupări în antiparalel de tiristoare în circuitul de curent alternativ al unui redresor necomandat NC (figura nr.2.10.a.) se pot obține formele de undă prezentate alături pentru regimul de funcționare ca și contactor sau variator de tensiune alternativa a grupării.

CSAA poate fi realizat și cu comutație forțată, conectat în serie sau paralel cu puntea NC (figura nr.2.10.b.), obținîndu-se forme de undă similare celor de la CSAC analizate în paragraful nr.2.2.

O altă soluție realizabilă din această categorie de scheme se obține prin utilizarea unui CSCC ce asigură modificarea tensiunii continue constante furnizate de o punte NC, sistemul necesită un bloc de filtrare al tensiunii continue după puntea NC (figura nr.2.10.c.).

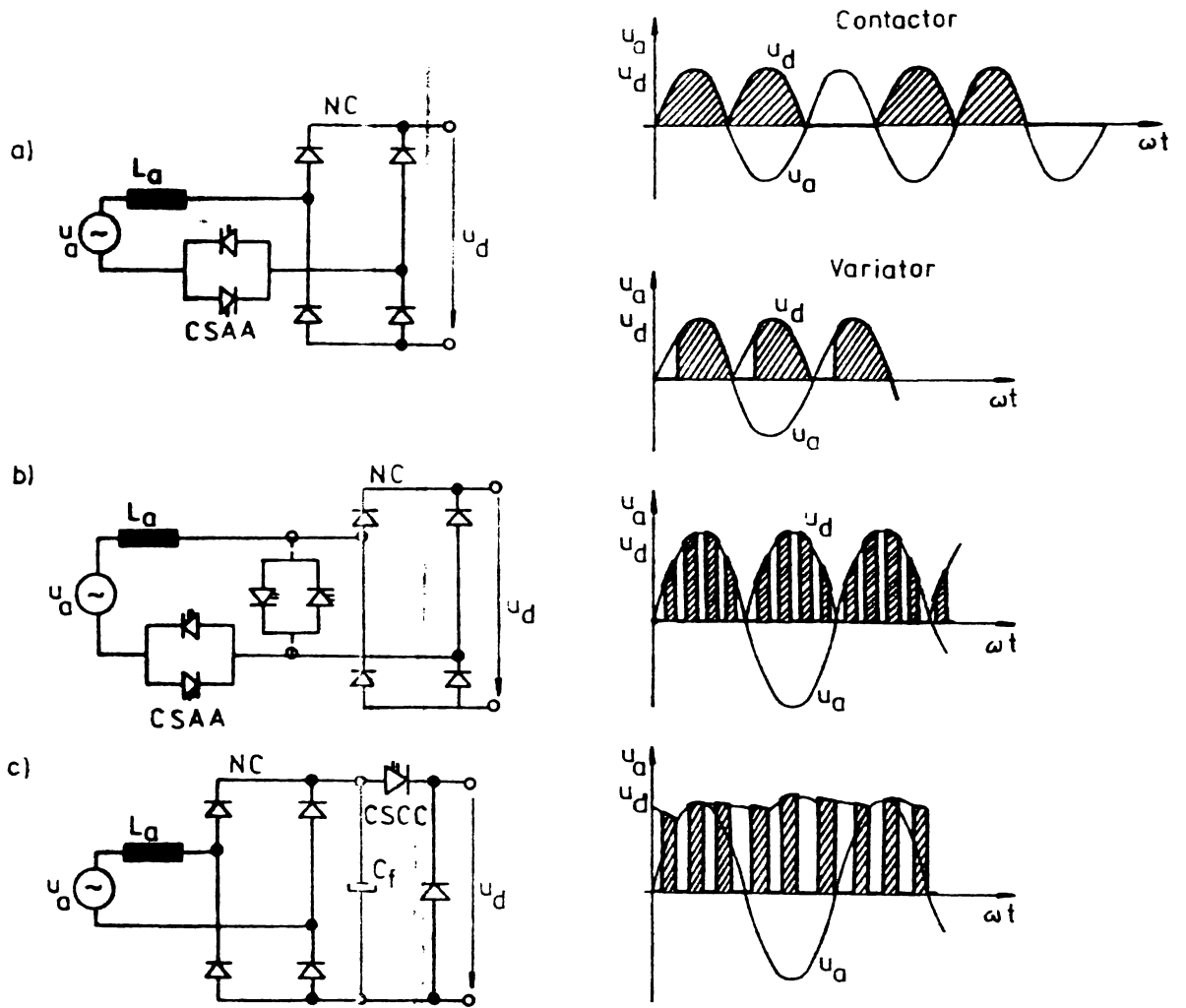


Figura nr.2.10. CSAC rezultate din combinații ale unor convertoare elementare diferite

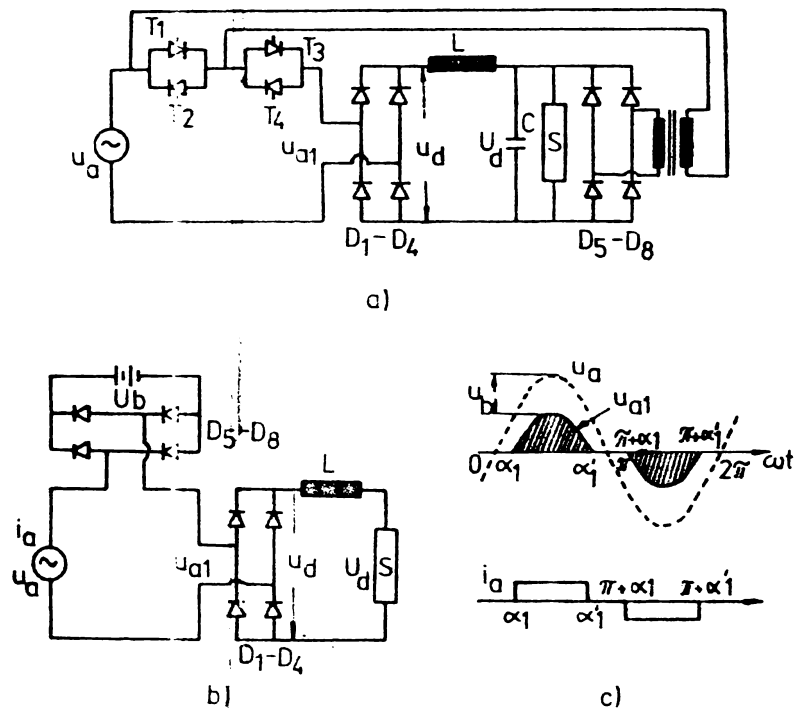


Figura nr.2.11. CSAC rezultat din combinația a două puncti NC și CSAA

O soluție cu posibilități multiple de aplicație datorită performanțelor, în special privitor la parametrii din rețeaua de tensiune alternativă, o reprezintă cea indicată în figura nr.2.11.a.) [130]. Principiul metodei, ilustrat în figura nr.2.11.b.) și c.), presupune modificarea tensiunii continue redresate u_d prin intermediul tensiunii de comandă U_b , ceea ce asigură un defazaj nul al curentului față de tensiunea alternativă, fără a fi necesar pentru aceasta comutația forțată sau alte mijloace externe.

2.6. Probleme ale rețelelor de c.a. de alimentare și conexe ale CSAC

[C 15] , [20] , [21] , [26] , [19] , [37] , [44] , [49] , [68] , [70] , [106] , [112] , [125] , [132] , [159] , [153] , [158] , [194] , [201]

2.6.1. Influențe ale CSAC asupra rețelelor de alimentare și conexe

În privința evaluării influențelor CSAC asupra rețelelor de alimentare și a celor conexe în literatura de specialitate există deosebiri de vederi. Acestea pornesc în esență de la dificultatea de calcul a mărimilor specifice unei rețele cu tensiuni și curenți nesinusoidali, de asociere a unor mărimi fizice măsurabile și de explicarea unor neconcordanțe ce apar în utilizarea acestora.

Majoritatea autorilor folosesc, chiar dacă se întâmplă unele dificultăți în interpretarea lor, mărimile specifice rețelelor cu tensiuni și curenți nesinusoidali definite de Budeanu [C1]; pentru a ușura utilizarea practică a acestora, la rețele menționate cu tensiune sinusoidală și curenți nesinusoidali s-au încetățenit și legiferat prin DIN 40110/1966 marimi simplificată utilizabile și măsurabile.

Funcționarea CSAC conectate la alimentarea cu tensiune alternativă se manifestă negativ asupra acestora prin [158] , [194] :

1. - Defazajul fundamentalei curentului față de tensiunea de alimentare γ_1 , care cauzează apariția unui curent reactiv suplimentar ce conduce la mărirea

curentului global; apar astfel căderi de tensiune suplimentare în rețeaua de alimentare, solicitări și încălziri suplimentare ale aparaturii electrotehnic în general.

2. -Puterea deformată ce apare datorită curenților nesinusoidal și pantelor de curenți din procesele de comutație, conducând la prezența unor armonici impare în curentul rețelei; armonici pare apar numai la comenzi nesimetrice pe alternanțe, în procese dinamice sau la defecțiuni ale sistemului de comandă. Ca influențe, pe lângă cele precizate la punctul precedent, pot apărea în cazul de față și perturbații în rețelele electrice înconjurătoare. Spectrul armoniilor, nu însă și mărimea lor, depinde în cea mai mare măsură de inductivitatea de filtrare din circuitul de curent continuu (figura nr.2.12) [19].

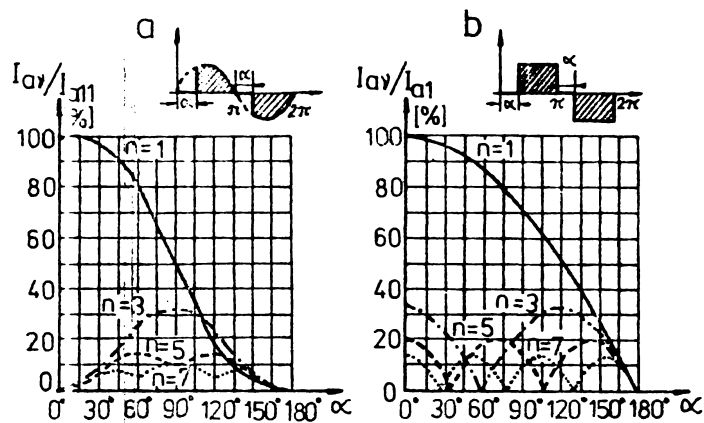


Figura nr.2.12. Spectrul armoniilor curentului alternativ la comanda de fază a CSAC în funcție de unghiul de comandă a.) fără filtrare în circuitul de c.c. b.) cu filtrare

3. -Rezonanțe de tensiune ce se pot manifesta la anumite configurații ale rețelelor de alimentare, datorită proceselor de comutație periodice. Ele se caracterizează prin supratensiuni apreciabile, de (2-4) ori tensiunea nominală, având domeniul de frecvență cuprins între (500-2000) Hz și conduc la suprasolicitarea sau distrugerea echipamentului electronic. [19].

Influențele asupra rețelelor înconjurătoare pot

fi de natură galvanică, capacitivă sau inductivă. Dacă cele datorate cuplajelor capacitive pot fi relativ ușor înlăturate, influențele de natură galvanică și inductivă ridică probleme deosebite.

CSAC trebuie să asigure, pe lângă modificarea tensiunii continue și mărimi acceptabile în rețeaua de alimentare și în cele înconjurătoare; în sensul celor prezentate mai sus, CSAC cu comutație naturală nu realizează decât primul deziderat, pentru cel de-al doilea fiind necesare măsuri externe. CSAC cu comutație forțată pot face față ambelor cerințe esențiale.

2.6.2. Metode de ameliorare ale influențelor asupra rețelelor

Se prezintă în continuare succint metodele de ameliorare ale influențelor asupra rețelelor de alimentare și conexe, insistându-se asupra acelor care se operează în sistem pentru îmbunătățirea mărimilor din rețeaua de alimentare în curent alternativ, fără a intra în detalii la cele referitoare la reducerea influențelor asupra rețelelor înconjurătoare.

Este de remarcă că metodele prezentate în continuare au efect simultan asupra lui $\cos \varphi_1$ și a conținutului de armonici, motiv pentru care la aprecierea efectului se utilizează factorul de putere global λ .

2.6.2.1. Metode specifice sistemului CSAC - motor c.c.

A.) Pentru ameliorarea lui $\cos \varphi_1$ și a armonicilor se utilizează o serie de metode, după cum urmează:

- 1.- Dacă se preferă CSAC cu comutație naturală, se recomandă utilizarea punții semicomandate asimetrice (schema 3, figura nr. 2.2), ea având comportarea cea mai bună din acest punct de vedere [17], [132], [133].
2. - Optimizarea sistemului în ansamblu, acționându-se în special în sensul măririi raportului dintre inductivitatea de filtrare și cea din rețeaua de curent alternativ [12]; se pot obține creșteri ale lui λ cu (10-15)%, la scăderi ale curentului alternativ global de pînă la 20% (figura nr. 2.13).
3. - Disponerea condensatoarelor de compensare la borne-

le CSAC, metoda neagră în tracțiunea de mare putere datorită greutateilor și gabaritelor mari. La tracțiunea de medie putere însă, metoda poate deveni interesantă și aplicabilă. Pentru fiecare unghi φ_1 deci și pentru fiecare unghi de comandă α există o valoare optimă a capacității necesare pentru compensarea totală a puterii reactive Q_1 corespunzătoare fundamentalei. Factorul de putere global poate crește cu maximum 30% (figura nr.2.14) [10], [70], [76].

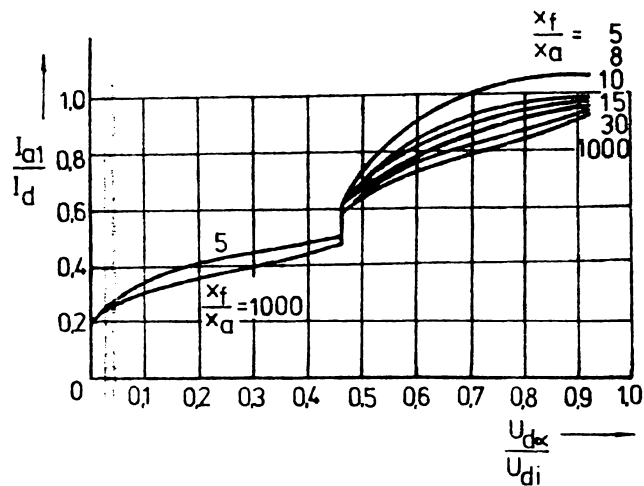


Figura nr.2.13. Variația fundamentalei curentului alternativ I_{a1} funcție de tensiunea continuă pentru diferite valori ale raportului reactanță de filtrare X_f / reactanța sursei X_e (comandă secvențială a două punți în serie)

4.-Utilizarea CSAC cu comutație forțată cu metode de comandă adecvate. Pentru asigurarea unui defazaj φ_1 nul, la neglijarea comutației, comanda de sector (vezi figura nr.2.4) trebuie să fie simetrică, ca atare nu mai există posibilitatea de a influența prin metode specifice convertoarelor armonicile de curent, unghiul de comandă α fiind necesar pentru modificarea tensiunii continue [37]. În realitate, datorită procesului de comutație forțată, se lucrează întotdeauna cu o comandă de sector nesimetrică (vezi figura nr.2.4) unde prin α_1 și α_2 se modifică valoarea medie a tensiunii continue, α_2 fiind corectat printr-o buclă de reglare a lui $\cos \varphi_1$ [44], [210]. Bineînțeles că din expresia puterii aparente va dispărea termenul corespunzător puterii reactive a fundamentalei

curentului, puterea deformantă rămânând aceeași, deci factorul de putere global va prezenta o creștere în raport cu cel de la comanda de fază normală (figura nr.2.15, curba 1 și 2). Se constată că la mărirea numărului de pulsuri pe semiperioadă, cu asigurarea simetriei față de amplitudinea tensiunii pentru reali-

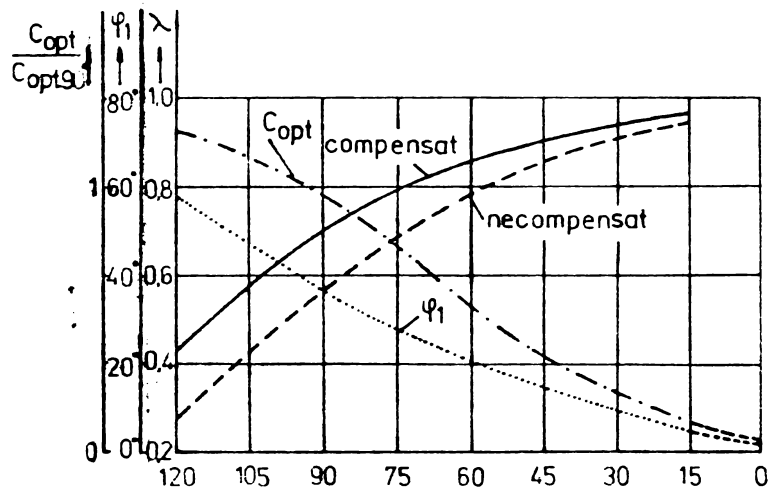


Figura nr.2.14. Variația factorului de putere global compensat și necompensat, al unghiului de defazaj al fundamentalei curentului alternativ față de tensiune φ_1 și a capacității de compensare optime C_{opt} în funcție de unghiul de comandă α .

zarea lui $\varphi_1 = 0$, puterea deformantă nu se reduce. Chiar dacă prin repartitia corespunzătoare a pulsurilor se elimină anumite armonici, de exemplu armonica a 3-a [37], singurul efect este acela că spectrul de frecvență se va deplasa spre frecvențe mai ridicate. Avînd însă în vedere ca un asemenea CSAC cu pulsuri nu poate funcționa decît la o rețea neinductivă, filtrul ce se prevede la alimentarea convertorului cu scopul asigurării acestui deziderat poate fi ușor dimensionat pentru atenuarea armonicilor de frecvență ridicată, astfel încît sistemul filtru-converter va prezenta un conținut de armonici al curentului alternativ mai redus, ca atare și un λ apreciabil mai mare (figura nr.2.15, curba 3) [67].

B.) Pentru ameliorarea influenței asupra rețelelor conexe, datorată armonicilor curentului alternativ,

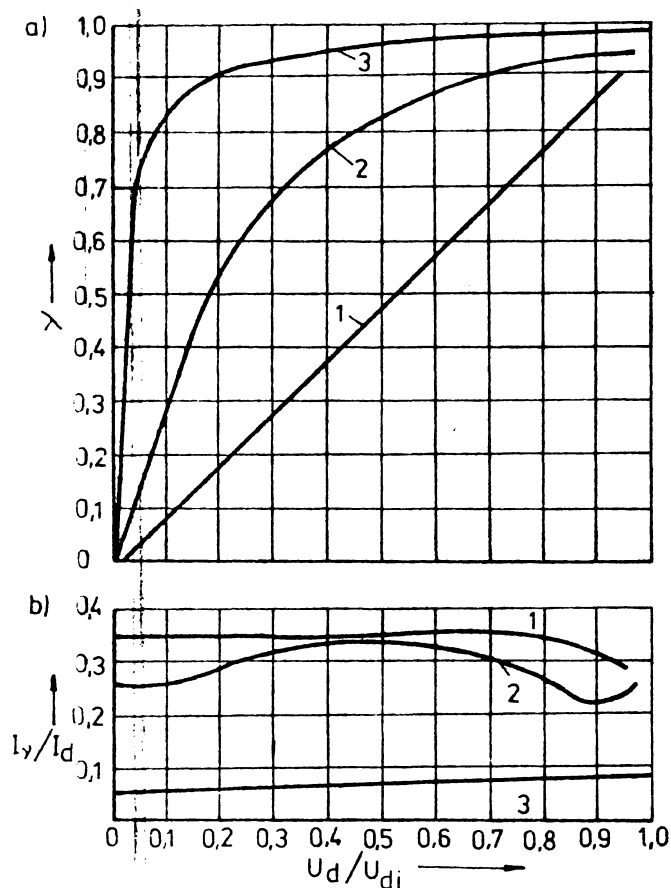


Figura nr.2.15. Factor de putere total și raportul I_y/I_d la același curent continuu nominal I_{dn} , funcție de tensiunea continuă relativă U_d/U_{di} - 1.)punte CN; 2.)punte CNFS cu comandă de sector; 3.)punte CNFS pulsată

tehniciile vizează aproape în exclusivitate adaptarea unor filtre pasive sau active pentru frecvențele deranjante, dacă acestea mai apar după satisfacerea condițiilor prezentate anterior. Este de remarcă că pentru oricare din situațiile concrete, tipuri de CSAC sau metode de comandă utilizate se pot asigura condițiile necesare unei bune funcționări a rețelelor conexe conform condițiilor prescrise de toate organele în drept [194].

2.6.2.2. Metode specifice rețelelor de alimentare ale CSAC

A.) Pentru îmbunătățirea lui $\cos \varphi_1$ și scăderea armonicilor se pot folosi baterii de condensatoare de compensare amplasate în stațiile de alimentare. Metoda nu este agreată deoarece ea are influență strict asupra rețelei

de alimentare, fără linia de contact. Se folosesc numai atunci când, împreună cu inductivitățile sînt destinate unor filtre pasive pentru anumite armonici.

B.) Pentru prevenirea rezonanțelor de tensiune în sistem, periculoase pentru elementele semiconductoare de putere sînt necesare [53], [19]:

- inductivitate redusă, deci putere de scurtcircuit mărită a rețelei la locul de alimentare,
- evitarea firelor de contact cu un capăt liber,
- amplasarea unor elemente perturbatoare în deplasarea undelor, de exemplu ramificații,
- consumatori suplimentari în rețea,
- amortizarea la capetele liniilor prin filtre RC.

2.7. Problematika motoarelor de c.c. serie alimentate de la CSAC

[5], [9], [8], [27], [29], [39], [66], [117], [111], [148], [168], [151], [191]

2.7.1. Funcționarea motorului de c.c. alimentat de la CSAC

Tensiune redresată furnizată de CSAC are un anumit conținut de armonici. Pentru convertoare cu comutație naturală cu "p" pulsuri vor apărea armonici de ordinul p, 2p, ..., amplitudinea lor depinzînd de unghiul de comandă și într-o măsură mai mică de unghiul de comutație. Valoarea momentană a tensiunii continue redresate u_d poate fi descompusă în serie Fourier:

$$u_d = U_{d1} \cos \alpha + \sum_k U_{kp} \sqrt{2} \cos(kp\omega_1 t + \varphi_k) \quad (2.2)$$

unde U_{kp} este amplitudinea armonicii de ordinul kp, iar U_{d1} valoarea medie a tensiunii continue redresate ideale ($\alpha = 0$). Pentru valoarea momentană a curentului redresat se poate scrie similar:

$$i_d = I_{dmed} + \sum_k I_{kp} \sqrt{2} \cos(kp\omega_1 t + \varphi_k) \quad (2.3)$$

unde I_{kp} este amplitudinea armonicii de ordinul kp.

Deoarece frecvențele armonicilor de tensiune și curent sînt relativ ridicate, turația motorului nu le poate urmări datorită constantelor de timp mecanice mari. Armoni-

cile de curent sînt limitate numai de inductivitățile circuitului de c.c.

În general armonicile influențează comportarea în funcționare a motorului de c.c. din mai multe puncte de vedere și anume:

- conduc la creșterea valorii efective a curentului indusului, rezultînd pierderi în cupru mai ridicate;
- produc pulsații ale cîmpului magnetic, conducînd la pierderi suplimentare în fierul mașinii;
- și la încărcarea staționară variația curentului indusului mașinii $di/dt \neq 0$, ceea ce înseamnă o comutație înrăutățită;
- "zgomot magnetic" mai ridicat al mașinii.

La existența armonicilor în curentul indusului, datorită curenților de scurtcircuit induși în fierul masiv al polilor de comutație și în jugul inductorului, apare un defazaj între solenația polilor de comutație și cea transversală a indusului (figura nr.2.16), ceea ce conduce la situația în care cîmpul polilor de comutație nu mai poate anihila cîmpul de reacție transversal al indusului în modul



Figura nr.2.16. Solenația transversală a indusului și cea a polilor de comutație în zona de comutație

dorit. Chiar la dimensionarea corectă a amplitudinii cîmpului de comutație, solenația corespunzătoare poate fi situată, în anumite intervale în afara zonei de comutație fără scînteii. Din acest motiv polii de comutație și jugul inductorului la mașini alimentate de la CSAC se execută din tole.

Dacă amplitudinea armonicilor este mai mare decît valoarea medie a curentului continuu rezultă intervale în care curentul prin motor este nul, sistemul CSAC-motor de c.c. funcționează în regim de curent întrerupt. Acest regim apare, cum este de așteptat, la sarcini reduse (valoarea medie a curentului redusă) și la un conținut de armonici ridicat (unghiul de comandă $\alpha \approx 90^\circ$). Atît caracteristicile mecanice cît și comportarea dinamică a sistemului se modifică în

acest regim, motiv pentru care el este în general evitat.

2.7.2. Metode pentru ameliorarea funcționării motoarelor de c.c. alimentate de la CSAC

Metodele utilizate se împart în două categorii și anume cele care reduc armonicilor în sine și cele care reduc influențele armonicilor asupra funcționării motoarelor.

Toate măsurile din prima categorie impun în principiu mărirea inductivității în circuitul de curent continuu, realizat cel mai simplu prin intercalarea unei inductivități suplimentare. Deci reducerea armonicilor nu este o problemă tehnică, ci una de compromis, trebuind să se găsească un optim între necesar, pe de o parte și gabarit, greutate, preț de cost pe de altă parte, având ca urmare existența întotdeauna a unui anumit conținut de armonici. Deci măsurile din a doua categorie devin absolut necesare.

Următoarele trei direcții trebuie avute în vedere atunci când la un grad de ondulare al curentului dat, se doresc solicitări minime în mașină:

- neamortizarea completă a cîmpului de comutație;
- filtrarea completă a cîmpului inductor principal;
- compensare completă.

Luînd ca etalon cazul ideal, conform dezideratelor mai sus prezentate, figura nr.2.17 prezintă comparativ în ce măsură soluțiile practice se apropie de aceasta. Ele se împart în două categorii.

Prima pornește de la mașina de c.c., mai precis de la cea de tensiune continuă. Soluțiile vizează îndepărtarea armonicilor de tensiune de la mașină prin dispunerea unei inductivități de filtrare; la limita mașina ar fi alimentată cu tensiune continuă și curent ondulat. În acest caz armonicile contribuie la cuplu. Din această categorie fac parte mașina de curent continuu și cea de curent ondulat, ultima denumire fiind folosită pentru mașini cu cîmpul principal netezit și cîmpul de comutație neamortizat.

A doua categorie de soluții pornește principial de la funcționarea cu alimentarea în curent alternativ a mașinii electrice cu colector, avînd ca și principală caracteristică faptul că mașina electrică trebuie să preia armonicile de tensiune, în totalitate. Cum în acest caz nu exis-

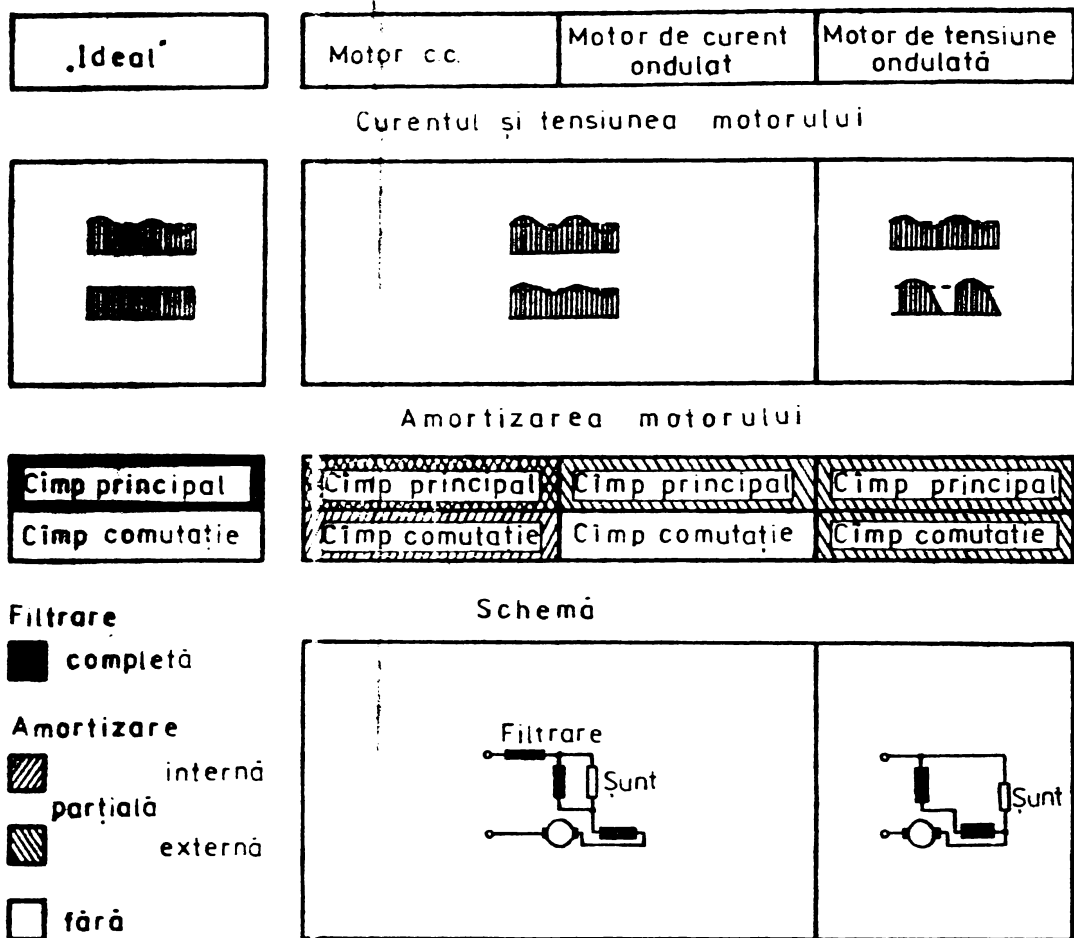


Figura nr.2.17. Tipuri constructive ale motoarelor de c.c. alimentate de la CSAC

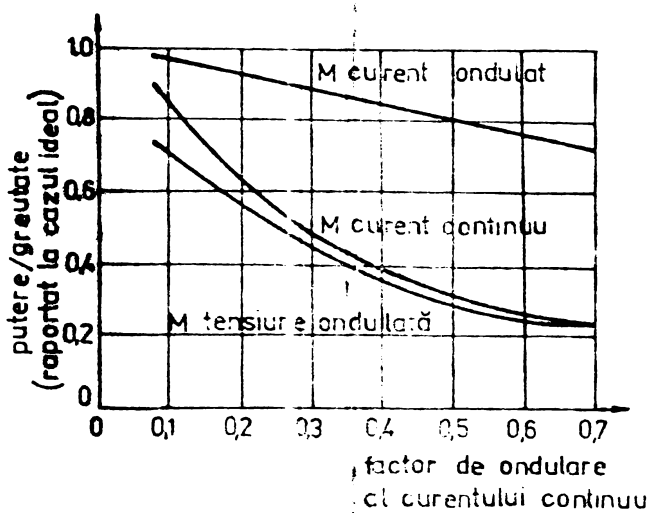


Figura nr.2.18. Variația puterii/greutate (raportată la cazul ideal) funcție de factorul de ondulare al curentului continuu la motoarele alimentate de la CSAC

tă inductivitate de filtrare, mașina trebuie să fie dimensionată cu o inductivitate proprie egală cu cea necesară

pentru a asigura gradul de ondulare al curentului stabilit, contribuția principală aducind-o cea a inductorului. Această cerință este însă în directă contradicție cu situația ideală preconizată care presupune o netezire completă a cimpului principal. Armonicile contribuie în acest caz la cuplu.

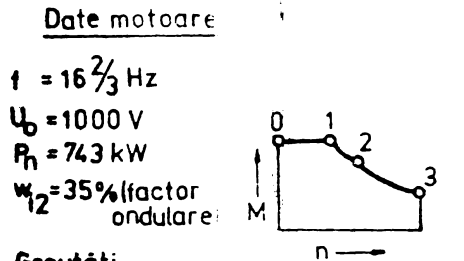
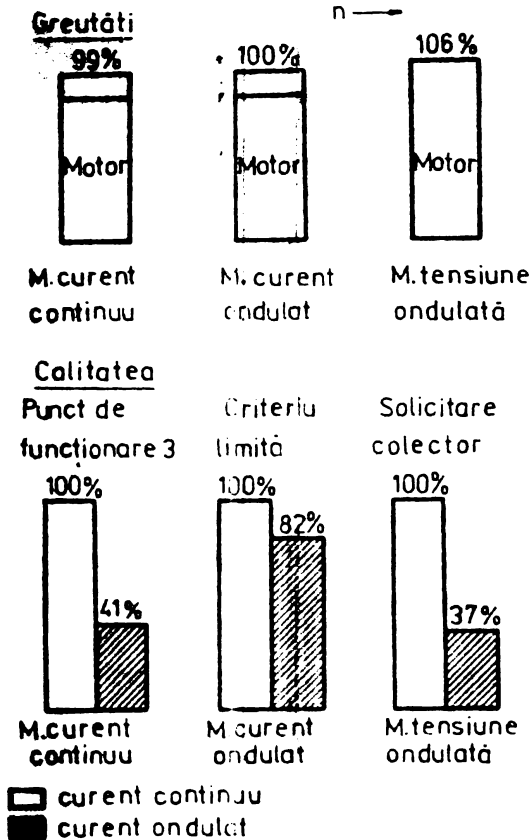


Figura nr.2.19.
 Comparația tipurilor de motoare de c.c. alimentate de la USA C



Apare, ca și la mașina de curent alternativ cu colector, o tensiune transformatorică ce nu poate fi compensată decât pentru un punct de funcționare. Mașinile sîm executate complet din tole și sînt denumite de tensiune ondulată.

Prezentînd în continuare succint performanțele tipurilor de mașini electrice amintite, se consideră că acestea au, la regimul de alimentare cu tensiune continuă, cupluri de pornire, cuplu nominal, turație maximă, cuplul la turație

maximă identice. Comparînd raportul putere pe greutate al acestora, mașina de curent ondulat are comportarea cea mai bună cu variația factorului de ondulare al curentului (figura nr.2.18).

Dacă greutatea celor trei tipuri de motoare diferă relativ puțin (figura nr.2.19), puterea capabilă a fi furnizată de ele face ca mașina de curent ondulat să fie la ora actuală utilizată aproape în toate cazurile, atunci cînd pentru modificarea turației se folosesc CSAC. Datele comparative din figura nr.2.21 sînt evaluate pentru frecvența tensiunii de alimentare de $16 \frac{2}{3}$ Hz; la 50 Hz situația este și mai avantajoasă pentru mașina de curent ondulat.

Constructiv, motoarele de curent ondulat moderne se realizează complet din tole, cu particularitățile constructive specifice mașinilor de curent alternativ, în speță, înfășurări plasate în creștături. Costul unor asemenea motoare nu este mai ridicat decît la construcția clasică a mașinii de c.c. (cu poli de comutație din tole), eroarea în aprecierea costului provine de la faptul că se compară în general mașini de c.c. clasice cu cele de curent alternativ cu colector, prețul mai ridicat al acestora din urmă fiind dictat în principal de numărul de poli al lor mai ridicat. Forma constructivă specifică mașinilor de curent alternativ are în plus avantajul unui bilanț termic mai bun, deoarece este știut că transferul de căldură de la o înfășurare plasată în creștături este cu mai mult mai bun decît al uneia polare.

2.7.3. Cerințe impuse mașinii de c.c. serie într-un sistem automat

Mașina de c.c. serie este folosită în sisteme automate de reglare a unor mărimi caracteristice ale ei numai în tracțiune, locul ei preferat de utilizare.

Măsurile de ameliorare a funcționării mașinii de c.c. alimentată de la CSAC sînt indispensabile și pentru funcționarea ei într-un sistem automat de reglare. La acestea se mai adaugă următoarele cerințe:

- mașina de c.c. trebuie să prezinte interconștiționări interne cît mai reduse; reacția indusului datorată nesimetriei așezării periilor, comutația neliniară, fenomene de saturație, etc., toate conduc la înrăutățirea performanțelor

- dinamice și dependența și mai accentuată a parametrilor de punctul de funcționare;
- constantele mecanice ale mașinii trebuie să fie cât mai mici;
 - domeniul de modificare al turației mașinii fără ca ea să lucreze într-un sistem automat de reglare a turației trebuie să fie cât mai mare; printr-o construcție mecanică îngrijită și inclinarea creștăturilor indusului se poate asigura un mers continuu și la turații foarte joase; de asemenea în întreg domeniul de modificare a turației mașina trebuie să poată fi încărcată la cuplul nominal și ventilată corespunzător.
 - să existe în general posibilitatea de adaptare constructivă a unui tahogenerator.

Mașina de c.c. serie prezintă principial aceeași comportare dinamică ca și cea cu excitație separată. Parametrii hotărâtori pentru reglare sînt însă dependenți de punctul de funcționare al mașinii.

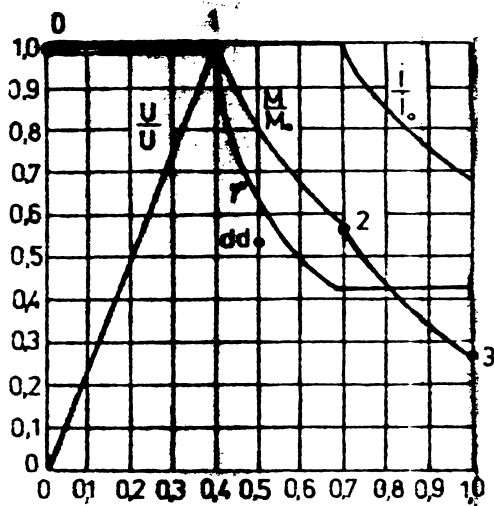
Dacă mașina de c.c. este utilizată într-un sistem automat de reglare a turației, atunci constantele de timp mecanice și electrice sînt compensate separat, prin bucle de reglare suprapuse (bucă de reglare a curentului și suprapus buclă de reglare a turației). Deoarece constanta de timp electrică a mașinii serie este redusă la o fracțiune din cea corespunzătoare mașinii cu excitație separată, la sisteme de reglare specifice primei, uneori se poate renunța la bucla de reglare a curentului. Chiar dacă se realizează sistemul automat de reglare complet la funcționarea în regimuri variate nu se poate asigura acordarea reguletoarelor decît pentru un punct de funcționare. Vor apărea astfel, la alte regimuri de lucru supraoscilații sau durate ale proceselor tranzitorii relativ mari, care nu sînt însă întotdeauna deranjante în tracțiune.

2.7.4. Regimuri limită ale mașinii de c.c. serie

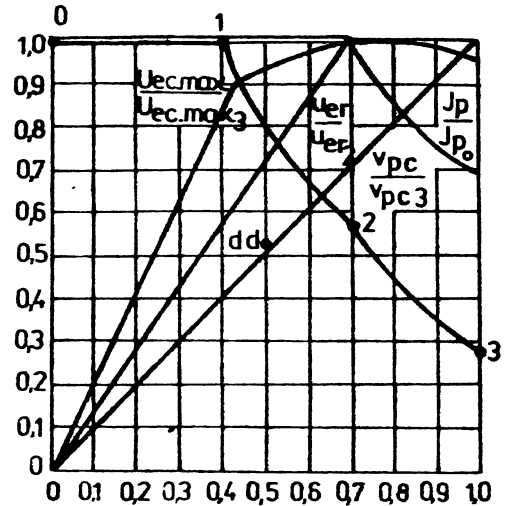
Calitatea unei mașini de c.c. serie este dictată în principal de durata de viață și de fiabilitatea acesteia, fiind stabilită de mărimea domeniului de funcționare și de solicitările termice admisibile.

Figura nr.2.20.a. prezintă domeniul de funcționare admisibil al unei mașini de c.c. serie, limitările fiind astfel stabilite:

- de la 0 la 2 prin curentul maxim,
- de la 1 la 3 prin tensiunea maximă,
- de la 2 la 3 prin dezexcitarea maximă permisă.



Domeniul 0-1 $M = \text{const.}$
 Domeniul 1-2 $M/n = \text{const.}$
 Domeniul 2-3 $M/n^2 = \text{const.}$
 $M = \text{cuplul}$
 $n = \text{turație}$
 $U = \text{tensiune}$
 $i = \text{curent}$
 $\psi = \text{grad de excitație}$



$J_p = \text{densitatea curentului sub perii}$
 $v_{pc} = \text{viteza periferică colector}$
 $U_{er}, U_{ec} = \text{componente ale t.e.m. induse în bobina care comută}$

Figura nr.2.20. Regimuri limită ale mașinii de c.c. serie

Pentru ca prezentarea să fie completă, figura nr. 2.20.b. redă mărimile caracteristice pentru solicitarea colectorului în regim de alimentare cu tensiune continuă, care limitează de fapt domeniul admisibil de funcționare al mașinii.

2.8. Concluzii. Stadiul actual de rezolvare al problemelor

Studiul diferitelor sisteme CSAC - motor c.c. serie a fost aprofundat mai mult sau mai puțin, după gradul de perfecțiune la care ele au fost aduse în aplicații. Pentru nici unul din tipurile de CSAC nu s-a efectuat o ana-

liză completă în sensul celor prezentate în paragraful nr. 3.1. Ca și la studiul altor tipuri de sisteme de conversie cu CS se poate afirma că experiența practică este cu mult mai avansată decât studiul teoretic aprofundat al acestora.

Studiul CSAC cu comutație naturală cu comandă de fază pentru alimentarea motoarelor de c.c. serie este cel mai avansat, în speță cel referitor la puntea monofazată de tip SNA, cea mai des utilizată soluție. Lucrările [166], [C14] pot fi considerate a fi cele mai complete în această direcție. În [166] se efectuează calculul mărimilor de curent alternativ și continuu ținând cont de toate regimurile de funcționare. Nu se abordează problemele legate de ameliorarea parametrilor de c.a. și c.c., se neglijează toate rezistențele, deci nu s-au putut efectua verificări experimentale concludente. [C14] cuprinde calculul mărimilor de c.a. la compensarea puterii reactive prin condensatoare legate la bornele CSAC, fără a ține cont de toate regimurile de funcționare ale punții și fără a indica direcții și soluții de optimizare privind ameliorarea performanțelor ei. Studiul punții de tip CN nu a fost definitivat, având în vedere dezvoltarea impetuoasă a CSAC cu comutație forțată.

Studiile teoretice referitoare la sistemele CSAC cu comutație forțată-motor c.c. serie, au urmărit mai mult probleme legate de concepția de noi scheme, tipuri de comenzi, soluții practice de realizare ale acestora, dimensionarea simplificată a lor, rezultate experimentale privitor la aplicații, fără a se urmări problemele de sistem în toată complexitatea lor.

Nu s-au urmărit decât sporadic problemele de stabilitate ale sistemelor CSAC-motor c.c. serie.

Majoritatea studiilor au vizat în consens cu aplicațiile până în prezent, analiza unor punți multiple, legate în serie în rețeaua de tensiune alternativă, situație ce nu corespunde scopului prezentei lucrări.

CAPITOLUL 3

SISTEMUL CSAC IN PUNTE MONOFAZATA DE TIP SEMICOMANDAT ASIMETRIC (SNA) - MOTOR DE CURENT CONTINUU SERIE

3.1. Introducere

Datorită utilizării pe scară largă în tracțiunea electrică a redresoarelor în punte semicomandată asimetrică, sistemul CSAC-motor de c.c. serie a fost obiectul multor studii teoretice, continuând să fie abordat și în prezent, fără a exista însă o tratare unitară și completă a acesteia. Pentru regimul staționar un asemenea studiu presupune:

- considerarea tuturor regimurilor de funcționare posibile ale punții semicomandate (vezi paragraful nr.3.2);
- considerarea inductivității finite și a rezistenței din circuitul de curent continuu;
- considerarea inductivității și rezistenței din circuitul de curent alternativ;
- considerarea rezistenței și inductivității proprii a ventilelor semiconductoare;
- din punctul de vedere al mașinii electrice, luarea în considerare a tensiunii electromotoare induse, a vitezei unghiulare și a cuplului ca fiind mărimi variabile în timp, precum și considerarea saturației mașinii;
- evaluarea performanțelor globale energetice ale sistemului.

Pentru cazul unei inductivități de filtrare infinite în [167] s-au dedus variațiile mărimilor de curent alternativ și continuu. În analizele teoretice din [130] și [136] se consideră inductivitatea de filtrare finită, se neglijează însă inductivitatea din circuitul de curent alternativ. Pentru prima dată în [133] se stabilesc variațiile mărimilor electrice de intrare și ieșire ale convertorului la inductivitate finită atât în circuitul de curent alternativ cât și în cel de curent continuu, analizându-se însă numai regimul de curent continuu neîntrerupt. Se abordează studiul principalelor regimuri posibile de funcționare ale punții de tip SNA, cu induc-

tivități finite în circuitele de c.a. și c.c. în [166], studiu care conține pentru prima dată evaluarea parametrilor energetici pe partea de curent alternativ. În [C14] se consideră și rezistențele din circuitul de c.a. și c.c., fără a se analiza însă toate regimurile de funcționare ale punții și fără deducerea performanțelor energetice globale ale sistemului.

Majoritatea studiilor (exceptând [130] și [C14]) iau în considerare mașina de curent continuu cu excitație separată, toate însă presupun t.e.m. indusă, viteza unghiulară și cuplul mașinii, în cazurile rare în care le calculează, constante în timp.

Referitor la metodele de studiu utilizate, majoritatea autorilor folosesc metode analitice, [31] și [C13] propun ca metodă simularea numerică a sistemului CSAC - motor de c.c., însă fără o finalizare a acesteia.

3.2. Regimurile de funcționare ale sistemului CSAC în punte monofazată de tip SNA - motor c.c. serie

Schema completă analizată este prezentată în figura nr.3.1., cu următoarele semnificații ale notațiilor:

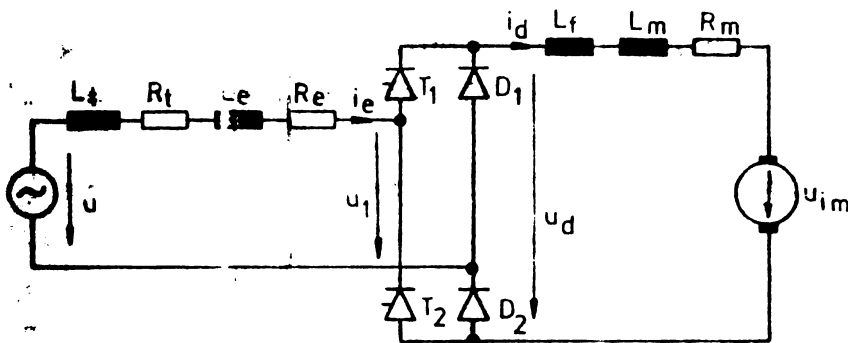


Figura nr.3.1. Sistemul CSAC în punte monofazată tip SNA - motor c.c. serie

- u - tensiunea alternativă de alimentare (t.e.m. indusă în secundarul transformatorului de alimentare);
- L_t, R_t - inductivitatea, respectiv rezistența sursei de alimentare (transformator);

- L_e, R_e - inductivitatea, respectiv rezistența din rețeaua de tensiune alternativă;
- u_1 - tensiunea alternativă la bornele CSAC ;
- i_e - curent alternativ;
- T_1, T_2, D_1, D_2 - tiristoarele , respectiv diodele CSAC;
- u_d, i_d - tensiunea respectiv curentul din circuitul de curent continuu;
- L_f - inductivitatea de filtrare;
- L_m, R_m - inductivitatea dinamică, respectiv rezistența totală a motorului de c.c. serie;
- u_{im} - minus t.e.m. indusă a mașinii de c.c.

Ipotezele simplificatoare ce s-au adoptat sînt următoarele :

- tensiunea "u" este sinusoidală:

$$u = U\sqrt{2} \sin \omega t = U\sqrt{2} \sin z \quad (3.1.)$$

- se neglijează inductivitățile proprii ale elementelor semiconductoare;
- valorile inductivităților și rezistențelor sînt constante în timp;
- comanda CSAC este simetrică.

În regim staționar sînt posibile următoarele moduri de funcționare a punții monofazate de tip SNA [167] :

- a.) regim de funcționare fără curent continuu întrerupt (două comutații pe semiperioadă) cu formele de undă ale mărimilor caracteristice redate în figura nr.3.2.;
- b.) regim de funcționare cu curent întrerupt cu o comutație pe semiperioadă (figura nr.3.3.);
- c.) regim de funcționare cu curent întrerupt fără nici o comutație pe semiperioadă (figura nr.3.4).

a.) Regimul se caracterizează după denumire, prin faptul că valoarea curentului continuu " i_d " nu devine egală cu zero pe o semiperioadă a tensiunii alternative de alimentare. La unghiul de comandă $z_2 = \alpha$ tiristorul T_1 intră în conducție (dacă valoarea momentană a tensiunii alternative este mai mare decît cea a tensiunii " u_{im} "). Pe durata unghiului de comutație $\delta_2 = z_3 - z_2$ curentul trece de pe ramura corespunzătoare diodelor de nul D_1, D_2 pe tiristorul T_1 , tensiunea continuă " u_d " fiind nulă. Motorul de curent continuu va fi conec-

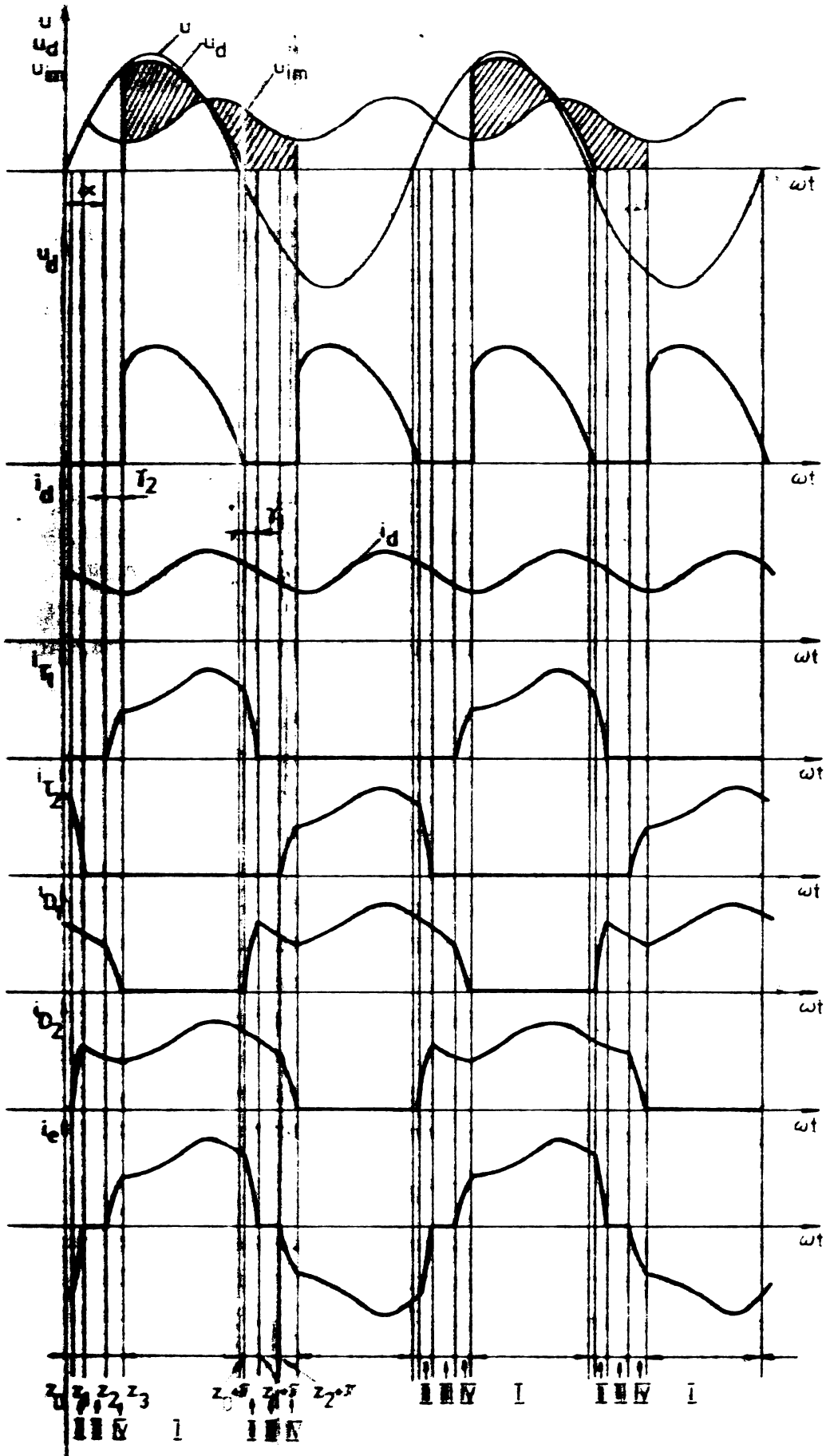


Figura nr. 3.2. Formele de undă pentru regimul de curent continuu neîntrerupt

tat la sursa de alimentare prin T_1 și D_2 pe intervalul $z_3 \div z_0 + \pi$, absorbind de la aceasta energie care parțial este înmagazinată în inductivități respectiv în masele în mișcare ale mașinii electrice, disipată în rezistențele circuitului și care este furnizată sub formă de energie mecanică mașinii de lucru. La momentul $z_0 + \pi$ începe comutația de pe tiristorul T_1 pe ramura de nul a CSAC, proces ce se desfășoară pe durata corespunzătoare unghiului de comutație γ_1 . În acest interval tensiunea continuă de ieșire a CSAC este nulă, iar pentru rețeaua de alimentare avem un scurtcircuit la bornele de intrare ale convertorului, curentul " i_e " scade la valoarea zero. Până la amorțirea tiristorului T_2 (momentul $z_2 + \pi$), curentul continuu " i_d " va circula peste diodele de nul D_1, D_2 , fiind menținut de energia înmagazinată în inductivități, care acoperă pierderile, suplimentează energia cinetică a elementelor în mișcare și furnizează energie mașinii de lucru. Nu se absoarbe energie din rețeaua de alimentare. Stările posibile ale sistemului au fost notate conform figurii nr.3.2 de la I la IV.

b.) Atunci cînd ^{în} intervalul de conducție al diodelor de nul energia înmagazinată în inductivități este redusă, curentul continuu " i_d " scade la valoarea zero (figura nr.3.3.), apărînd o pauză de curent (starea V), situația în care t.e.m. " u_{im} " se menține la valoarea corespunzătoare remanenței. Energia ce trebuie furnizată la arborele motorului va fi în întregime acoperită de cea cinetică înmagazinată în masele în mișcare. La comanda tiristorului T_1 ($z_2 = \infty$) nu va mai apare intervalul de comutație al curentului de pe diodele de nul pe tiristor ($\gamma_2 = 0$), existînd o singură comutație pe semiperioadă și anume cea de pe perechea T_1, D_2 pe diodele de nul. Se definește în acest caz unghiul de conducție β_1 :

$$\beta_1 = z_1 + \pi - z_2 \quad (3.2)$$

c.) Mai rar, dar teoretic posibil este regimul de curent întrerupt fără comutație (figura nr.3.4), la care dispar ambele zone de comutație γ_1 și γ_2 . În această situație conduc alternant perechiile de ventile T_1, D_2 respectiv T_2, D_1 , curentul continuu " i_d " scăzînd la valoarea zero la sfîrșitul domeniilor de conducție ale acestora, fără a avea loc comutații.

În fiecare din regimurile amintite apar stări simi-

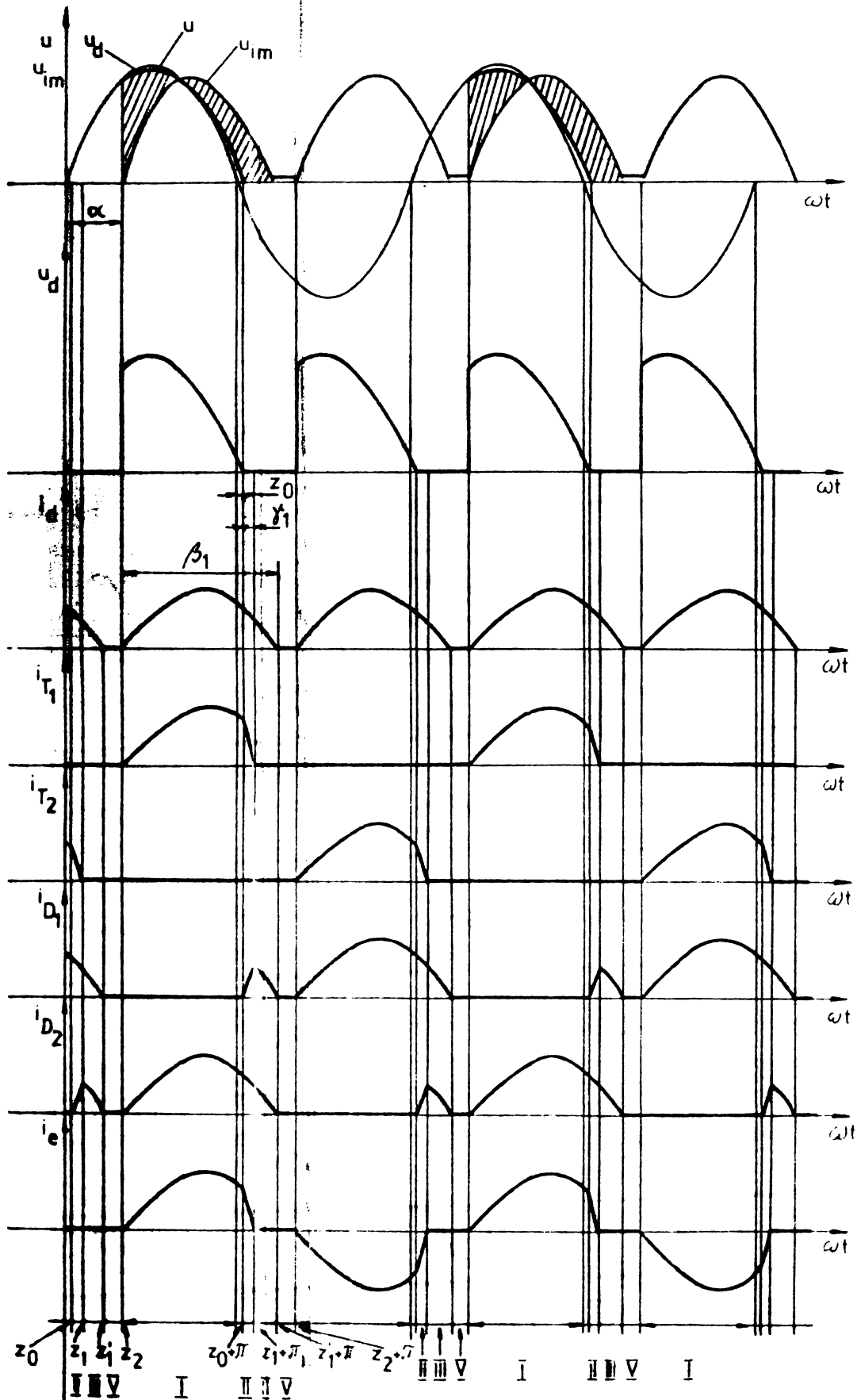


Figura nr. 3.3. Formele de undă pentru regimul de curent întrerupt cu o comutație pe semiperioadă

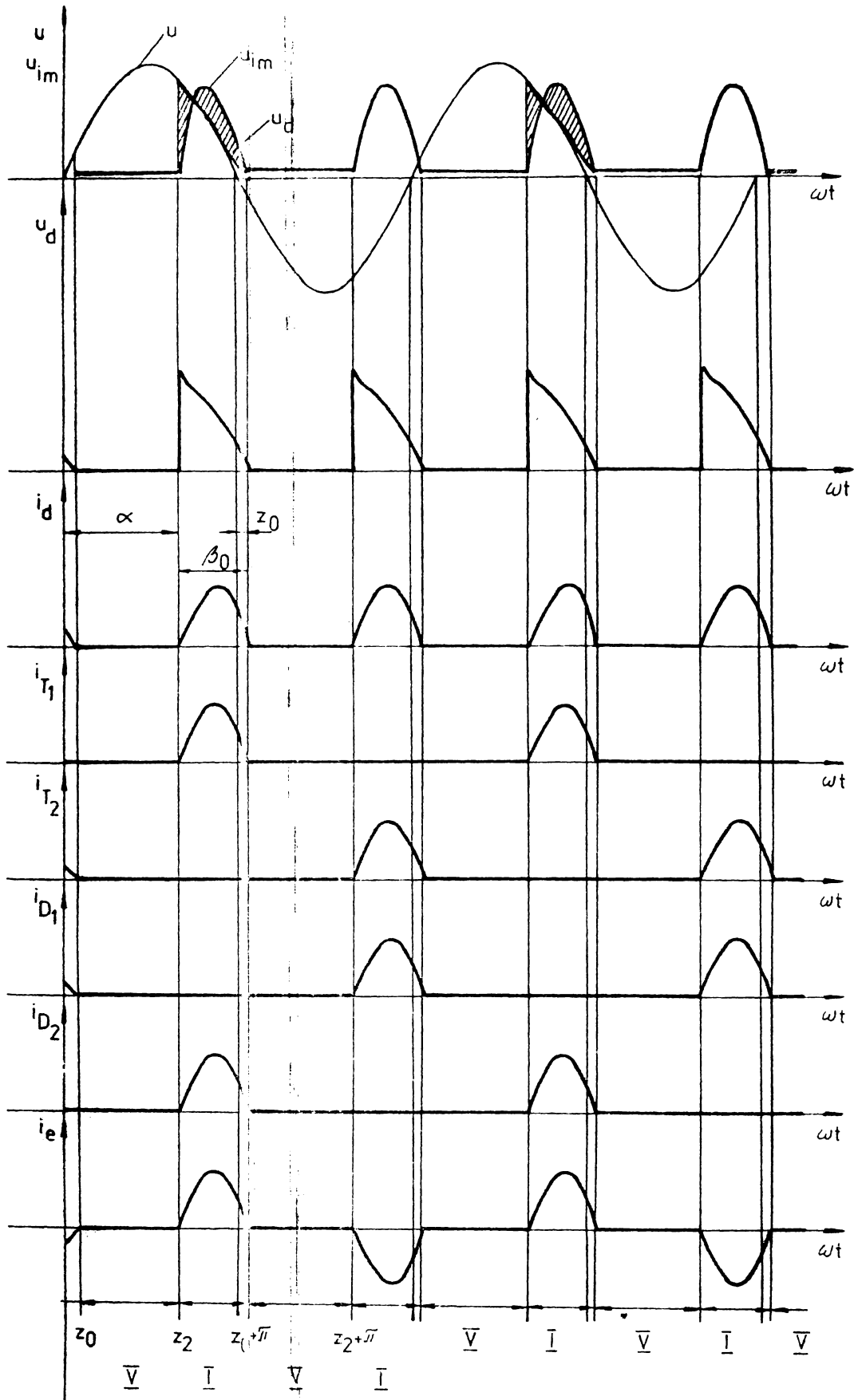


Figura nr. 3.4. Formele de undă pentru regimul de curent întrerupt fără nici o comutație pe semiperioadă

lare ale sistemului notate după cum urmează:

- starea I - conducție pereche tiristor-diodă,
 $z \in (z_2, z_0)$;
- starea II - comutație de pe perechea tiristor-diodă pe diode, $z \in (z_0, z_1)$;
- starea III - conducție perechea de diode,
 $z \in (z_1, z_2)$;
- starea IV - comutație de pe perechea de diode pe cea formată din tiristor-diodă, $z \in (z_2, z_3)$;
- starea V - toate ventilele semiconductoare bloca-
te, $z \in (z_1, z_2)$ pentru regimul b.) și $z \in (z_0, z_2)$ pen-
tru c.).

Este de menționat că în formele de undă calitative redată punctul z_0 a fost reprezentat după trecerea prin zero a tensiunii alternative "u", fapt care corespunde unei impedanțe cu un pronunțat caracter inductiv pe partea de curent alternativ. În situația în care acest deziderat nu este îndeplinit, z_0 se poate confunda cu trecerea prin zero a tensiunii "u" sau o poate chiar devansa.

De asemenea este de remarcat de la început că regimul de curent întrerupt are o importanță mai redusă la motoarele c.c. serie în comparație cu cele cu excitație derivație sau separată. La acestea din urmă există în orice moment o t.e.m. indusă suficientă, care tinde să se opună curentului continuu, descrescându-l rapid atunci când sursa de tensiune alternativă nu debitează peste mașina electrică; astfel la mașina de c.c. derivație apare regimul de curent întrerupt într-un domeniu larg de funcționare al acesteia. Spre deosebire de cele arătate mai sus, la mașina de c.c. serie, la turație constantă și magnetism remanent neglijabil, " u_{im} " este proporțională cu " i_d ", astfel că odată cu scăderea lui " i_d " va scădea și " u_{im} ", în acest fel curentul continuu tinde să fie neîntrerupt, regimul de curent întrerupt apărând numai la sarcini reduse și turații mari ale mașinii.

3.3. Scheme echivalente. Stabilirea ecuațiilor sistemului

Stărilor de funcționare stabilite în paragraful precedent li s-au asociat schemele electrice echivalente corespunzătoare, prezentate în figura nr. 3.5. Pentru a

ține cont de influența parametrilor semiconductoarelor și-a considerat oportună introducerea în circuitul de curent continuu a rezistenței R_s la două ventile. Pentru stările I și III situația este conformă cu realitatea, iar pentru II și IV oferă o bună aproximație, ținând cont de modul de variație al curenților în aceste situații.

Utilizînd notațiile precizate în paragraful 3.2 se pot scrie ecuațiile de mai jos:

- starea I - conducție pereche tiristor-diodă,
 $z \in (z_3, z_0 + \pi)$, iar la conducție intreruptă $z \in (z_2, z_0 + \pi)$

$$\begin{cases} u - (L_e + L_t) \frac{di_e}{dt} - (R_e + R_t) i_e = u_{im} + (L_m + L_f) \frac{di_d}{dt} + (R_m + 2R_s) i_d \\ i_d = i_e \\ u_d = u_{im} + (L_m + L_f) \frac{di_d}{dt} + (R_m + 2R_s) i_d \end{cases} \quad (3.3)$$

- starea II - comutație de pe perechea tiristor-diodă pe diode, $z \in (z_0, z_1)$:

$$\begin{cases} u - (L_e + L_t) \frac{di_e}{dt} - (R_e + R_t) i_e = 0 \\ u_{im} + (L_m + L_f) \frac{di_d}{dt} + (R_m + 2R_s) i_d = 0 \\ u_d = 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

- starea III - conducție diode, $z \in (z_1, z_2)$:

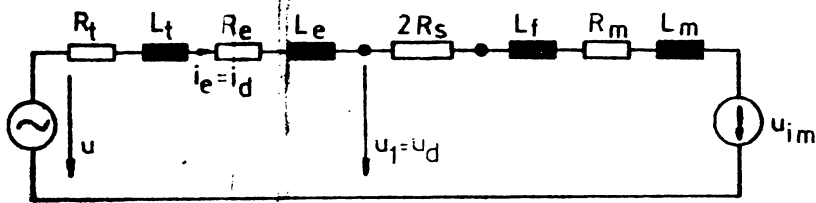
$$\begin{cases} u_{im} + (L_m + L_f) \frac{di_d}{dt} + (R_m + 2R_s) i_d = 0 \\ i_e = 0 \\ u_d = 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

- starea IV - comutație de pe diode pe perechea tiristor-diodă, $z \in (z_2, z_3)$:

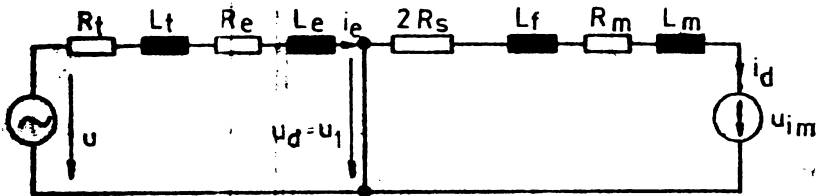
$$\begin{cases} u - (L_e + L_t) \frac{di_e}{dt} - (R_e + R_t) i_e = 0 \\ u_{im} + (L_m + L_f) \frac{di_d}{dt} + (R_m + 2R_s) i_d = 0 \\ u_d = 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

- starea V - toate ventilele semiconductoare blocate, $z \in (z_1', z_2)$ pentru regimul b.); $z \in (z_0', z_2)$ pentru c.)

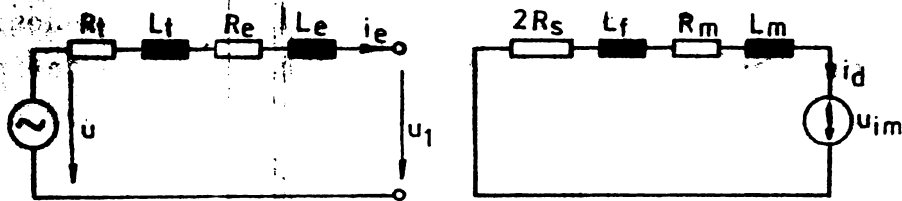
I Punte in conductie



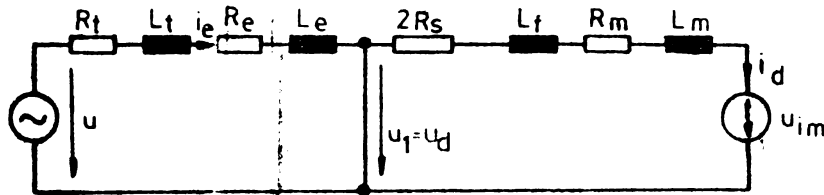
II Comutatie de pe tiristoare pe diode



III Conducția diodelor



IV Comutatie de pe diode pe tiristoare



V Punte blocată, $i_e = 0, i_d = 0$

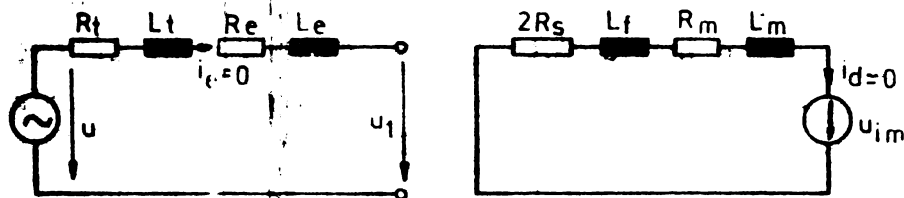


Figura nr. 3.5. Schemele electrice ale sistemului

$$\begin{cases} i_e = 0 \\ i_d = 0 \\ u_d = 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

Fiind date tensiunea de alimentare "u", parametrii sistemului (rezistențe, inductivități) și t.e.m. indusă "u_{im}" a mașinii, necunoscute vor fi curentul alternativ "i_e", cel continuu "i_d" și tensiunea continuă "u_d".

Fiecare din sistemele de mai sus se completează cu ecuațiile corespunzătoare mărimilor mecanice ale mașinii de c.c.:

$$\begin{cases} m - m_r - m_o = J \frac{d\omega}{dt} \\ m = \frac{u_{im} i_d}{\omega_m} \end{cases} \quad (3.8)$$

care introduc ca necunoscute cuplul electromagnetic "m" și viteza unghiulară " ω_m ".

T.e.m. indusă a mașinii de c.c. serie este proporțională cu valoarea fluxului (deci și a curentului) și a vitezei unghiulare (în valori medii):

$$U_{im} = k \phi \Omega_m = k_1 I_d \Omega_m = f(I_d, \Omega_m) \quad (3.9)$$

unde k și k_1 sînt constante ale mașinii [C13]. Cunoscîndu-se caracteristica de mers în gol a mașinii de c.c. serie la viteza unghiulară nominală (figura nr.3.6), va fi posibilă de-

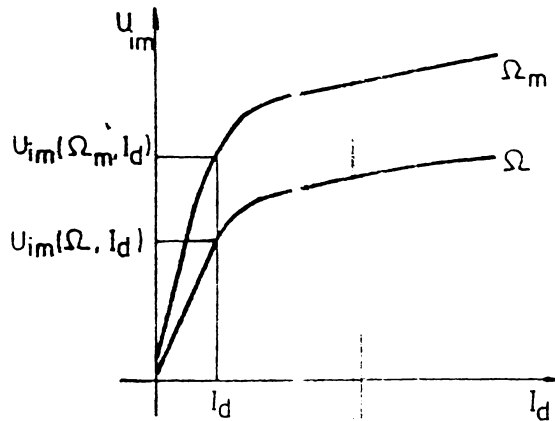


Figura nr.3.6 . Caracteristica $U_{im} = f(\Omega_m, I_d)$ a mașinii de c.c.

terminarea t.e.m. induse la viteza unghiulară nominală $U_{im}(\Omega_{mn}, I_d)$ la un curent I_d dat. Ținînd cont de (3.9), la un I_d dat se va putea evalua și valoarea t.e.m. induse la o altă viteză unghiulară $\Omega_m, U_{im}(\Omega_m, I_d)$:

$$U_{im}(\Omega_m, I_d) = \frac{\Omega_m}{\Omega_{mn}} U_{im}(\Omega_{mn}, I_d) \quad (3.10)$$

Deci la ecuațiile de mai sus se adaugă o relație de forma:

$$u_{im} = u_{im}(i_d, \omega_m) \quad (3.11)$$

ce va permite calculul valorii momentane a t.e.m. induse la " i_d " și " ω_m " date, cunoscîndu-se caracteristica de mers în gol a mașinii de c.c. la viteza unghiulară nominală.

Din combinarea sistemelor (3.3.) - (3.7) complete cu (3.8) și (3.11) se pot scrie sistemele de ecuații specifice fiecărui regim de funcționare al punții prezentate

în paragraful precedent; bineînțeles acestea trebuie să fie completate cu condițiile limită care realizează trecerea de la un sistem la altul.

Exemplificarea acestui lucru se va face pentru regimul de curent neîntrerupt, deoarece din modul în care s-a procedat la rezolvarea sistemelor de ecuații se vor putea identifica și rezolva și celelalte situații specifice funcționării sistemului (vezi paragraful nr. 3.4).

Pentru generalizarea rezultatelor obținute s-au raportat mărimile ce intervin în ecuații după cum urmează:

- tensiunile - la tensiunea nominală a motorului de c.c. serie U_{mn} ;
- curenții - la curentul de scurtcircuit al motorului:

$$I_{msc} = U_{mn} / R_m \quad (3.12)$$

- puterile - la puterea de scurtcircuit a mașinii electrice:

$$P_{msc} = U_{mn}^2 / R_m \quad (3.13)$$

- viteza unghiulară - la viteza unghiulară nominală Ω_{mn} ;
- cuplurile - la P_{msc} / Ω_{mn} .

Pentru ușurarea scrierii și interpretării rezultatelor obținute în urma rezolvării sistemelor, în loc de timpul "t" se va folosi ca variabilă independentă:

$$z = \omega t = 2\pi ft \quad (3.14)$$

unde "f" este frecvența rețelei de tensiune alternativă de alimentare.

Se fac următoarele notații:

$$X_e = \omega L_e ; X_t = \omega L_t ; X_f = \omega L_f ; X_m = \omega L_m \quad (3.15)$$

$$A_e = (X_e + X_t) / R_m ; A_f = X_f / R_m ; A_m = X_m / R_m \quad (3.16)$$

$$B_e = (R_e + R_t) / R_m ; B_s = 2R_s / R_m \quad (3.17)$$

$$T_m = \Omega_{mn}^2 \omega J / P_{msc} \quad (3.18)$$

Se va introduce în relații valoarea medie a puterii mecanice la arborele mașinii electrice "P_r", iar cuplul corespunzător

frecărilor se consideră constant.

Cu cele precizate mai sus se vor scrie sistemele de ecuații în mărimi raportate pentru regimul de curent neîntrerupt, începînd cu unghiul de comandă $z_2 = \alpha$ (figura nr. 3.7). Prin indicele (') se vor diferenția mărimile raportate.

Pentru intervalul $z \in (z_2, z_3)$ - comutație de pe diode pe perechea tiristor-diodă ce urmează la conducție:

$$\left\{ \begin{array}{l} u' = U\sqrt{2} \sin z \\ u' - A_e \frac{di'_e}{dz} - B_e i'_e = 0 \\ u'_{im} + (A_m + A_f) \frac{di'_d}{dz} + (1 + B_s) i'_d = 0 \\ u'_d = 0 \\ m' = \frac{P'_r}{\omega'_m} - M'_0 = i'_m \frac{d\omega'_m}{dz} \\ m' = \frac{u'_{im} i'_d}{\omega'_m} \\ u'_{im} = u'_{im}(i'_d, \omega'_m) \end{array} \right. \quad (3.19)$$

cu condiția inițială :

$$i'_e(z_2) = 0 \quad (3.20)$$

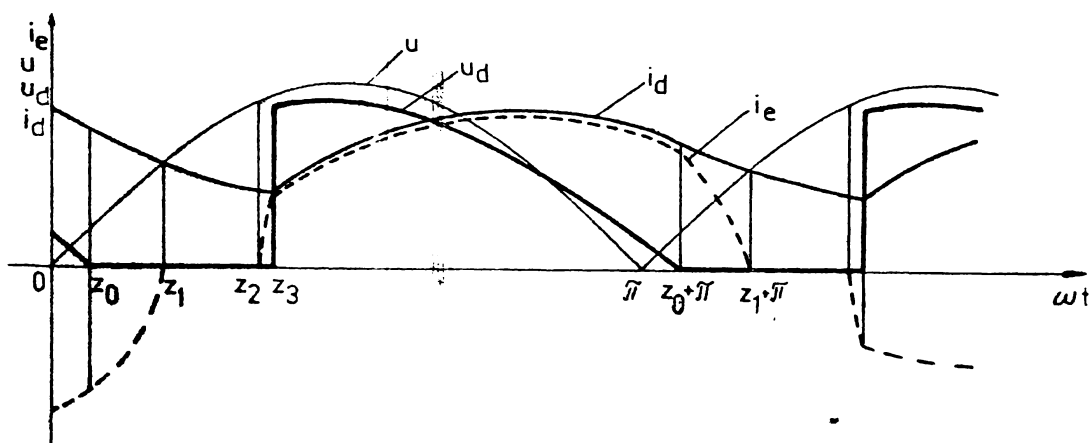


Figura nr. 3.7. Explicativă la scrierea sistemelor de ecuații

și condiția de determinare a lui z_3 :

$$i'_e(z_3) = i'_d(z_3) \quad (3.21)$$

Pentru intervalul $z \in (z_3, z_0 + \pi)$ - punte în conducție:

$$\left\{ \begin{array}{l} u' = U' \sqrt{2} \sin z \\ u' - A_e \frac{di'_e}{dz} - B_e i'_e = u'_{im} + (A_m + A_f) \frac{di'_e}{dz} + (1 + B_s) i'_e \\ i'_d = i'_e \\ u'_d = u'_{im} + (A_m + A_f) \frac{di'_d}{dz} + (1 + B_s) i'_e \\ m' - \frac{P'_r}{\omega'_m} - M'_0 = T_m \frac{d\omega'_m}{dz} \\ m' = \frac{u'_{im} i'_d}{m} \\ u'_{im} = u'_{im}(i'_d, \omega'_m) \end{array} \right. \quad (3.22)$$

cu condiția de determinare a lui z_0 :

$$u'_d(z_0) = 0 \quad (3.23)$$

Pentru intervalul $z \in (z_0 + \pi, z_1 + \pi)$ - comutație de pe perechea tiristor diodă pe diode - avem:

$$\left\{ \begin{array}{l} u' = U' \sqrt{2} \sin z \\ u' - A_e \frac{di'_e}{dz} - B_e i'_e = 0 \\ u'_{im} + (A_m + A_f) \frac{di'_d}{dz} + (1 + B_s) i'_d = 0 \\ u'_d = 0 \\ m' - \frac{P'_r}{\omega'_m} - M'_0 = T_m \frac{d\omega'_m}{dz} \\ m' = \frac{u'_{im} i'_d}{m} \\ u'_{im} = u'_{im}(i'_d, \omega'_m) \end{array} \right. \quad (3.24)$$

cu condiția de determinare a lui z_1 :

$$i'_e(z_1 + \pi) = 0 \quad (3.25)$$

Si în final, pentru intervalul $z \in (z_1 + \pi, z_2 + \pi)$ - dio-

de în conducție - se poate scrie:

$$\left\{ \begin{array}{l} u' = U' \sqrt{2} \sin z \\ i'_e = 0 \\ u'_{im} + (A_m + A_f) \frac{di'_d}{dz} + (1 + B_s) i'_d = 0 \\ u'_d = 0 \\ m' - \frac{P'_f}{\omega'_m} - M'_0 = T'_m \frac{d\omega'_m}{dz} \\ m' = \frac{u'_{im} i'_d}{\omega'_m} \\ u'_{im} = u'_{im}(i'_d, \omega'_m) \end{array} \right. \quad (3.26)$$

și

$$i'_d(z_2) = i'_d(z_2 + \pi) \quad (3.27)$$

Principial, sistemele prezentate permit, la $u', P'_f, z_2 = \alpha$ date, bineînțeles cu cunoașterea constantelor și marimilor caracteristice mașinii electrice, determinarea necunoscutelor $i'_e, i'_d, u'_{im}, u'_d, m', \omega'_m, z_3, z_0$ și z_1 . La trecerea de la un sistem la altul, necunoscutele ce nu au fost precizate prin relații explicite iau valorile finale ale intervalului precedent.

Este suficientă rezolvarea sistemelor pentru o semiperioadă $(z_2, z_2 + \pi)$, deoarece:

$$\left\{ \begin{array}{l} i'_d(z + \pi) = i'_d(z) ; i'_e(z + \pi) = -i'_e(z) \\ u'_d(z + \pi) = u'_d(z) ; m'(z + \pi) = m'(z) \\ u'_{im}(z + \pi) = u'_{im}(z) ; \omega'_m(z + \pi) = \omega'_m(z) \end{array} \right. \quad (3.28)$$

3.4. Integrarea numerică a sistemelor de ecuații

Ca metodă de rezolvare a sistemelor de ecuații prezentate s-a ales integrarea numerică a acestora. Era posibilă pentru cazul de față și rezolvarea analitică a acestora, avînd în vedere însă cazurile viitoare ce vor trebui

analizate, s-a considerat utilă abordarea de la început pe cale numerică a problemei. Sistemele (3.19) și (3.24) conțin trei ecuații diferențiale de ordinul întâi, iar (3.22) și (3.26) două, restul ecuațiilor fiind algebrice. Ca metodă de integrare s-a ales metoda Runge-Kutta de ordinul patru modificată Gill.

Figura nr.3.8 conține schema logică principială urmărită într-un ciclu de integrarea numerică a sistemelor de ecuații. După cum este cunoscut, metoda Runge-Kutta de integrare a sistemelor de ecuații diferențiale de ordinul întâi presupune calculul valorilor funcțiilor într-un punct cu ajutorul valorilor într-un punct anterior. Ca atare problema cea mai dificilă este aceea de a furniza metodei valorile inițiale necesare pentru începerea integrării. Ar fi posibilă începerea integrării cu valori inițiale nule ale funcțiilor, numărul de cicluri necesare pentru atingerea soluțiilor staționare ar mări timpul de integrare necesar. Din acest motiv s-au calculat valorile inițiale aproximative ale funcțiilor în situația ideală ce presupune următoarele:

- variații ale mărimilor de curent alternativ sinusoidale, iar cele de curent continuu constante în timp;
- neglijarea pierderilor mașinii de c.c. serie.

Trecerea de la un sistem de ecuații la altul se realizează prin testarea condițiilor exprimate prin relațiile (3.21), (3.23) și (3.25). În fiecare din punctele de integrare valoarea t.e.m. induse u'_{im} se calculează funcție de i'_d și ω'_m în modul prezentat în paragraful anterior. La capătul unui ciclu de integrare pe o semiperioadă a tensiunii alternative se obțin valorile necunoscutele $i'_e, i'_d, u'_{im}, u'_{d,m}$ și ω'_m în punctul $z_2 + \pi$, care având în vedere faptul că valorile în z_2 au fost aproximative nu vor coincide cu acestea, deci nu s-a atins încă regimul staționar.

Incadrarea algoritmului de integrare al sistemelor de ecuații în programul general de calcul este ilustrată în figura nr.3.9.

În funcție de diferența $i'_d(z_2) - i'_d(z_2 + \pi)$ se calculează noua valoare $i'_d(z_2)$ cu care se procedează la un nou ciclu de integrare, ș.a.m.d., până cînd se ajunge în regim sta-

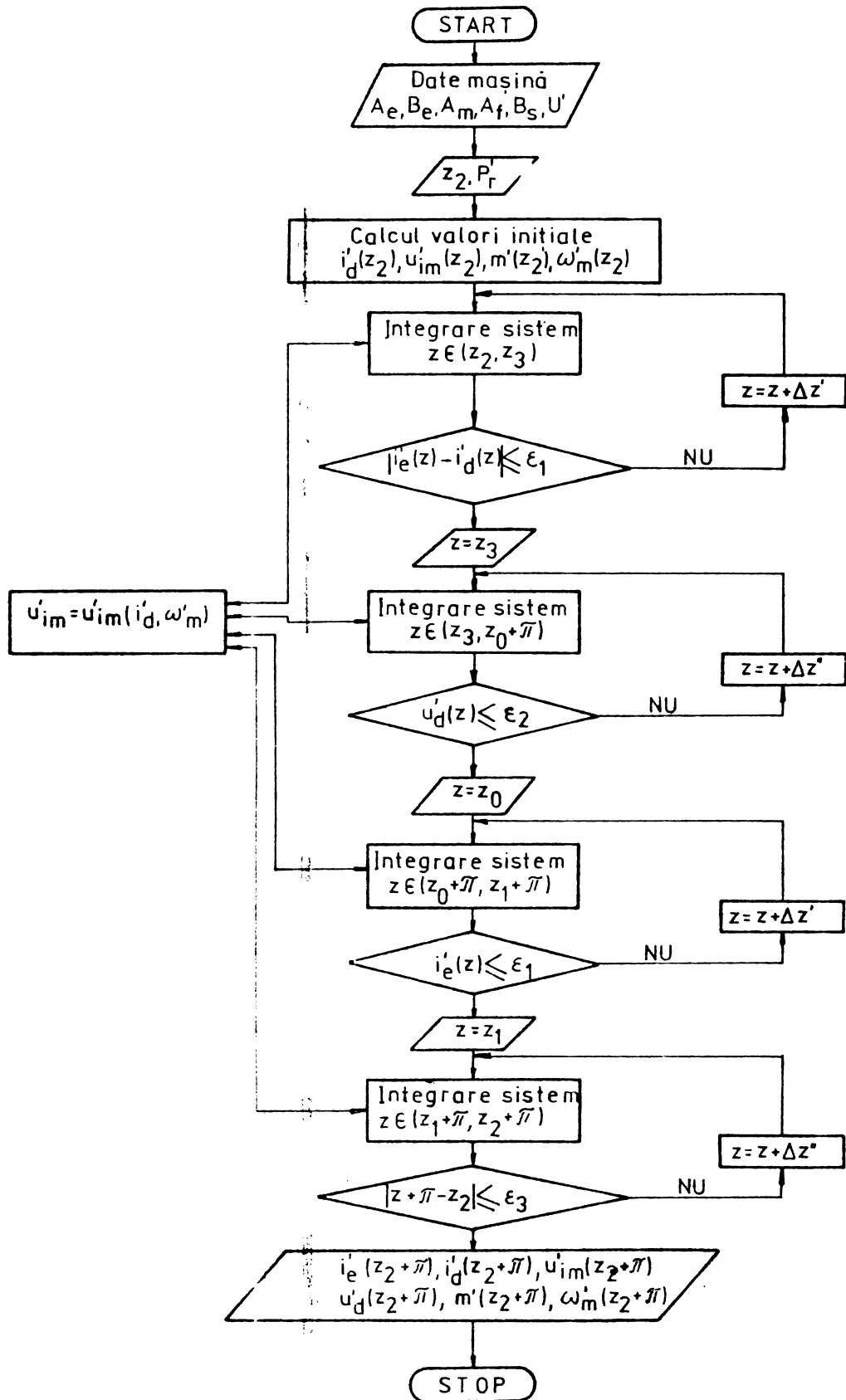


Figura nr. 3.8. Schema logică a algoritmului de integrare al sistemelor de ecuații

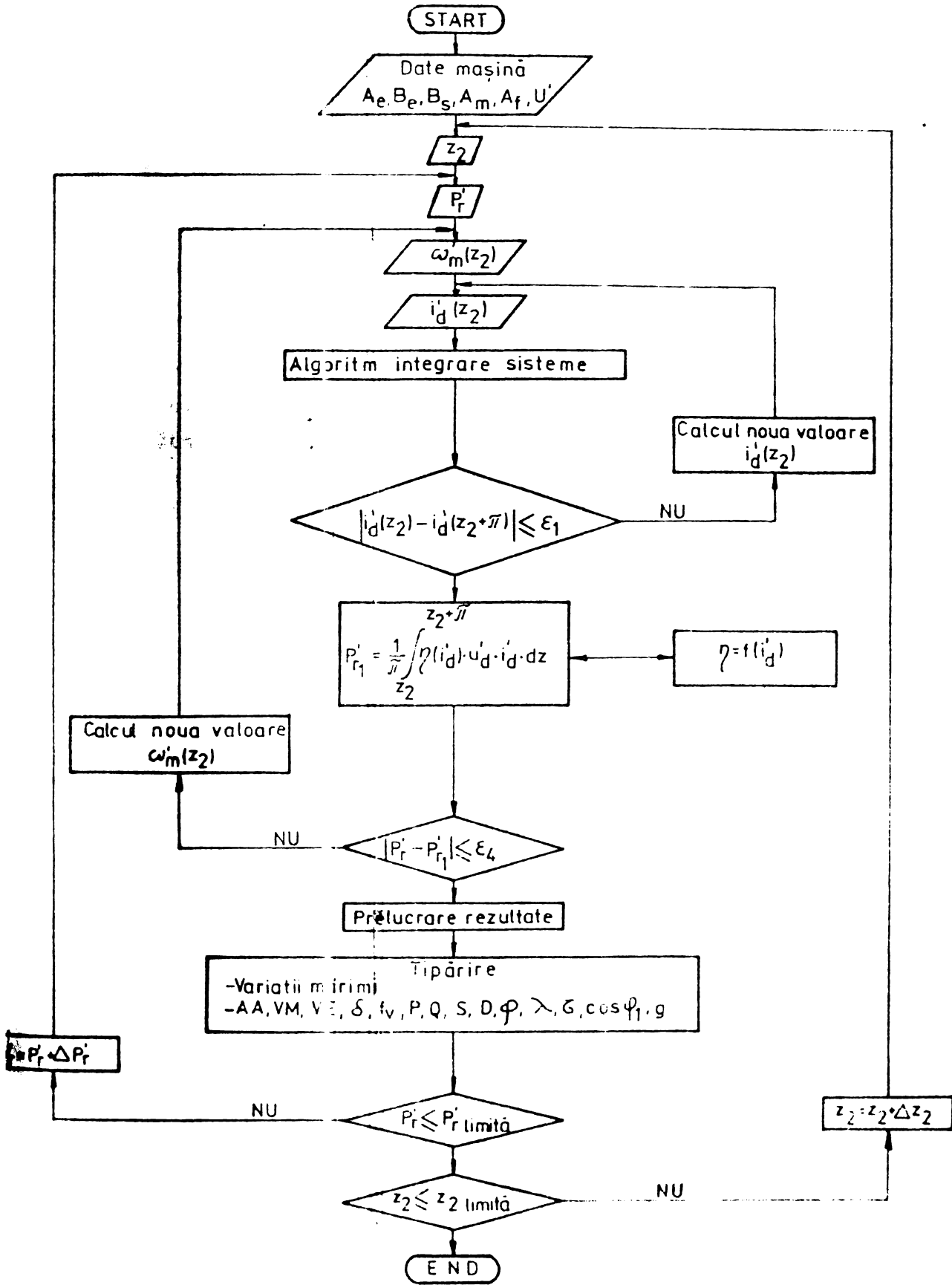


Figura nr. 9.9. Schema logică generală de calcul a regimului cu putere constantă la arborele mașinii electrice

ționar cu i'_d . În situația în care pentru datele de calcul valoarea lui i'_d devine nulă înainte de $z_2 + \pi$ se reia integrarea cu $i'_d(z_2) = 0$, direct în regimul staționar corespunzător unuia din regimurile de curent întrerupt prezentate anterior.

Se procedează la un al doilea ciclu de iterații, suprapus peste primul, avînd ca variabilă în acest caz pe ω'_m , atunc' cînd valoarea calculată a puterii la arborele mașinii P'_{r1} diferă de cea impusă, pînă cînd regimul staționar al lui i'_d corespunde și din acest punct de vedere. Pentru calculul puterii la arborele mașinii electrice se face uz de curba randamentului acestora, randamentul fiind evaluat pentru fiecare valoare a lui i'_d . Dacă se constată că pentru o valoare a puterii la arbore ar rezulta viteza unghiulară nulă, mașina nu este capabilă să furnizeze în mișcare puterea cerută, se calculează o viteză unghiulară minimă astfel stabilită ca în valoare momentană, aceasta să nu scadă sub zero, puterea recalculată fiind cea mai mare putere pe care o poate furniza mașina electrică în condițiile date.

Odată integrarea terminată, se obțin variațiile necunoscuteelor $i'_e, i'_d, u'_m, \omega'_m, u'_d, m'$ pe o semiperioadă, la care se pot adăuga fără dificultăți deosebite următoarele mărimi utile pentru analiza sistemului:

- căderea de tensiune pe impedanța pe partea de curent alternativ:

$$u'_e = -e \frac{di'_e}{dz} + B_e i'_e \quad (3.29)$$

- tensiunea la bornele convertorului u'_1 :

$$u'_1 = u' - A_e \frac{di'_e}{dz} - B_e i'_e \quad (3.30)$$

- tensiunea la bornele motorului u'_{dm} :

$$u'_{dm} = u'_{im} + A_m \frac{di'_d}{dz} + i'_d \quad (3.31)$$

- tensiunea la bornele inductivității de filtrare u'_f :

$$u'_f = A_f \frac{di'_d}{dz} \quad (3.32)$$

- puterea absorbită de la sursa de alimentare p' :

$$p' = u' i'_e \quad (3.33)$$

- puterea absorbită de CSAC p'_1 :

$$p'_1 = u'_1 i'_1 \quad (3.34)$$

- puterea pe partea de curent continuu p'_d :

$$p'_d = u'_d i'_d \quad (3.35)$$

- puterea electromagnetică a mașinii de c.c. p'_m :

$$p'_m = u'_{im} i'_d \quad (3.36)$$

- puterea absorbită de mașina electrică p'_{dm} :

$$p'_{dm} = u'_{dm} i'_d \quad (3.37)$$

- puterea absorbită de inductivitatea de filtrare

p'_f :

$$p'_f = u'_f i'_d \quad (3.38)$$

Prelucrarea rezultatelor urmărește efectuarea analizei armonice (AA), calculul valorilor medii (VM) și efective (VE), a coeficientului de distorsiune (δ) și a factorului de vîrf (f_v) pentru toate variabilele. Se evaluează de asemenea în diferite puncte ale sistemului de convertire parametrii energetici și anume : puterea activă (P), aparentă (S), reactivă (Q), deformantă (D), factorul de putere global (λ), $\cos \varphi_1$, factorul reactiv (φ), factorul deformant (ξ), conținutul de fundamentală (g) și randamentul sistemului, al liniei și convertorului. Relațiile utilizate sînt prezentate în anexa nr.1.

Mersul calculului și al prelucrării rezultatelor se reia pentru alte valori ale lui P'_r și apoi ale lui $z_2 = \alpha$.

În concordanță cu cele expuse mai sus, s-a conceput un program de calcul în limbaj FORTRAN.

Timpul de calcul necesar pentru un punct de funcționare (o pereche de valori α, P'_r) variază între 2 și 5 minute (caz extrem 10 minute) în funcție de numărul de iterații necesare pentru stabilizarea valorilor lui i'_d și P'_r .

3.5. Prezentarea și discuția rezultatelor calculului

Programul conceput conform celor precizate în paragraful anterior a fost rulat pe un calculator FELIX C256. S-au stabilit trei perechi de valori X_e/R_m și R_e/R_m și anume:

$$\begin{aligned} X_e/R_m &= 1,58 ; R_e/R_m = 0,79 \\ X_e/R_m &= 0,74 ; R_e/R_m = 0,37 \\ X_e/R_m &= 0,0141 ; R_e/R_m = 0,00363. \end{aligned} \quad (3.37)$$

Pentru fiecare din aceste perechi de valori s-a rulat programul cu $\alpha = 30^\circ; 60^\circ; 90^\circ; 120^\circ; 150^\circ$, pentru fiecare α alegindu-se un număr de 4-8 valori ale puterii la arborii mașinii P_r/P_{nsc} , pentru toate aceste cazuri considerându-se $X_f/R_m = 0$ (în circuitul de curent continuu filtrarea fiind asigurată numai de X_m).

Pentru perechea de valori $X_e/R_m = 0,74 ; R_e/R_m = 0,37$ și unghiul de comandă $\alpha = 90^\circ$ s-au reluat calculele la două valori ale lui X_f/R_m :

$$X_f/R_m = 33,3 ; X_f/R_m = 100 \quad (3.38)$$

care corespund dublării, respectiv măririi de patru ori a inductivității din circuitul de curent continuu. Calculele s-au efectuat pentru un motor de c.c. serie de tracțiune de tip SSTN 20 kW/550 V de fabricație IMEB.

Variațiile în timp ale principalelor mărimi sînt redată în figurile nr. 3.10 (regim de curent întrerupt); nr. 3.11 (regim de curent neîntrerupt fără filtrare) și nr. 3.12 (regim de curent neîntrerupt cu filtrare). În regim de curent întrerupt toate mărimile electrice, cu excepția tensiunii e.m. induse " u_{im} ", au intervale în care sînt nule, de asemenea și cuplul electromagnetic " m " al mașinii. Lipssește perioada de comutație " δ_2 ". Viteza unghiulară a mașinii este practic constantă chiar și în acest regim.

Figura nr. 3.11 conține variațiile mărimilor pentru un regim apropiat de cel nominal de funcționare al mașinii de c.c. Se observă deformarea puternică a tensiunii alternative " u_1 " de la intrarea convertorului și valorile momentane apreciabil mai mici, ale tensiunii continue " u_d " față de " u ". Intervalele de comutație sînt mari, în speță " δ_1 ";

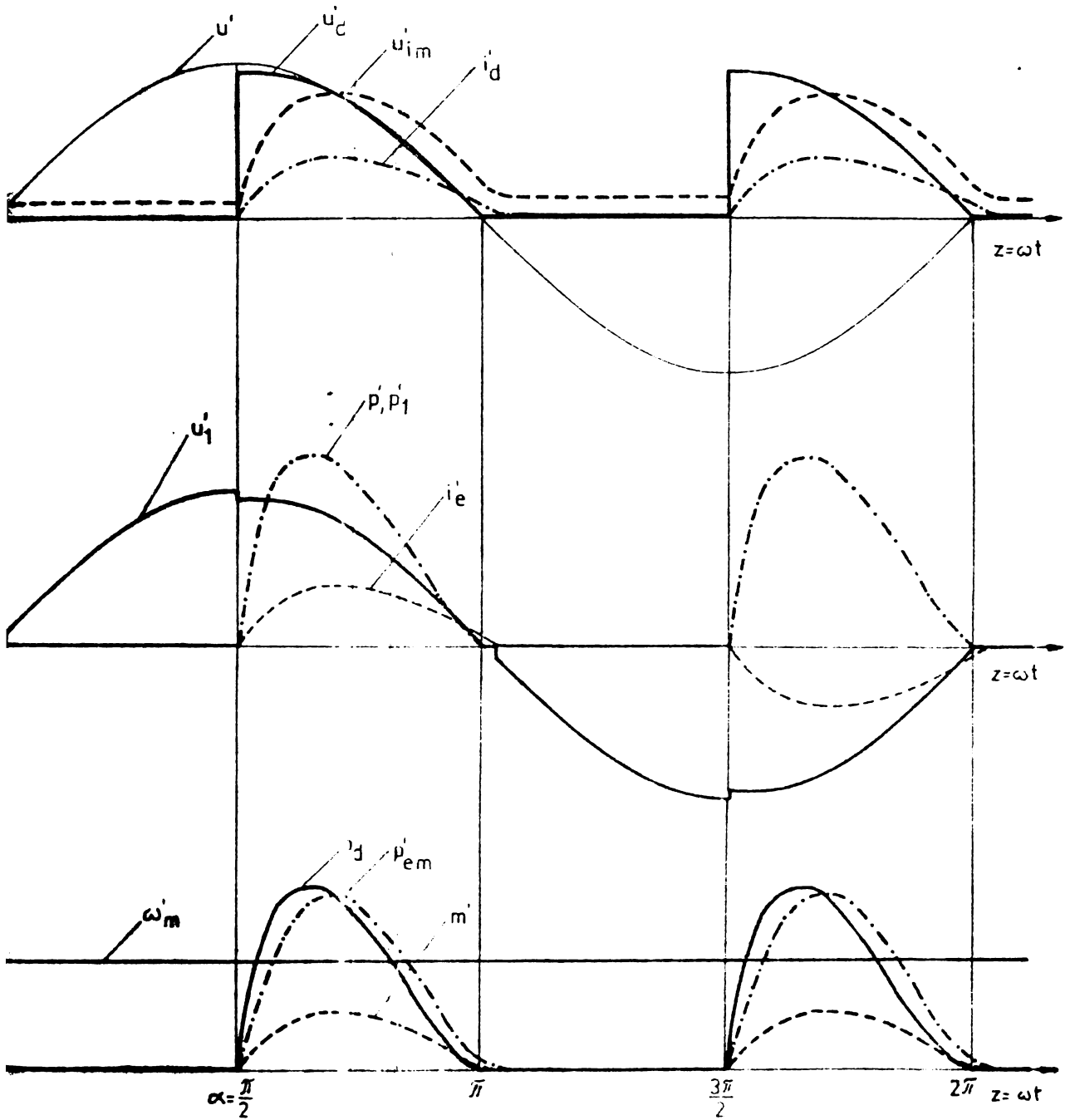


Figura nr.3.10. Variații funcție de $z = \omega t$, ale mărimilor calculate pentru $\alpha = 90^\circ, X_1/R_1 = 1,58; R_2/R_2 = 0,79; X_1/R_1 = 0; p_r = p_{msc} = 0,80357$

tot în acest interval de comutație se pune în evidență, prin variația lui "p" a recuperării energiei immagazinate în inductivitatea din circuitul de curent alternativ. Cuplul mașinii "m" nu este constant nici în acest regim. La creșterea

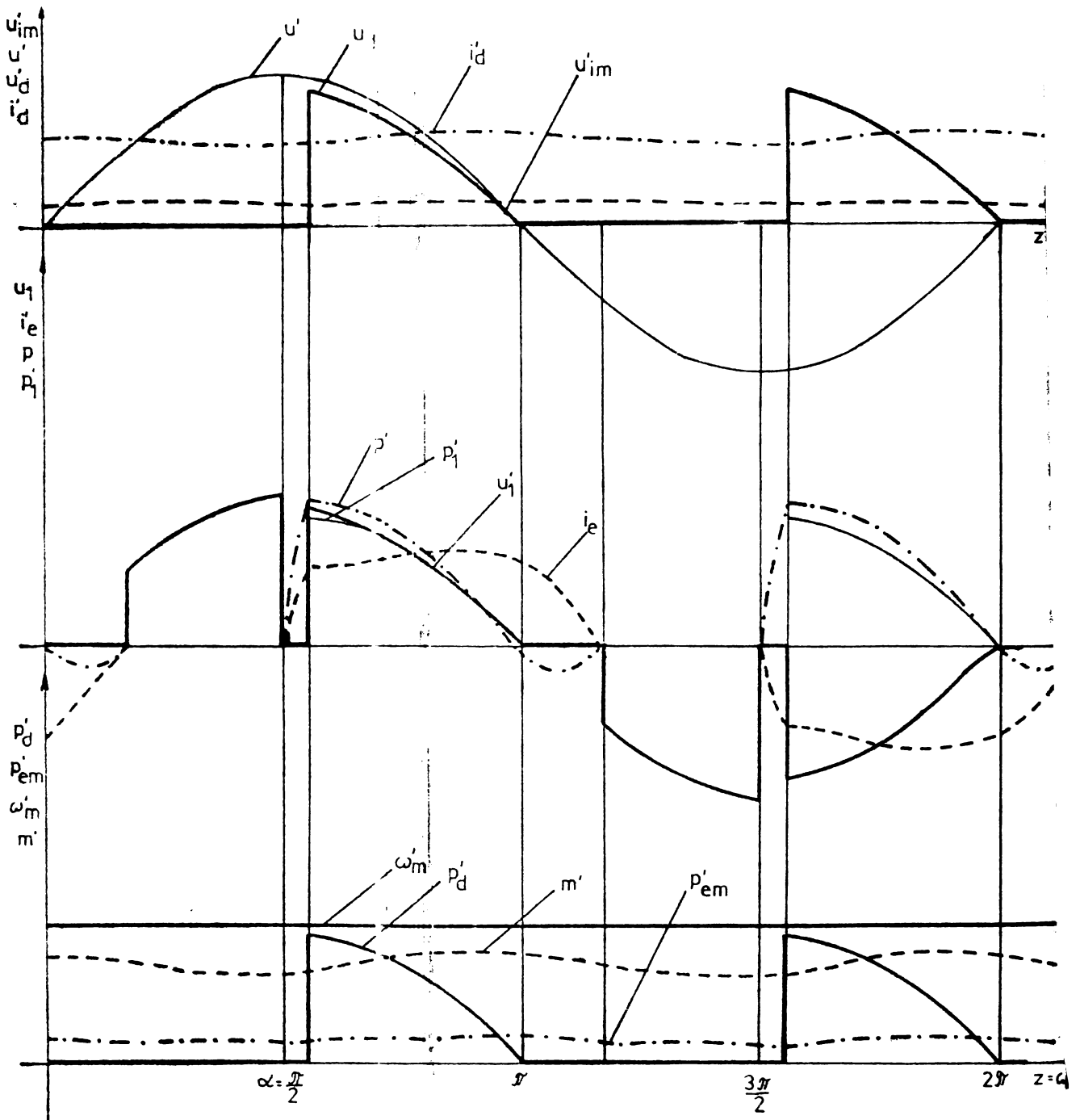


Figura nr.3.11. Variații funcție de $z=\omega t$ ale mărilor calculate pentru $\alpha = 90^\circ$;
 $X_e/R_m = 1,58$; $R_e/R_m = 0,19$; $X_r/R_m = 0$;
 $P_r/P_{msc} = 0,05$.

inductivității de filtrare din circuitul de curent continuu (figura nr.3.12) se îmbunătățește forma curentului continuu " i_d ", cuplul " m " al mașinii devine de asemenea aproape constant

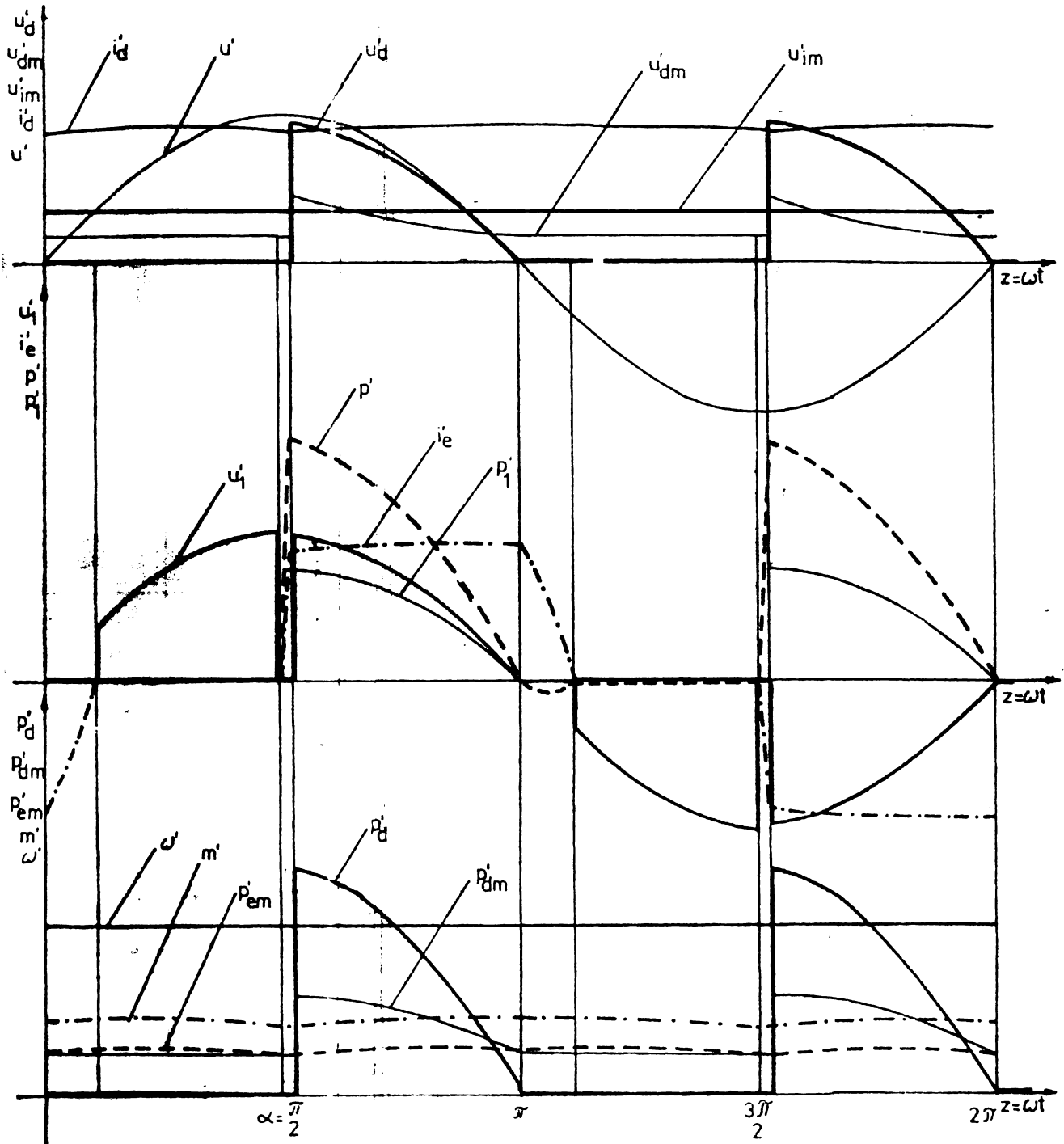


Figura nr.3.12. Variații funcție de $z = \omega t$, ale mărimilor calculate pentru $\alpha = 90^\circ$; $X_e/R_m = 0,74$; $R_e/R_m = 0,37$; $X_r/R_m = 100$; $P_r/P_{msc} = 0,0214$

Caracteristicile mecanice ale motorului de curent continuu serie la alimentarea de la un convertor c.a.-c.c. de tip SNA sînt redată în figura nr.3.13 pentru diferite unghiuri de comandă și pentru perechile de valori X_e/R_m și R_e/R_m conform (3.37).

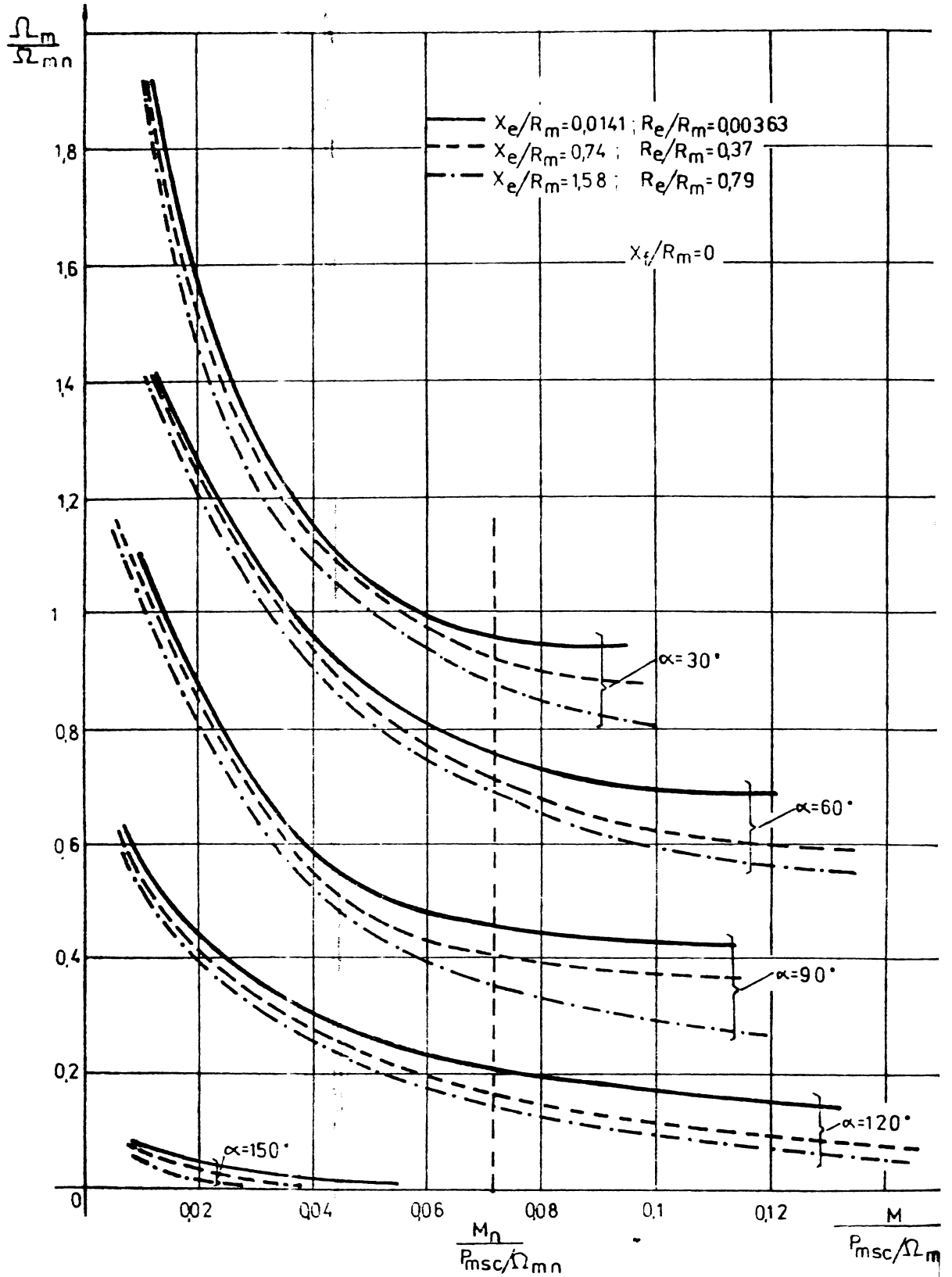


Figura nr. 3.13. Caracteristicile mecanice ale motorului de c.c. serie pentru diferite unghiuri de comandă α și $X_e/R_m, R_e/R_m$ variabili

Prezența rezistenței și inductivității din circuitul de c.a. se face resimțită mai ales în zona cuplurilor mari, putând duce la variații ale vitezei unghiulare a mașinii de 15-20%. Nu s-au remarcat variații sensibile ale acestor caracteristici cu inductivitatea de filtrare din circuitul de c.c.

Privitor la extinderea zonei de funcționare la curent continuu întrerupt, figura nr. 3.14 este edificatoare. În jurul turației nominale a mașinii electrice regimul de curent întrerupt apare la aproximativ 10% din puterea nominală la arbore, zonă în care mașina serie nu funcționează

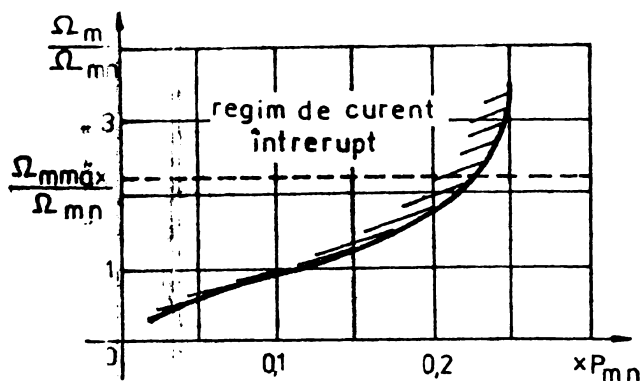


Figura nr. 3.14. Limita regimului de curent întrerupt în sistemul de axe $\Omega_m, P_m / P_{mn}$

în mod obișnuit. Nu sînt abateri mari ale curbei limită prezentate cu modificarea parametrilor de curent alternativ conform (3.37).

Caracteristicile externe ale convertorului:

$U_{d\alpha} / U_{d\max} = f(I_{d\text{med}} / I_{\text{msc}})$, unde $U_{d\max} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U$ este tensiunea continuă ideală maximă ce o poate furniza convertorul, sînt redată în figura nr. 3.15. Cum este firesc, panta caracteristicilor crește cu creșterea impedanței sursei de c.a., căderea maximă a tensiunii fiind aproximativ 10% la curentul nominal al mașinii electrice pentru impedanța maximă pe partea de c.a. luată în considerare. S-au trecut (hașurat) zonele corespunzătoare regimului de curent întrerupt, cu extindere sensibil identică pentru cele trei cazuri prezentate. Nu s-a remarcat schimbarea pantei caracteristicilor în zona de curent întrerupt semnalată în literatură în cazul analizelor efectuate cu mașina de c.c. cu excitație separată. Caracteristicile s-au completat cu informații referitoare la mașina electrică și anume curbele de putere nominală și curba de viteză unghiulară nulă. La impedanță ma-

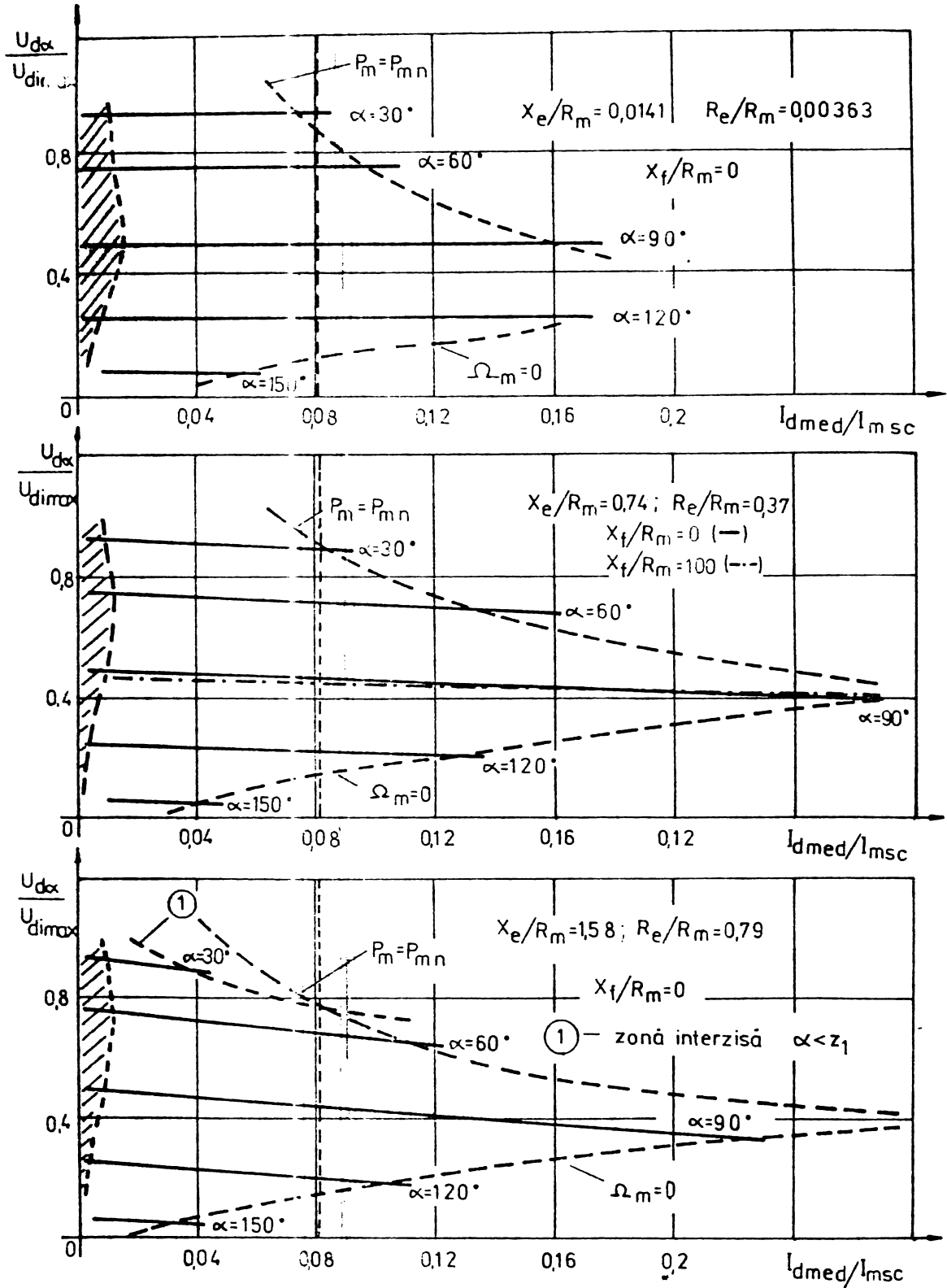


Figura nr.3.15. Caracteristicile externe ale CSAC în punte monofazată de tip SNA.

re în circuitul de curent alternativ s-a evidențiat limita-
rea zonei de funcționare a convertorului prin micșorarea
unghiului de comandă sub durata intervalului de comutație
" γ_1 ". La inductivitatea de filtrare mărită în circuitul de
c.c., caracteristicile devin mai rigide (vezi cazul $X_e/R_m=0,74$;
 $R_e/R_m=0,37$, $\alpha=90^\circ$).

Unghiurile de comutație " γ_1 " și " γ_2 " (figura
nr.3.16) depind de valoarea medie a curentului continuu, de
unghiul de comandă și de inductivitatea și rezistența din
circuitul de curent continuu. Din lipsă de spațiu, s-au re-

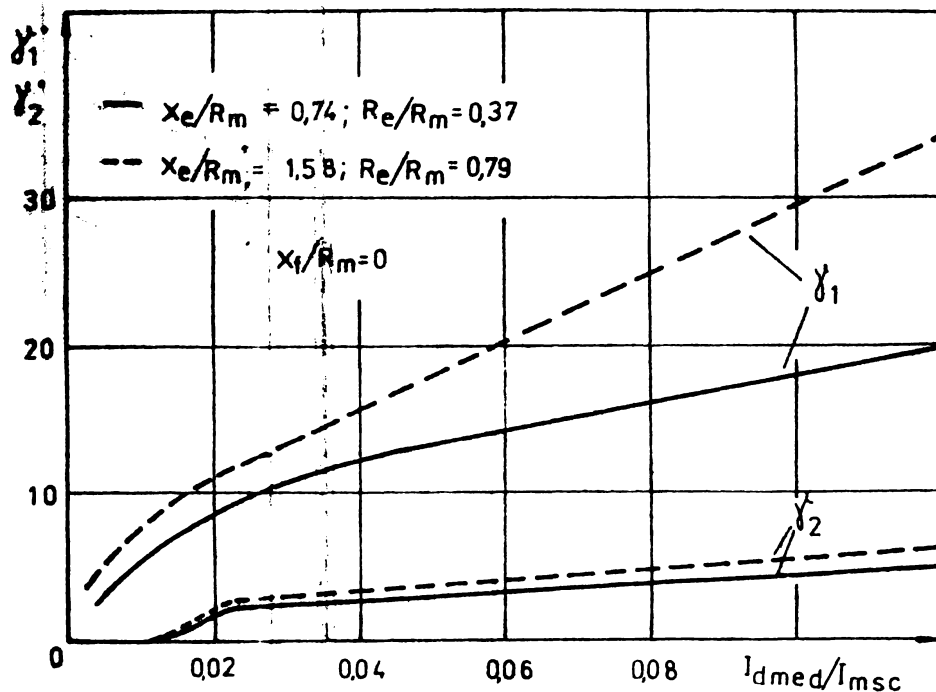


Figura nr.3.16. Dependența dintre unghiurile de comutație γ_1 , γ_2 și I_{dmed}/I_{msc} pentru $\alpha = 90^\circ$.

prezentat variațiile acestora numai pentru $\alpha = 90^\circ$ la două
valori ale perechilor de mărimi X_e/R_m și R_e/R_m .

Dependențele valorii efective a curentului alter-
nativ funcție de valoarea medie a curentului continuu (figu-
ra nr.3.17) permit evaluări cantitative ale curentului al-
ternativ. Natura semicomandată a CSAC este pusă în evidență
de scăderea pantei caracteristicilor odată cu creșterea un-
ghiului de comandă α .

De importanță pentru performanțele mașinii de c.c.
alimentate de la CSAC sînt caracteristicile curentului con-
tinuu debitat de acesta. Variația valorii efective a curen-
tului continuu funcție de valoarea medie (figura nr.3.18)

nu depinde, cum este și normal, de parametrii de curent alternativ. O creștere excesivă a valorii efective a curentului continuu apare la unghiuri de comandă în jur de 90° , la sarcini reduse, în zona regimului de curent întrerupt. La valoarea nominală a curentului însă, chiar și fără inductivitate de filtrare suplimentară, valoarea efectivă a curentului este

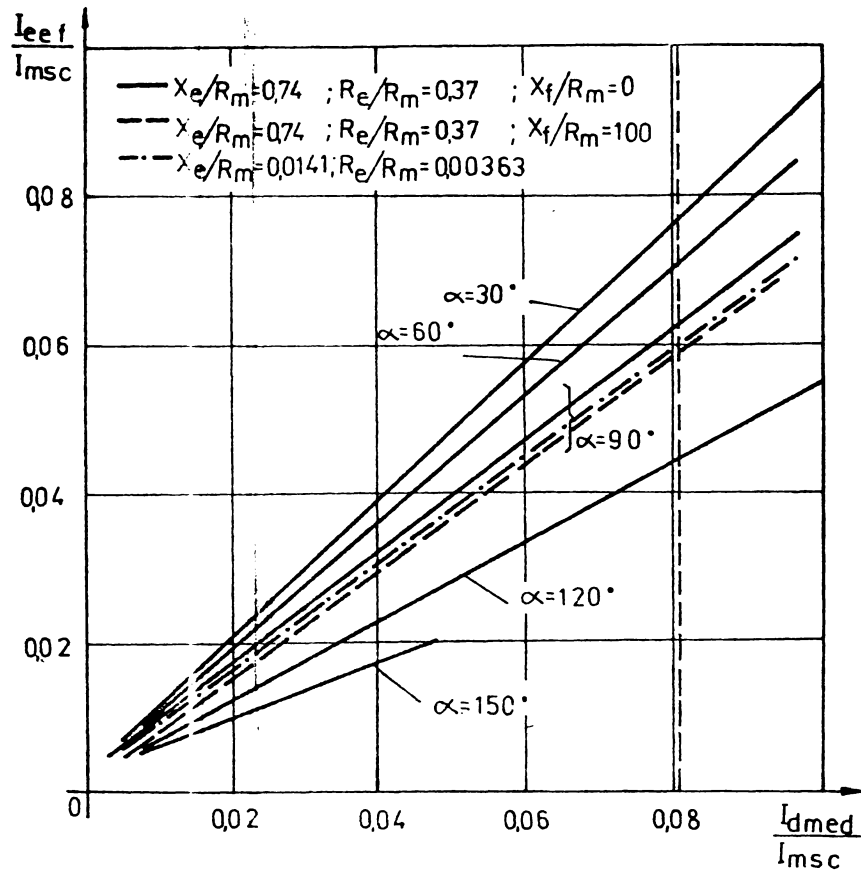


Figura nr.3.17. Dependența I_{eef}/I_{msc} funcție de I_{dmed}/I_{msc}

doar cu (3-4)% peste valoarea medie; o ameliorare spectaculoasă nu se obține nici cu utilizarea unor inductivități de filtrare suplimentare.

Factorul de vîrf al curentului continuu " f_{vid} " (figura nr.3.19) crește mult, cu (50-80)% , la sarcini reduse și unghiuri de comandă mari, la sarcină nominală însă valoarea lui este sub 1,2. Se obține o scădere substanțială a acestuia la utilizarea unei inductivități de filtrare.

Analiza armonică a curentului continuu " i_d " confirmă variațiile mărimilor prezentate anterior. În regiile de curent întrerupt, (figura nr.3.20.a.), în jurul valorii unghiului de comandă de 90° , armonică a doua a curentului depășește valoarea medie a acestuia. Spectrul armonicilor se

schimbă complet, spre bine, în regimul de curent neîntrerupt (figura nr. 3.20.b.), inductivitatea de filtrare contribuind în plus la scăderea armonicilor curentului continuu " i_d ".

Caracteristicile curentului alternativ " i_e " prezintă importanța la evaluarea performanțelor energetice și la analiza influențelor sistemelor asupra rețelelor electrice înconjurătoare.

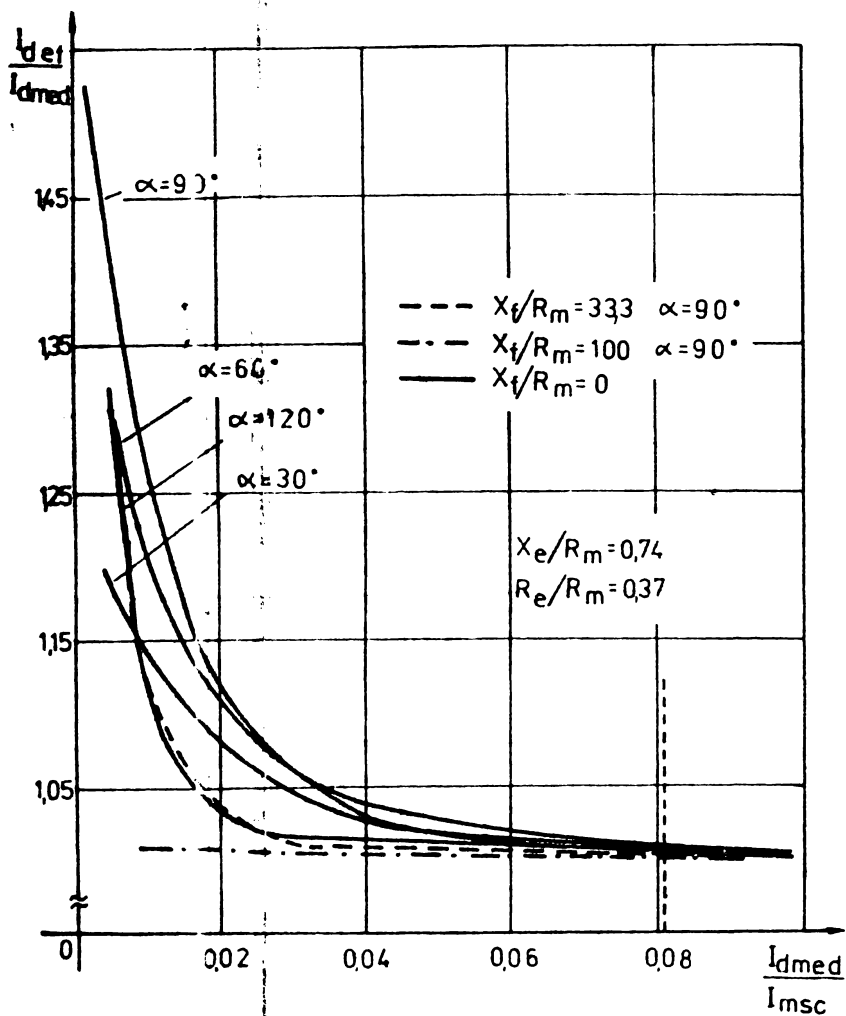


Figura nr. 3.18. Dependența I_{der}/I_{dmed} funcție de I_{dmed}/I_{msc} .

Coeficientul de distorsiune al curentului alternativ " δ_{I_e} " (figura nr. 3.21) variază puțin cu parametrii rețelei de curent alternativ, aceasta deoarece " i_e " se suprapune ca variație, în cea mai mare parte a unei semiperioade peste curentul continuu " i_d ". Fundamentals curentului alternativ scade cu creșterea unghiului de comandă " α " (figura nr. 3.22), indiferent de parametrii de curent alternativ sau continuu, ceea ce conduce la o creștere a lui δ_{I_e} . Induc-

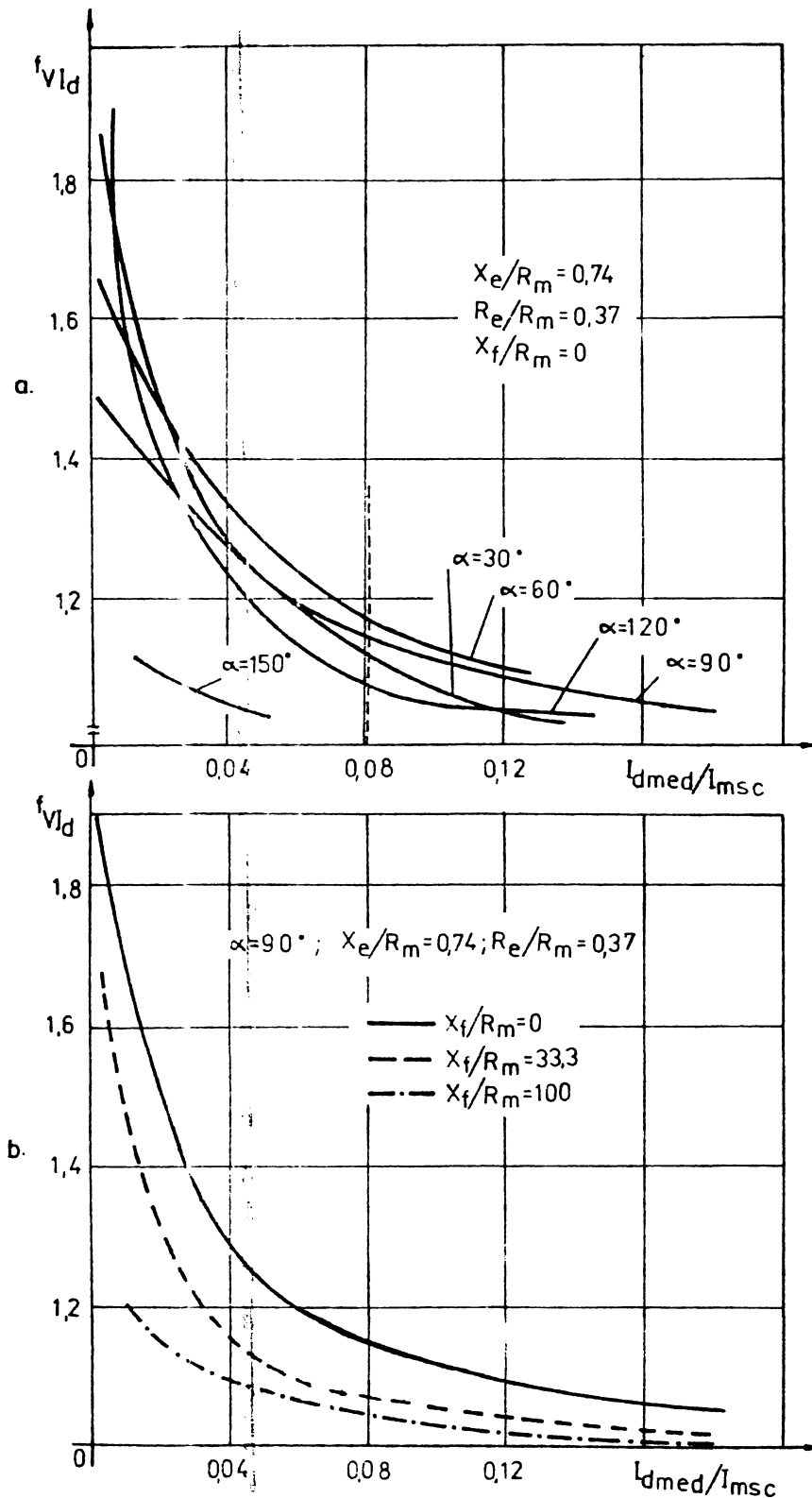


Figura nr.3.19. Factorul de vîrf " f_{VI_d} " funcție de I_{dmed}/I_{m_sc} : a)dependența de parametrii de curent alternativ;b) dependența de inductivitatea de filtrare.

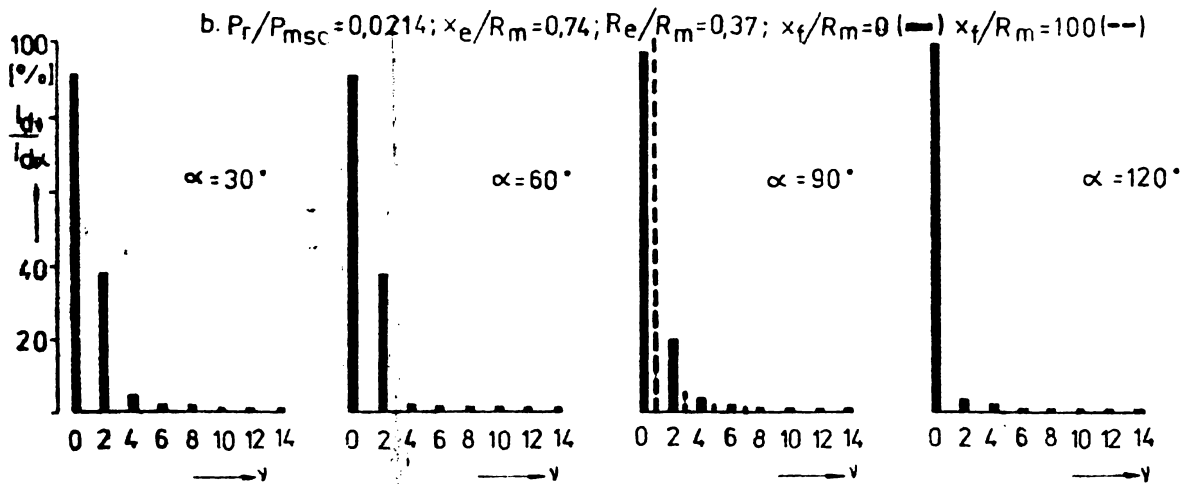
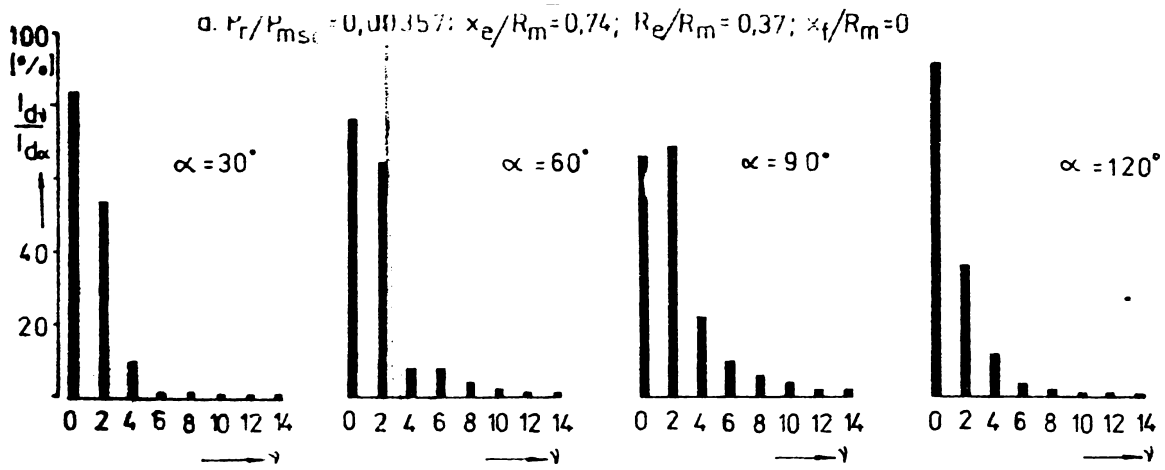
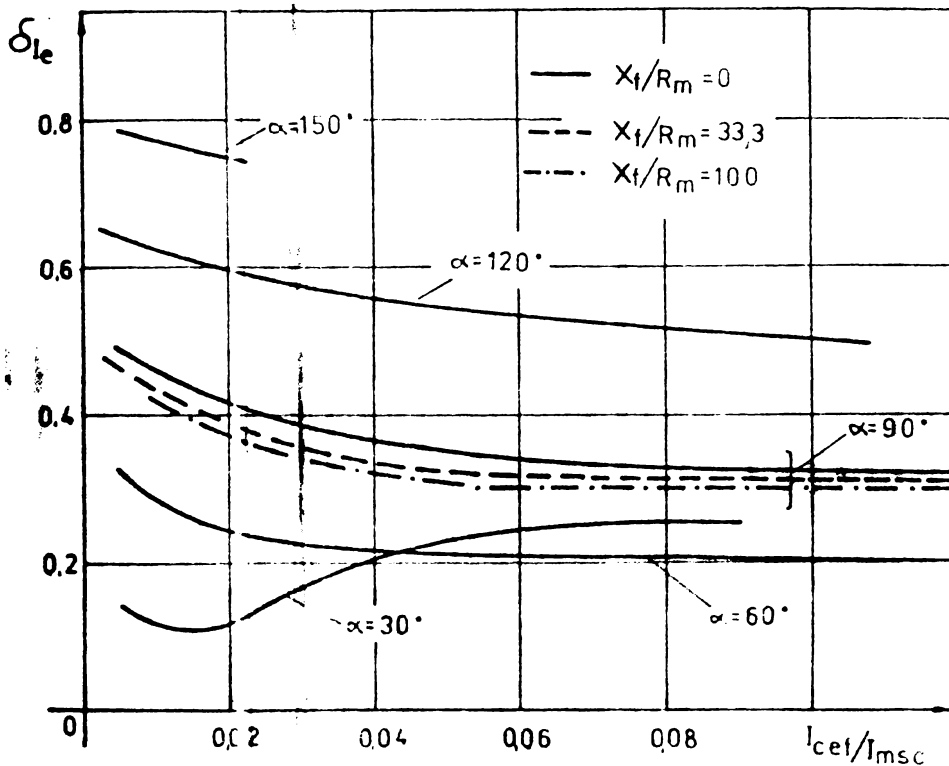


Figura nr. 3.20. Analiza armonica a curentului redresat I_d
 a) regim de curent intrerupt
 b) regim de curent neintrerupt



$x_e/R_m = 0,74$; $R_e/R_m = 0,37$

Figura nr. 3.21. Factorul de distorsiune al curentului "alternativ" δ_{le} funcție de I_{cet}/I_{msc} pentru diferite unghiuri de comandă.

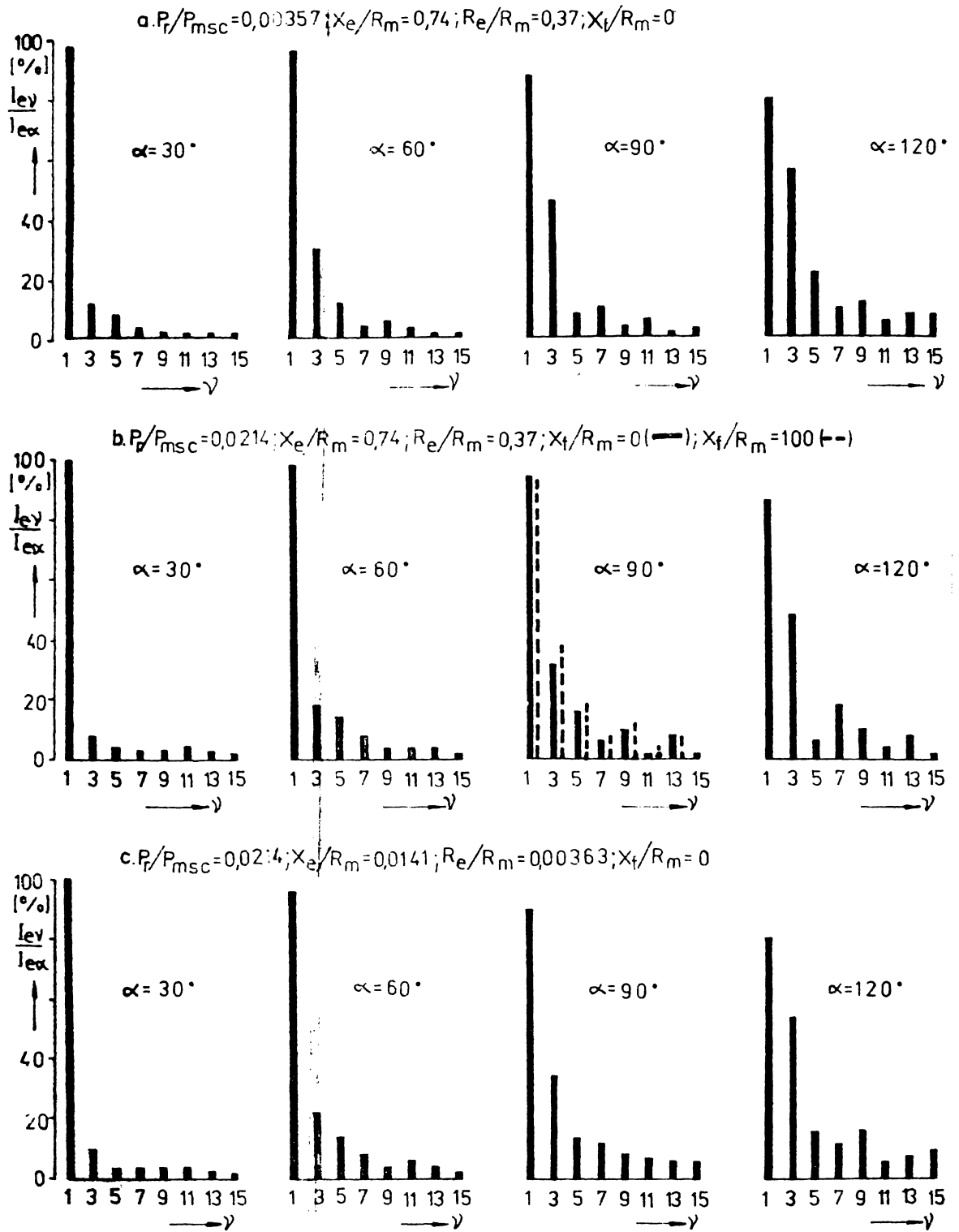


Figura nr.3.22. Analiza armonică a curentului alternativ " I_e ":

- a) regim de curent intrerupt
- b) și c) regim de curent neîntrerupt

Activitatea de filtrare suplimentară din circuitul de curent continuu nu îmbunătățește situația ci, din contră, conduce la creșterea armonicilor de ordinul 3 a curentului (figura nr. 3.22.b.).

S-a considerat utilă prezentarea spectrului de armonici și a cuplului electromagnetic al mașinii electrice (figura nr.3.23).

În regim de curent întrerupt, datorită faptului

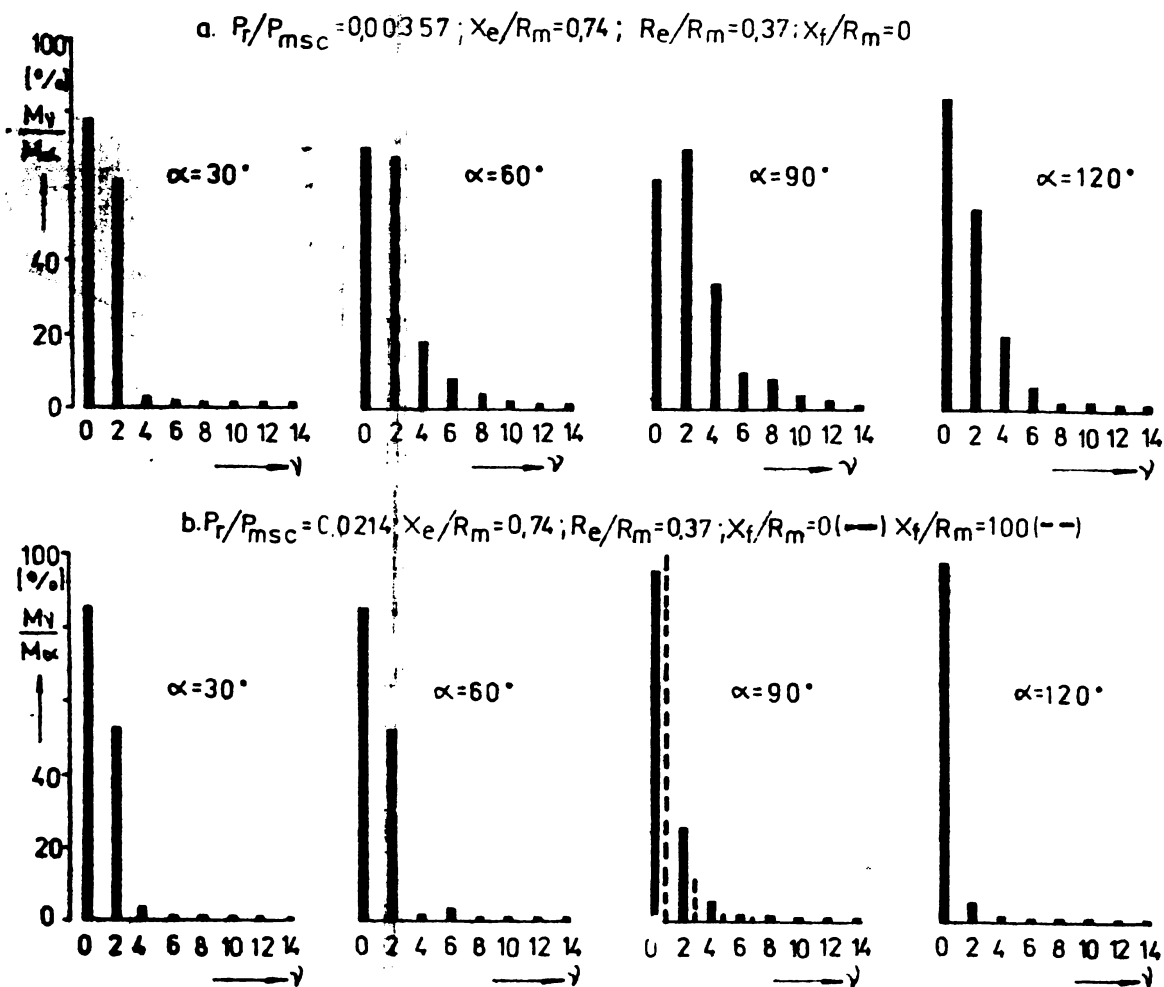


Figura nr.3.23. Analiza armonică a cuplului electromagnetic al mașinii
 a) regim de curent întrerupt
 b) regim de curent neîntrerupt

că și cuplul mașinii are intervale în care prezintă valoarea zero, armonică a 2-a este comparabilă cu valoarea medie a cuplului. Situația se ameliorează la regimul de curent neîntrerupt și cu atât mai mult la prezența inductivității de filtrare (figura nr.3.23.b.)

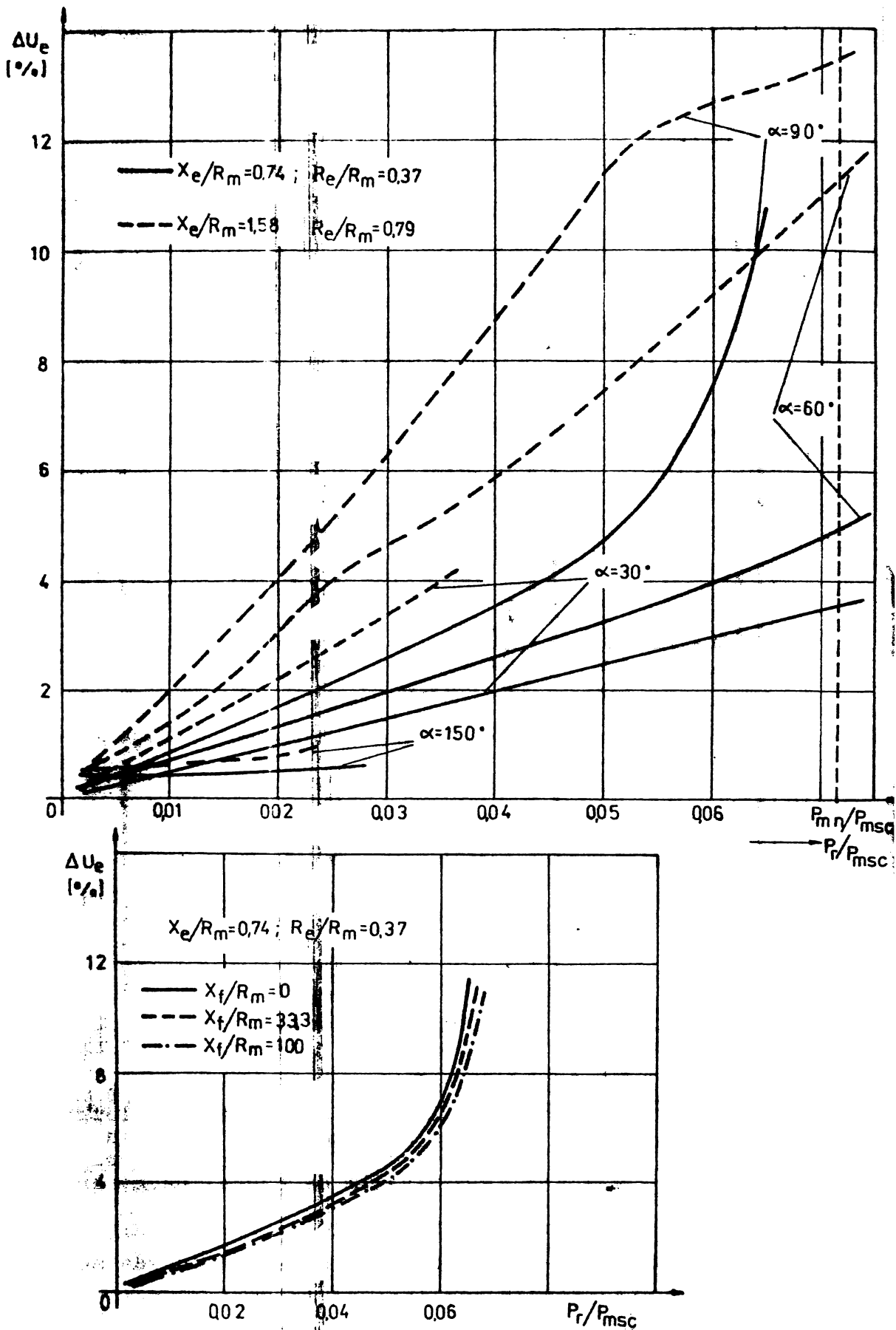


Figura nr.3.24. Variația căderii de tensiune pe impedanța de curent alternativ funcție de P_r/P_{msc} pentru:

- a) $X_f/R_m = 0$
- b) $X_f/R_m \neq 0$

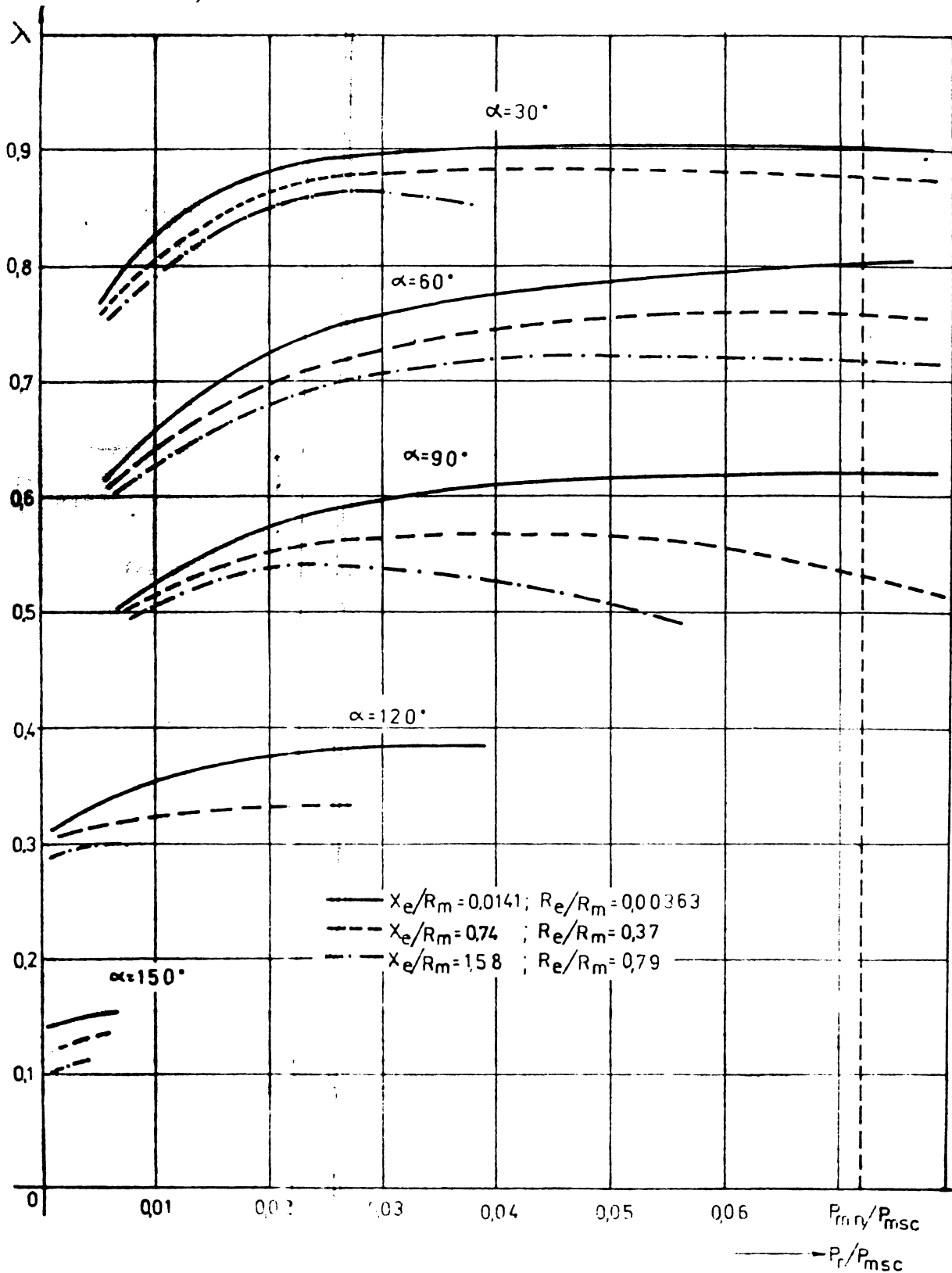


Figura nr. 3.25. Variația factorului de putere global λ funcție de puterea la arborele mașinii raportată $P_r/P_{m_{sc}}$

O mărime de sistem importantă o reprezintă căderea de tensiune pe impedența din rețeaua de tensiune alternativă (figura nr.3.24). La puterea nominală a motorului de c.c. serie și impedența de curent alternativ maximă și în jurul valorii unghiului de comandă de 90° , căderea de tensiune poate depăși 10%. La alte unghiuri de comandă, datorită scăderii conținutului de armonici al curentului alternativ " i_e ", căderea de tensiune scade. Inductivitatea de filtrare are o influență redusă în sensul scăderii ei, asupra căderii de tensiune.

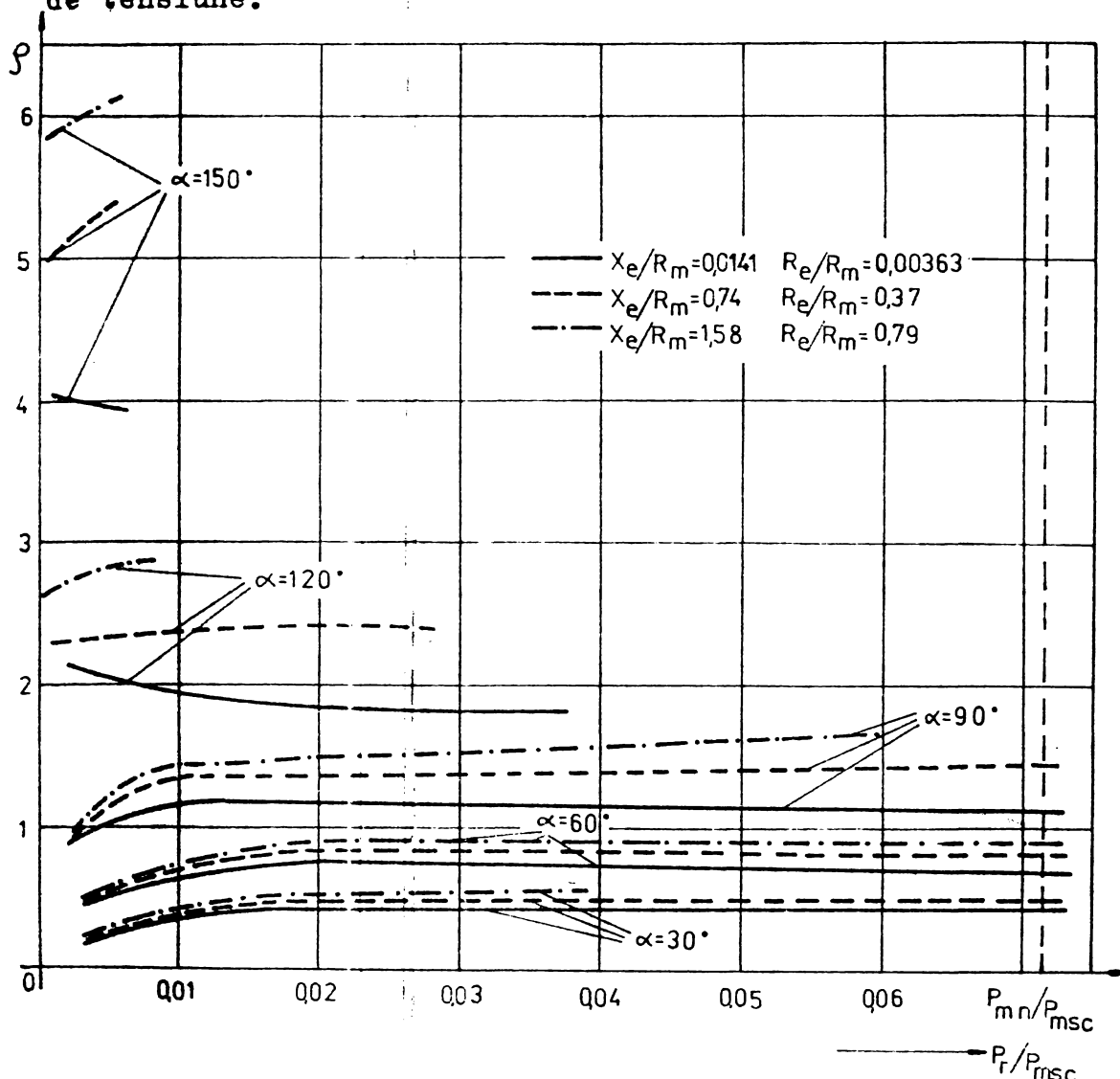


figura nr.3.26. Variația factorului reactiv ϕ al sistemului funcție de puterea la arborele mașinii raportată P_r/P_{msc} .

Variațiile factorului de putere global λ (figura nr.3.25), a factorului reactiv ϕ (figura nr.3.26) și ale factorului deformație ξ (figura nr.3.27) funcție de puterea

la arborele mașinii electrice furnizează informații asupra consumului de energie activă, reactivă și deformantă a sistemului. La X_e/R_m și R_e/R_m constante, necesarul de putere reactivă și deformantă crește cu creșterea unghiului de comandă α , ceea ce duce la scăderea corespunzătoare a lui " λ ". La unghiuri de comandă de $120^\circ - 150^\circ$ necesarul de putere reactivă poate fi de 2-4 ori mai mare decât puterea activă. În regimul de curent întrerupt factorul deformant crește,

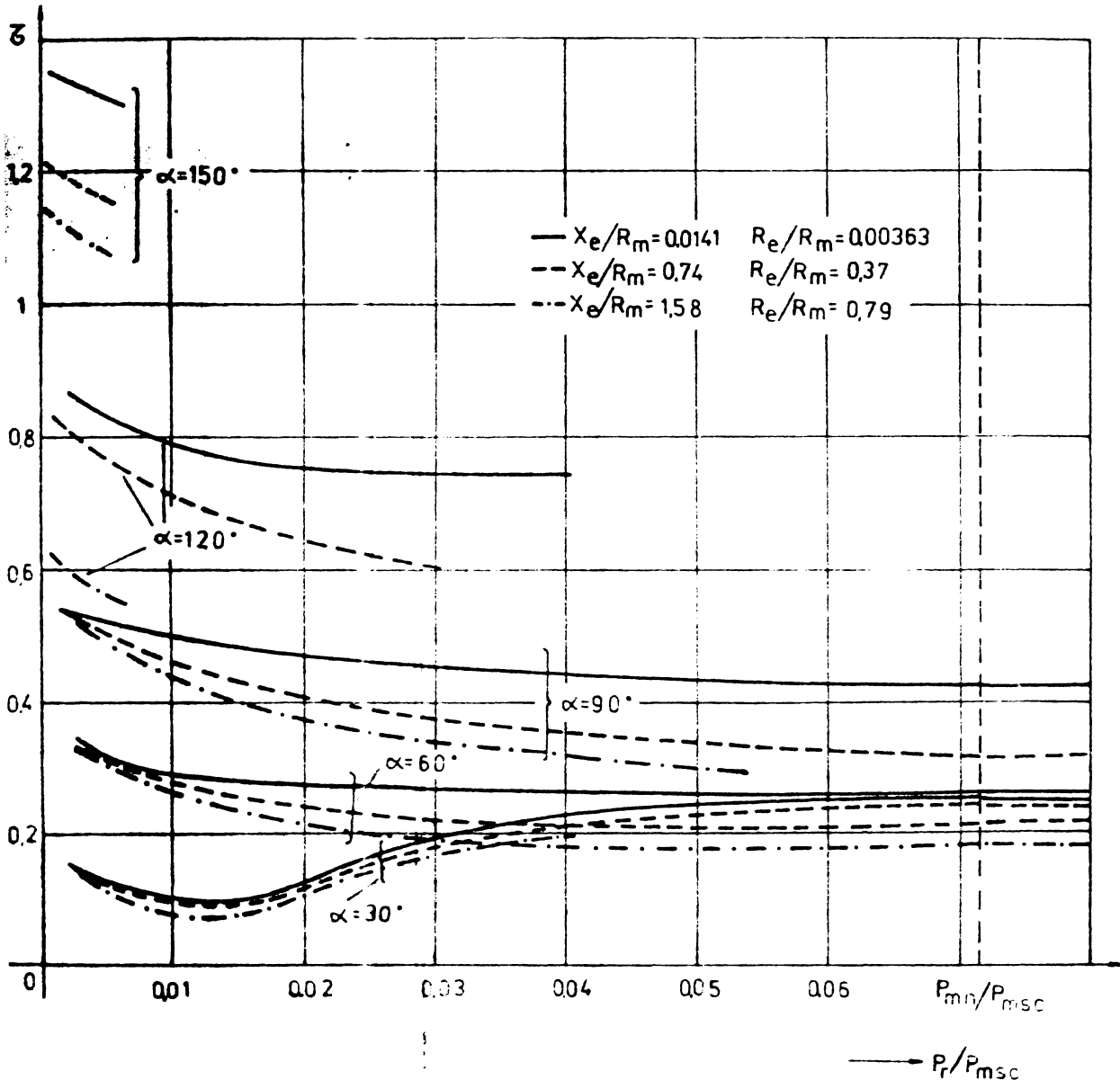


Figura nr. 3.21. Variația factorului deformant z al sistemului funcție de puterea la arborele mașinii raportată P_r/P_{msc}

datorită creșterii conținutului de armonici al mărimii i de curent alternativ. La creșterea impedanței din rețeaua de

tensiune alternativă, φ crește, iar τ scade, deoarece armonicile sînt ceva mai reduse, în ansamblu însă factorul de putere global scade, necesarul de putere reactivă fiind mai mare decît scăderile puterii deformante. Inductivitatea de filtrare suplimentară în circuitul de curent continuu conduce într-o oarecare măsură la ameliorarea situației (figura nr.3.28), mai ales în regimul de curent întrerupt.

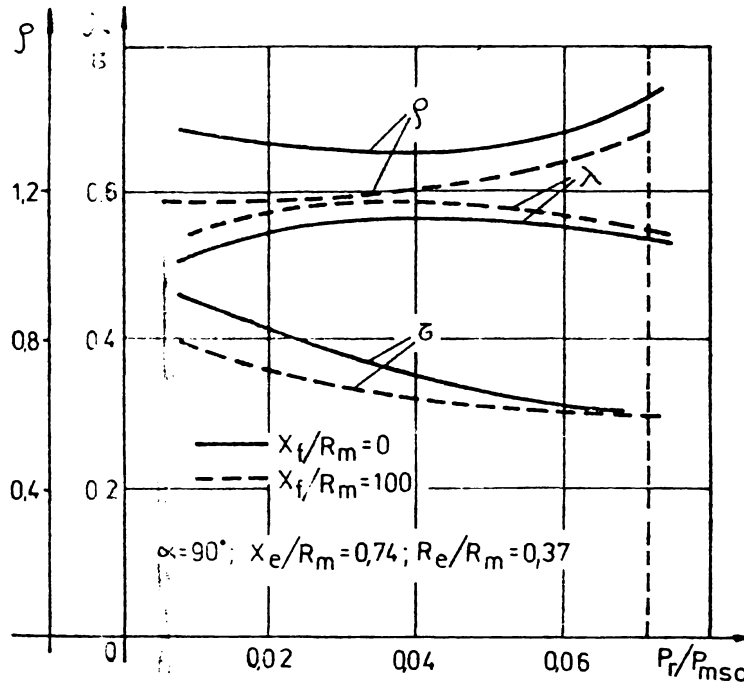


Figura nr. 3.28 . Dependența de inductivitatea de filtrare a lui λ , ρ și τ .

În fine problema randamentului este sintetic ilustrată prin figura nr.3.29. S-a reprezentat prin " η_{s1} " curba randamentului în situația cea mai bună și anume la $\alpha = 30^\circ$ (armonici reduse) și X_e/R_m și R_e/R_m avînd valorile minime. Pentru situația considerată cea mai dezavantajoasă ($\alpha = 90^\circ$ și X_e/R_m și R_e/R_m avînd valorile maxime) s-au redat randamentul sistemului " η_{s2} ", al motorului electric " η_{m2} ", al convertorului " η_{c2} " și al impedanței din rețeaua de tensiune alternativă " η_{e2} ". La puterea nominală a motorului electric, scăderea randamentului sistemului este apreciabilă (20 %), dictată în principal de pierderea de energie în impedanța din rețeaua de tensiune alternativă.

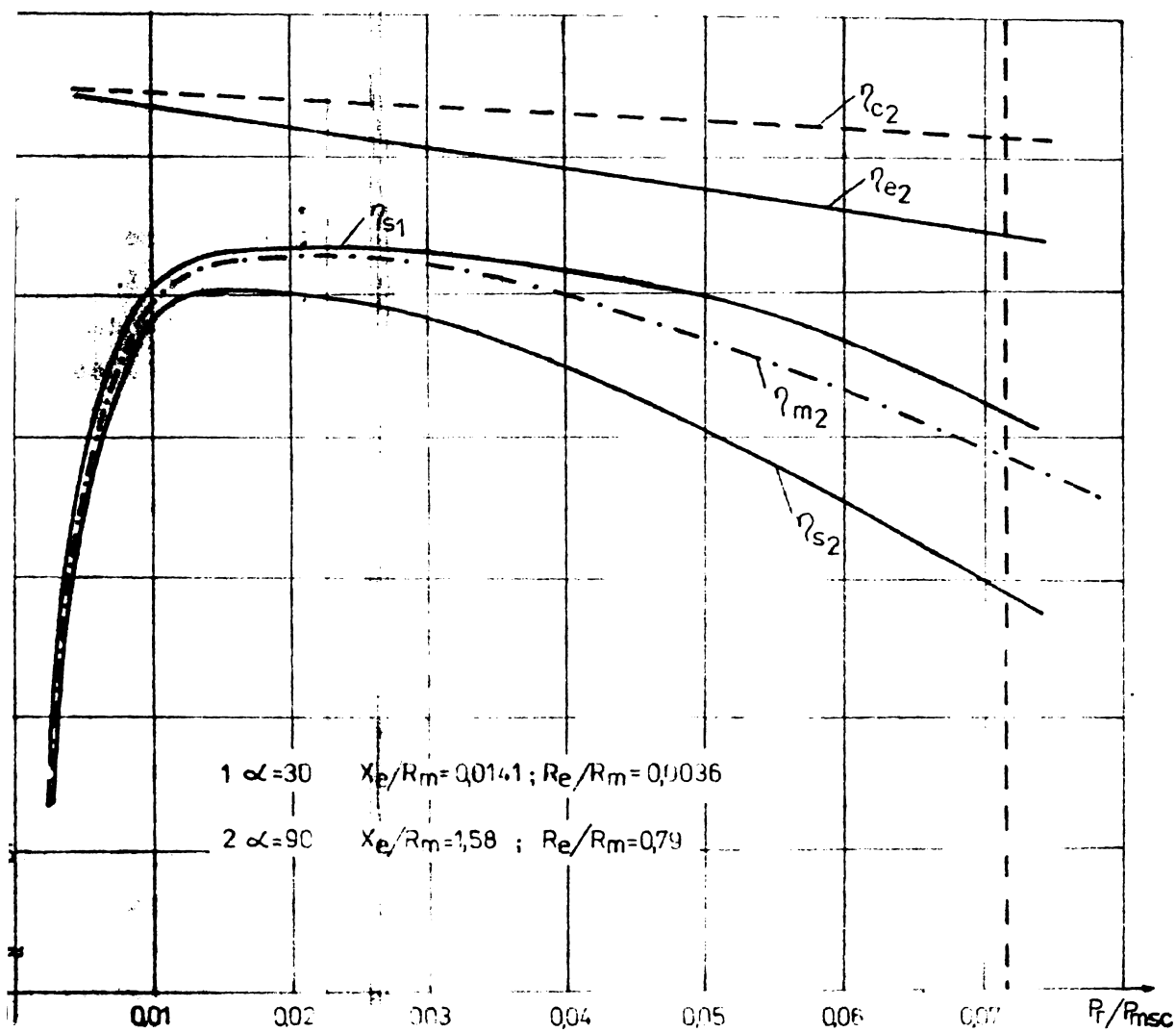


Figura nr.3.29. Dependența randamentului sistemului η_B funcție de puterea la arborele mașinii raportată P_r/P_{msc}

CAPITOLUL 4

SISTEMUL CSAC ÎN PUNTE MONOFAZATĂ DE TIP SNA - MOTOR DE CURENT CONTINUU SERIE CU COMPENSAREA PUTERII REACTIVE ÎN REȚEAUA DE TENSIUNE ALTERNATIVĂ

4.1. Introducere

Una din metodele de îmbunătățire a performanțelor CSAC cu comutație naturală în sensul reducerii influenței sistemului CSAC-motor de c.c. asupra rețelei de alimentare este cea de prevedere a unei capacități la bornele de tensiune alternativă ale CSAC cu scopul compensării puterii reactive (vezi paragraful nr.2.6.1). În tracțiunea electrică în curent alternativ de mare putere metoda nu este agreată datorită valorilor mari ale capacităților și tensiunilor ridicate, ce conduc la greutate și gabarite mari în comparație cu CSAC în sine. De asemenea, pentru o funcționare optimă, apar probleme de reglaj dificile, deoarece ^{la} fiecare valoare a unghiului de comandă corespunde câte o valoare optimă a condensatorului de compensare [70].

La tracțiunea de medie putere metoda poate deveni utilă datorită puterilor și tensiunilor mai mici ce fac și dificultățile de reglare a valorii condensatorului de compensație mai reduse.

Teoretic problema compensării pe această cale la CSAC monofazat în punte de tip SNA a fost începută în [C14] fără a se aborda o metodă întru totul corespunzătoare realității și fără finalizarea studiului, iar experimental, unele concluzii privind determinarea capacității optime pentru compensarea puterii reactive corespunzătoare fundamentalei curentului la tensiune de alimentare sinusoidală, sunt cuprinse în [70].

În continuare, în capitolul prezent se stabilesc, se rezolvă pe cale numerică sistemele de ecuații diferențiale corespunzătoare regimurilor de funcționare ale unui CSA în punte monofazată de tip SNA ce alimentează un motor de c.c. serie cu compensare la bornele de tensiune alternativă ale CSAC și se interpretează rezultatele obținute în urma integrării.

4.2. Prezentarea sistemului analizat

Prezența grupului RC la bornele de alimentare a CSAC (figura nr.4.1), cu capacitatea utilizată pentru compensarea puterii reactive și rezistența limitând curenții în,

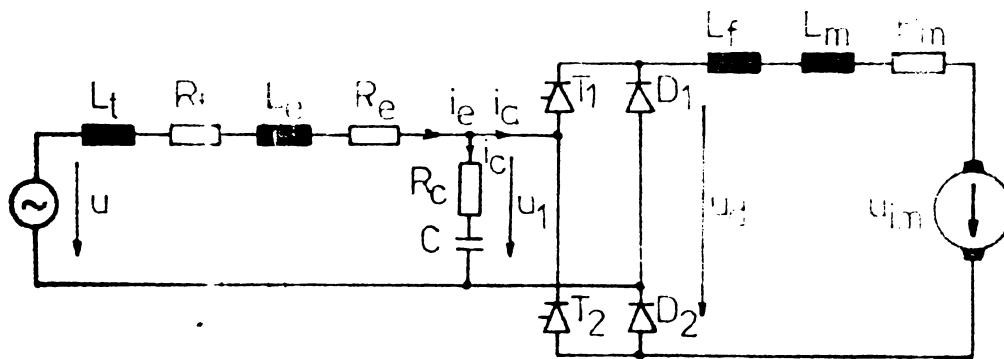


Figura nr.4.1. Sistemul CSAC în punte monofazată de tip SNA-motor de c.c. cu compensare

regimurile de comutație, are repercursiuni asupra modului de funcționare al punții monofazate de tip SNA descris în paragraful nr.3.2.

Diferențele apar în esență la regimurile de comutație, atunci când la bornele de alimentare ale CSAC, datorită conducerii simultane a unui tiristor și a unei diode apare un scurtcircuit. La amorsarea tiristorului T_1 , (momentul $\alpha = z_2$), pe alternanța pozitivă a tensiunii alternative (figura nr.4.2 și 4.3.a.), indiferent dacă valoarea momentană a tensiunii alternative este mai mare sau mai mică decât valoarea t.e.m. induse a mașinii de c.c., capacitatea C, încărcată cu polaritatea din figură se descarcă peste circuitul de impedanță redusă (vezi schema echivalentă din figura nr.4.3), format din D_1 și T_1 . Procesul se termină atunci când sarcina stocată a diodei D_1 a fost evacuată și ea se blochează, (momentul z_2'), trecând puntea în regim de conducție prin tiristorul T_1 și D_2 . Durata acestui proces de comutație este extrem de redusă, ținând cont de valorile uzuale ale elementelor din circuit, fapt constatat de altfel și experimental (vezi capitolul b). Pericolul apare din faptul că inductivitățile L_t și L_e nu limitează efectele comutației, deoarece nu participă la ea decât, eventual, după descărcarea capacității C, pînă atunci valoarea curentului prin D_1 și T_1

Figura nr.4.2.
Variațiile mărimilor caracteristice schemei USAC cu compensare

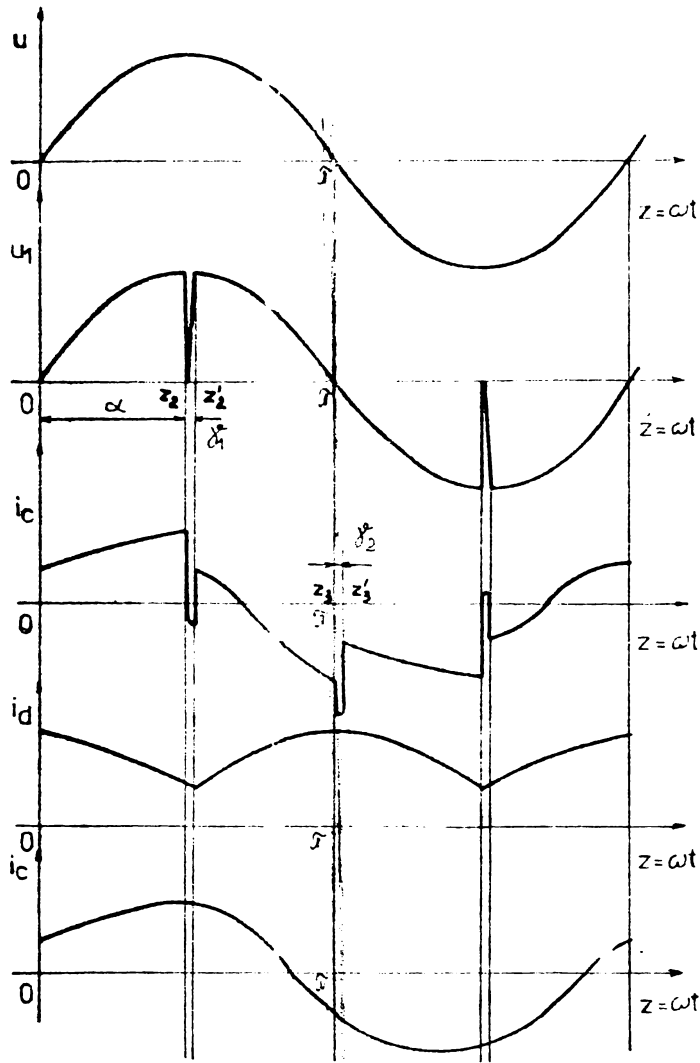
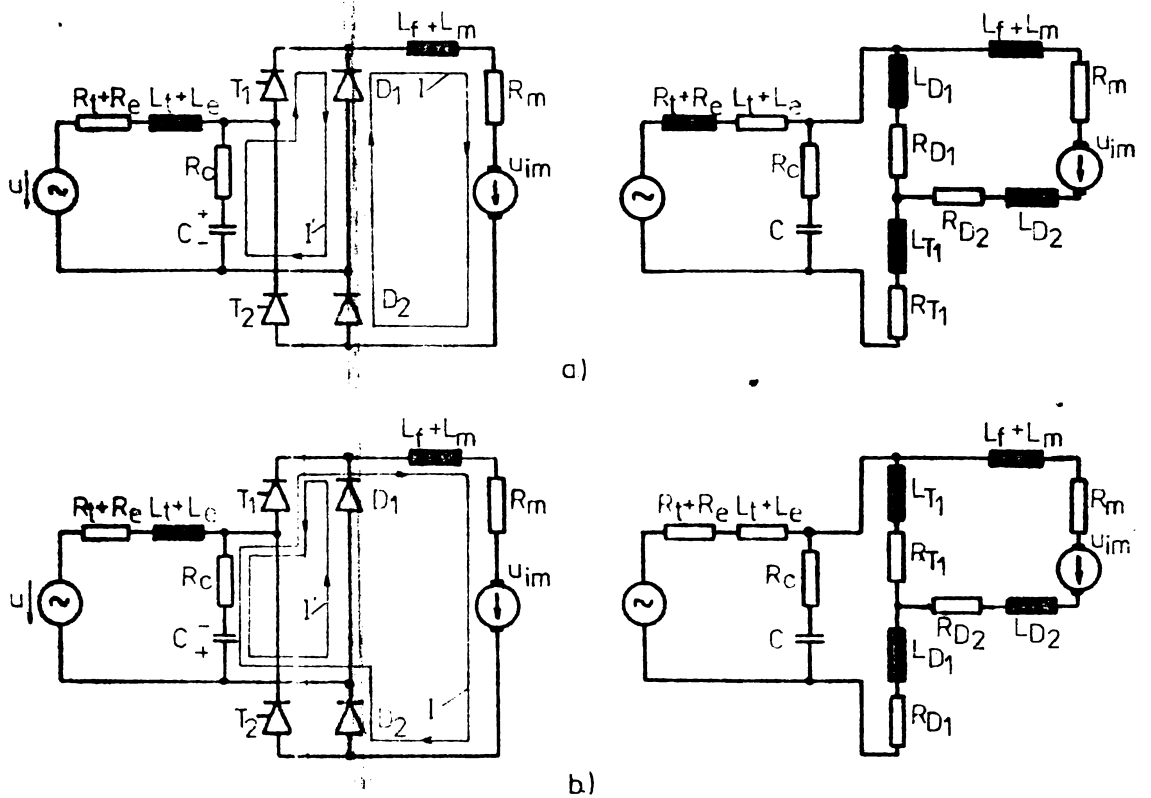


Figura nr.4.3.
Schemele echivalente regimurilor de comutație a) la amorsarea unui tiristor b) la comutație pe diodele de nul



este limitată numai de R_c , (de valoare redusă dacă se urmărește compensarea puterii reactive), R_{T1} și R_{D1} , iar panta curentului prin T_1 numai de inductivitatea L_{T1} și L_{D1} proprie a semiconductoarelor, (ramura derivație a circuitului mașinii de c.c. prezintă inductivități și rezistențe mari, deci nu contează) și a conductoarelor de legătură (neindicate în figură); efectul poate fi, dacă nu se iau măsuri suplimentare, distrugerea tiristorului. De asemenea, cu cât unghiul de comandă este mai apropiat de 90° situația este mai periculoasă. La momentul z_2' curentul prin condensator, i_c , se stabilește la valoarea corespunzătoare diferenței $i_e - i_d$, ambele menținându-se practic constante în timpul comutației, după ce, la momentul z_2 valoarea curentului i_c a fost egală cu i_e (puntea a fost blocată). Procesul descris este similar proceselor de comutație forțată cu acumulator de energie capacitiv și în această formă nu este semnalat în literatura de specialitate.

Intre z_2' și z_3 puntea va fi în conducție iar pentru $z \in (z_3, z_3')$ are loc comutația de pe tiristorul T_1 pe dioda D_1 , în modul descris anterior (figura nr.4.3.b), bineînțeles în condiții mult mai puțin dure datorită tensiunii reduse la care se află încărcată capacitatea.

Pentru $z \in (z_3', z_2)$ vor conduce numai diodele curentul continuu i_d , iar de la sursă se va absorbi un curent $i_e = i_c$.

Conform celor expuse în prezentul capitol și verificărilor experimentale corespunzătoare (vezi capitolul 6), s-a considerat că pentru cazul de față stările corespunzătoare proceselor de comutație se pot neglija în evaluarea performanțelor sistemului în ansamblu. Ca atare se vor considera la scrierea ecuațiilor sistemului numai:

- Starea I $z \in (z_2, z_3)$ - punte în conducție
- și
- Starea II $z \in (z_3, z_3')$ - punte blocată, diodele de nul în conducție

bineînțeles cu exprimarea corectă a condițiilor de frontieră pentru variabile (vezi paragraful 4.3).

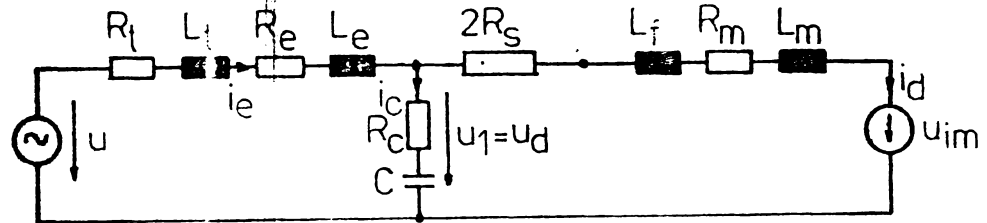
4.3. Schimburi bivalente .Stabilirea ecuațiilor sistemului

Stărilor de funcționare stabilite în paragraful

precedent li s-au asociat schemele echivalente din figura nr.4.4. La notațiile stabilite în paragraful nr.3.3, utilizate în acest capitol se adaugă următoarele:

$$X_c = \frac{1}{\omega C} \quad ; \quad A_c = \frac{X_c}{R_m} \quad ; \quad B_c = \frac{R_c}{R_m} \quad (4.1)$$

I Punte în conducție



II Conducția diodelor

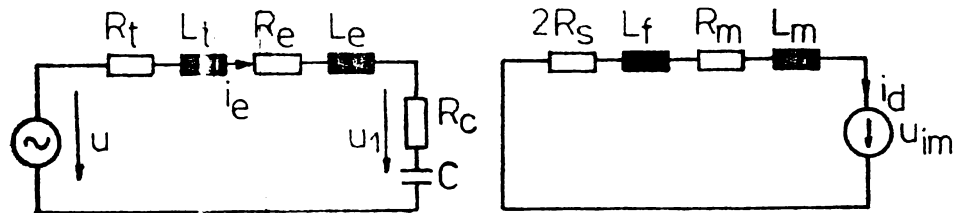


Figura nr.4.4. Schemele echivalente ale sistemului

Cu acestea se vor scrie sistemele de ecuații diferențiale pentru schemele echivalente sistemului, direct în mărimi raportate, cu precizarea condițiilor limită de trecere de la un sistem la altul, adăugându-se la fiecare din sisteme ecuațiile ce stabilesc variațiile mărimilor mecanice și electrice ale mașinii electrice, toate acestea numai pentru regimul de curent continuu neîntrerupt. La descrierea modului de rezolvare pe cale numerică a acestora se va preciza selectarea regimurilor de curent continuu întrerupt.

Pentru starea I, intervalul $z \in (z_2, z_3)$ - punte în conducție - sistemul de ecuații este :

$$\begin{cases} u' = U \sqrt{2} \sin z \\ u' - A_e \frac{di'_e}{dz} - B_e i'_e = u_{im} + (A_m + A_f) \frac{di'_d}{dz} + (1 + B_s) i'_d \\ u' - A_c \frac{di'_e}{dz} - B_e i'_e = u'_c(z_2) + f'_c + B_c i'_c \end{cases}$$

$$\left\{ \begin{aligned}
 i'_c &= \frac{1}{A_c} \frac{df'_c}{dz} \\
 i'_e &= i'_d + i'_c \\
 u'_d &= u'_{im} + (A_m + A_f) \frac{di'_d}{dz} + (1 + B_s) i'_d \\
 u'_l &= u' - A_e \frac{di'_e}{dz} - B_e i'_e \\
 u'_c &= u'_c(z_2) + f'_c \\
 m' &= \frac{P'_r}{\omega'_m} - M'_c = T'_m \frac{d\omega'_m}{dz} \\
 m' &= \frac{u'_{im} i'_d}{\omega'_m} \\
 u'_{im} &= u'_{im}(i'_c, \omega'_m)
 \end{aligned} \right. \quad (4.2)$$

cu condiția de determinare a lui z_3 :

$$u'_d(z_3) = 0 \quad (4.3)$$

și condiția inițială pentru funcția de variație a tensiunii pe condensator f'_c :

$$f'_c(z_2) = 0 \quad (4.4)$$

Pentru starea II, intervalul $z \in (z_3, z_2 + \pi)$ - punte blocată, conducția diodelor:

$$\left\{ \begin{aligned}
 u' &= U' \sqrt{2} \sin z \\
 u' - A_e \frac{di'_e}{dz} - B_e i'_e &= u'_c(z_2) + f'_c + B_c i'_c \\
 u'_{im} + (A_m + A_f) \frac{di'_d}{dz} + (1 + B_s) i'_d &= 0 \\
 i'_e &= i'_c \\
 i'_c &= \frac{1}{A_c} \frac{df'_c}{dz} \\
 u'_d &= 0 \\
 u'_l &= u' - A_e \frac{di'_e}{dz} - B_e i'_e \\
 u'_c &= u'_c(z_2) + f'_c \\
 m' &= \frac{P'_r}{\omega'_m} - M'_c = T'_m \frac{d\omega'_m}{dz} \\
 m' &= \frac{u'_{im} i'_d}{\omega'_m}
 \end{aligned} \right. \quad (4.5)$$

$$(u'_{im} = u'_{im}(i'_d \omega'_m)$$

cu condiția pentru i'_c în punctul z_3 :

$$i'_c(z_3) = i'_e(z_3) \quad (4.6)$$

și cu condițiile suplimentare obligatorii a fi îndeplinite:

$$\begin{cases} i'_d(z_2) = i'_d(z_2 + \tilde{u}) \\ i'_e(z_2) = -i'_e(z_2 + \tilde{u}) \\ u'_c(z_2) = -u'_c(z_2 + \tilde{u}) \end{cases} \quad (4.7)$$

Cu sistemele de mai sus, la U', P'_r (sau ω'_m), $z_2 = \alpha$ date și constantele și marimile caracteristice mașinii de curent continuu cunoscute, se pot calcula valorile necunoscutele $i'_e, i'_d, i'_c, u'_{im}, u'_d, u'_c, u'_1, m', \omega'_m$ (sau P'_r) și z_3 . Mărimile care nu au fost specificate, la trecerea de la o stare la alta au o variație continuă, deci valorile se păstrează.

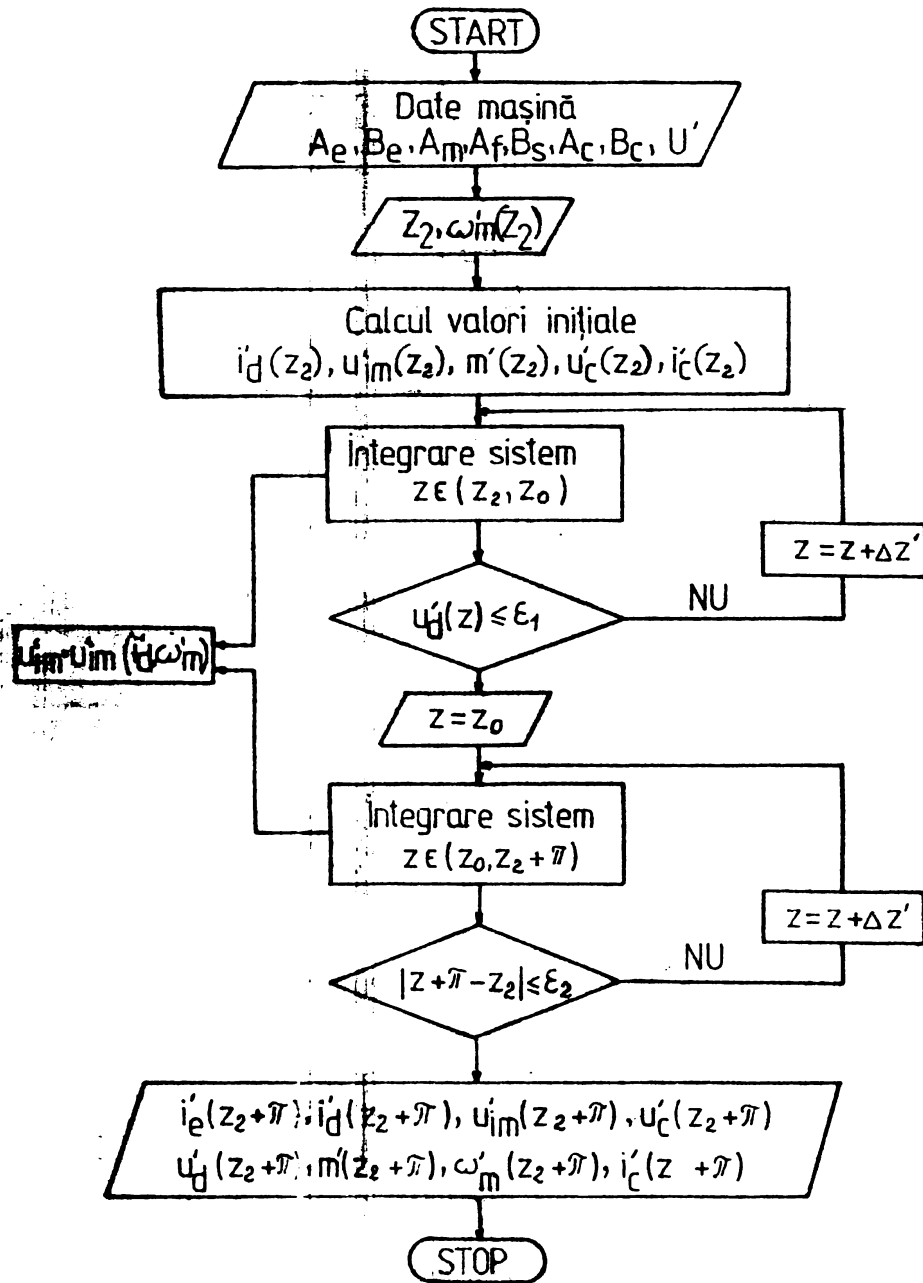
Si pentru acest, caz este suficientă rezolvarea sistemelor pentru o semiperioadă a tensiunii alternative ($z_2, z_2 + \tilde{u}$) deoarece:

$$\begin{aligned} i'_d(z + \tilde{u}) &= i'_d(z) & i'_e(z + \tilde{u}) &= -i'_e(z) \\ i'_c(z + \tilde{u}) &= -i'_c(z) & u'_c(z + \tilde{u}) &= -u'_c(z) \\ u'_d(z + \tilde{u}) &= u'_d(z) & u'_1(z + \tilde{u}) &= -u'_1(z) \\ m'(z + \tilde{u}) &= m'(z) & u'_{im}(z + \tilde{u}) &= u'_{im}(z) \\ \omega'_m(z + \tilde{u}) &= \omega'_m(z). \end{aligned} \quad (4.8)$$

4.4. Integrarea numerică a sistemelor de ecuații

Principiul metodei utilizate pentru rezolvarea sistemelor de ecuații diferențiale stabilite anterior este identic cu cel utilizat la determinarea performanțelor sistemului CSAC în punte monofazată de tip SNA-motor de c.c. serie prezentat în capitolul 3.

Schema logică a unui ciclu de integrare numerică a sistemelor de ecuații este redată în figura nr.4.5. Cu valori inițiale pentru i'_d, i'_e, u'_c aproximative (calculate în situații idealizate), cu $U', \alpha = z_2$ și ω'_m date precum și cu valorile constantelor sistemului și curbelor caracteristice ale mașinii electrice cunoscute, se procedează la un ciclu de integrare, la trecerea de la un sistem la altul ținându-se



cont de relații - le de de- termina- re a lui $z_3(4.3)$ și de condiții - le de frontie- ră stabi- lite în para- grafu- l pre- cedent. La sfîr- șitul u- nui ci- clu de inte- gra- re se ob- țin valo- rile ne- cunoscu- telor $i'_e, i'_d, i'_c, u'_{im}, u'_d, m', u'_c,$ fără să se res- pecte in-

Figura nr.4.5. Schema logică a algoritmului de integrare a sistemelor de ecuații

să condițiile corespunzătoare regimului staționar (4.7).

Încadrarea algoritmului de integrare a sistemelor în schema generală de calcul este prezentată în figura nr. 4.6. După ce, cu stabilizarea necunoscutei i'_d se procedează ca în capitolul precedent (vezi paragraful 3,4) se trece la o serie nouă, suprapusă, de iterații, pentru atingerea condiției privitoare la i'_e exprimată prin relația (4.7), după care urmează cea referitoare la tensiunea pe condensatorul de compensare u'_c , care se corectează prin iterații succesive printr-o buclă suprapusă celor prezentate anterior.

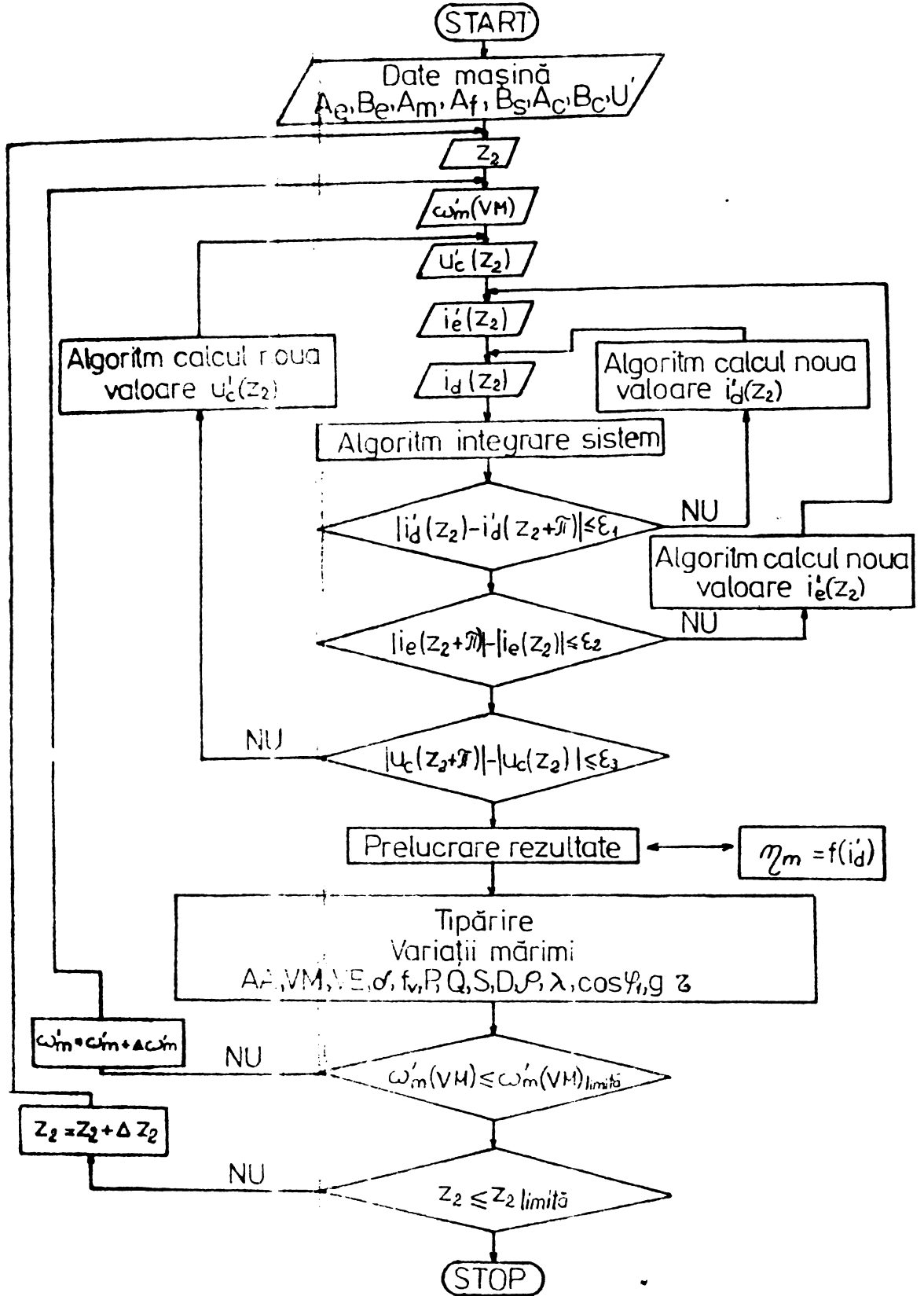


Figura nr.4.6. Schema logică generală de calcul a mărimilor caracteristice sistemului

Ca deosebire față de modul de calcul al performanțelor sistemului MSAC în punte monfazată de tip SNA-motor de c.c. serie prezentat în capitolul precedent, în cazul de față se impune ca dată inițială viteza unghiulară a mașinii

ω'_m în loc de puterea la arborele mașinii P'_r . Se reduce în felul acesta timpul de calcul necesar deoarece s-ar necesita un al patrulea ciclu de iterații pentru corectarea valorii lui P'_r . Această măsură este justificată prin faptul că, după cum se va vedea la prezentarea rezultatelor obținute în urma integrării numerice, variațiile vitezei unghiulare ω'_m în funcție de $z = \omega t$ sînt neglijabile datorită constantei mecanice mari a sistemului.

Regimul de conducție întreruptă se selectează în timpul integrării conform celor precizate în paragraful nr.3.4., după cum rămîn valabile și cele stabilite privitor la modul de prelucrare a rezultatelor integrării.

Modificînd perechile de valori $\omega'_m, z_2 = \alpha$, respectiv cele dependente de schemă - $A_e, B_e, A_m, A_r, B_s, A_c, B_c$ - se pot obține toate punctele din domeniul de funcționare posibil al sistemului.

Timpul de calcul necesar pentru un punct de funcționare este, conform programului conceput în limbaj FORTRAN, între 1 și 6 minute (caz extrem 15 minute).

4.5. Prezentarea și discuția rezultatelor obținute în urma integrării numerice

Pentru rezolvarea sistemelor de ecuații stabilite în paragraful nr.4.3., programul de calcul a fost rulat pe un calculator numeric în următoarele situații:

$$a) X_e/R_m = 0,74 ; E_e/R_m = 0,37 \quad (4.9)$$

$$b) X_e/R_m = 1,58 ; E_e/R_m = 0,79. \quad (4.10)$$

Pentru fiecare din aceste perechi de valori ale parametrilor din rețeaua de curent alternativ s-au ales următoarele valori ale circuitului de compensare:

$$1^{\circ}) X_c/R_m = 27,6 \quad R_c/R_m = 0,1 \quad (4.11)$$

$$2^{\circ}) X_c/R_m = 13,8 \quad R_c/R_m = 0,1 \quad (4.12)$$

$$3^{\circ}) X_c/R_m = 6,9 \quad R_c/R_m = 0,1. \quad (4.13)$$

Unghiurile de comandă pentru care au fost rulate fiecare din cazurile mai sus precizate au fost :

$$\alpha = 30^{\circ}, 60^{\circ}, 90^{\circ}, 120^{\circ}, 150^{\circ}. \quad (4.14)$$

În toate situațiile s-a considerat:

$$X_r/R_m = 0 \quad (4.15)$$

aceasta, deoarece față de concluziile privind influența inductivității de filtrare asupra performanțelor sistemului stabilite în capitolul 3, nu s-ar fi putut adăuga altele semnificative noi; circuitul de curent continuu rămânând identic ca parametri și mașină de curent continuu ca și în cazul punții SNA necompensate analizate.

Pentru un set de valori $X_e/R_m, R_e/R_m, X_c/R_m, R_c/R_m$ și α s-au ales 4-6 valori impuse ale vitezei unghiulare a mașinii electrice (puncte de funcționare).

Nu s-a insistat, în acest caz asupra regimului de curent continuu întrerupt decât prin delimitarea regimului limită, mai precis a punctului de funcționare limită între cele două regimuri caracteristice de funcționare. S-a considerat justificat acest lucru pe baza observațiilor din capitolul precedent privind importanța redusă a regimului de conducție întreruptă la mașina de c.c. serie în sistemul analizat.

Variațiile în timp ale principalelor mărimi ce caracterizează funcționarea în regim de conducție întreruptă a sistemului analizat sînt redată în figura nr.4.7. Este de remarcă că, datorită compensării, valorile momentane ale tensiunii alternative u'_1 de la bornele CSAC sînt mai mari decît cele ale tensiunii de alimentare u' , ceea ce are ca efect și creșterea valorii medii a tensiunii redresate U'_d . Variația în timp a curentului alternativ i'_e absorbit de la sursa de alimentare va fi puțin diferită de cea a curentului prin ramura derivație de compensare, datorită reacțanței de compensare mici, pentru situația reprezentată și sarcinii reduse a motorului de c.c. Din punctul de vedere al mașinii electrice, cuplul acesteia m' va fi pulsatoriu (curentul redresat i'_d are porțiuni cu valori nule), tensiunea e.m. indusă u'_{im} avînd și ea variații pronunțate, cu valori ce coboară pînă la u'_{im} corespunzător remanenței mașinii. Viteza unghiulară a mașinii, la fel ca și în cazul punții SNA analizate în capitolul precedent se poate considera constantă, aceasta deoarece constanta mecanică a sistemului este mare. Puterea activă debitată de sursă p' și cea absorbită de CSAC, p'_j vor avea modul de variație, aproape sinusoidal, datorită puterii reduse reclamate în circui-

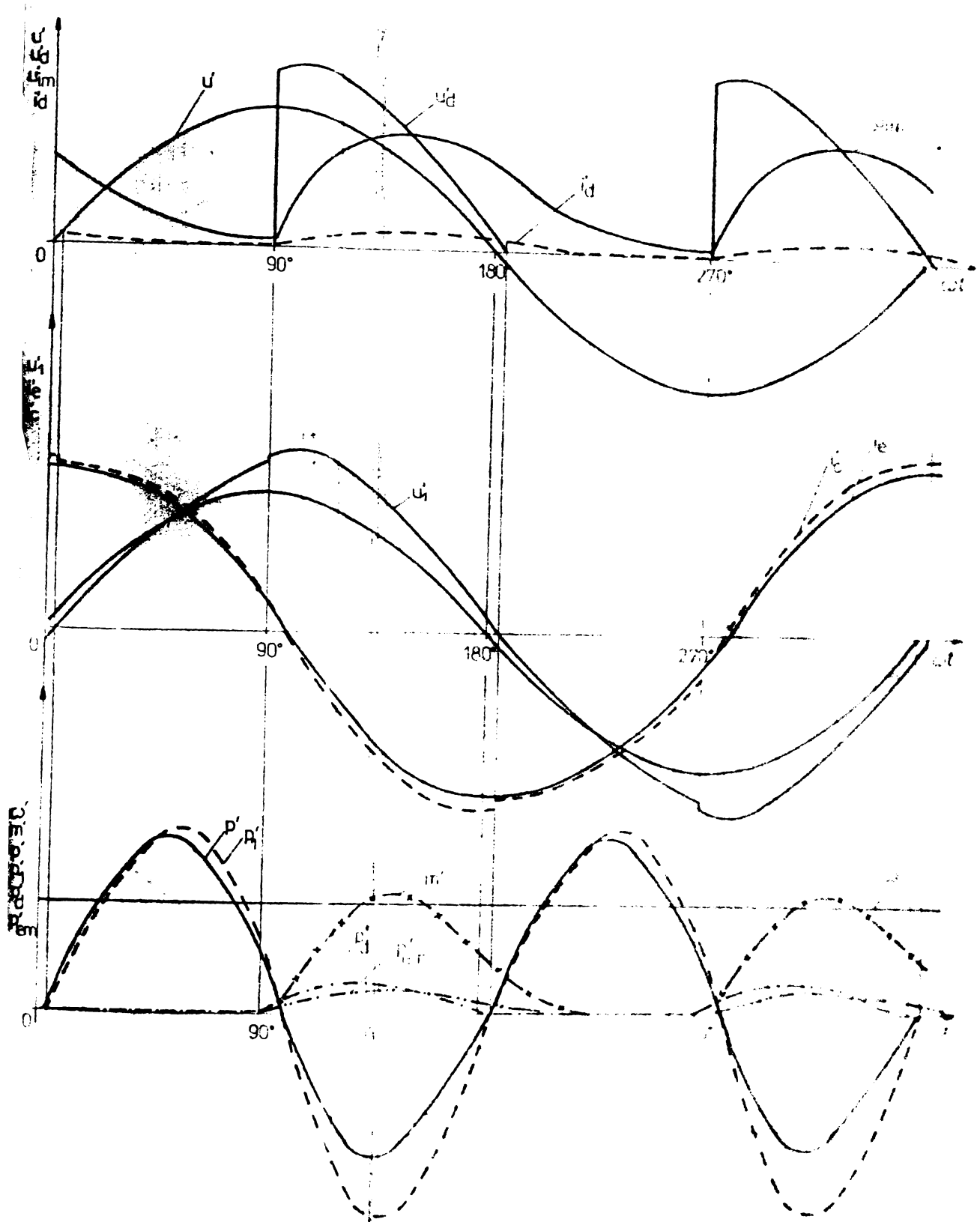


Figura nr.4.7 Variațiile mărimilor caracteristice calculate funcție de ωt pentru regimul de curent continuu întrerupt cu $\alpha = 90^\circ$ pentru $X_e/R_m = 1,58; R_e/R_m = 0,1$

tul de c.c., cu frecvența dublă față de cea a rețelei. Pute-
rea din circuitul de curent continuu p_d' , datorită conducerii
întrerupte, va avea intervale în care ea este nulă.

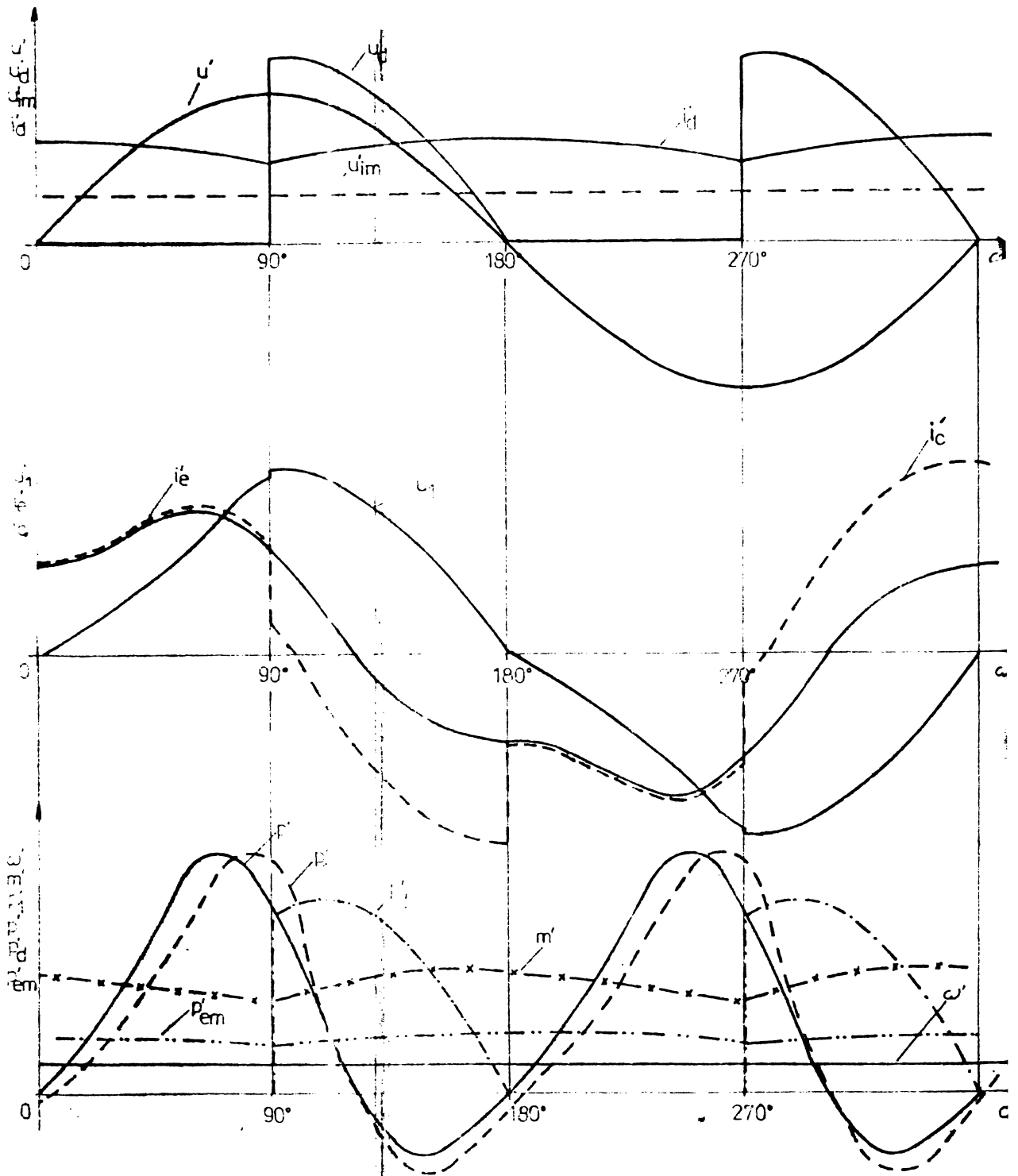


Figura nr.4.8. Variațiile mărimilor caracteristice cal-
culate funcție de ωt pentru regimul de curent continuu
neîntrerupt la putere nominală la $X_e/R_m=1,58; R_e/R_m=0,79$
și $\alpha=90^\circ$

În regimul de conducție neîntreruptă (figura nr. 4.8) apar diferențe sensibile față de formele de unde analizate mai sus datorită puterii ridicate, corespunzătoare celei nominale, debitată la arborele mașinii de c.c. Valorile momentane ale tensiunii de la bornele CSAC, u_1' vor fi mai mici decât în regimul de curent întrerupt, modul de variație al curentului absorbit de la rețea i_c' va fi net diferit de cel al ramurii derivație de compensare i_c' . Mărimile din circuitul de curent continuu (exceptând u_d') precum și cele specifice mașinii de curent continuu vor avea variații continue, fără intervale cu valori nule specifice regimului de curent întrerupt. Puterea debitată de sursă p' și cea absorbită de CSAC p_1' vor avea variații periodice, cu frecvența dublă față de cea a rețelei, însă cu o componentă continuă apreciabilă, corespunzătoare puterii absorbite în circuitul de curent continuu.

După cum se observă din caracteristicile mecanice ale motorului de c.c. serie, (figura nr.4.9), prin modificarea unghiului de comandă α al CSAC compensat se poate acoperi întreaga plajă de funcționare a lui, cu limitare la α în jurul valorii de 150° unde nu se mai poate asigura cuplul nominal al mașinii electrice. Situația redată în figură corespunde însă cazului celui mai dezavantajos, caracterizat prin impedanța maximă în circuitul de curent alternativ serie luată în considerare în calcule. Efectul scăderii reactanței capacitive de compensare X_c este pozitiv, mai ales la viteze unghiulare scăzute ale mașinii (unghiuri mari de comandă) unde pentru situațiile de compensare din figura nr.4.9 cuplul mașinii se dublează. Aceasta trebuie considerată ca efect a creșterii valorii medii a tensiunii redresate furnizate de CSAC pe măsura scăderii reactanței capacitive ilustrat sintetic prin caracteristicile externe ale CSAC redată în figura nr. 4.10. Efectul compensării manifestat prin translatarea caracteristicilor $U_{d\alpha}/U_{d\max} = f(I_{dmed}/I_{msc})$ spre valori mai mari ale tensiunii redresate, este resimțit mai ales la unghiuri de comandă reduse ($\alpha = 30^\circ - 60^\circ$) și bineînțeles la valori mai reduse ale reactanței inductive din circuitul de tensiune alternativă (figura nr.4.10.b). la X_L/R_m mare se poate obține chiar și $\alpha = 90^\circ$, pentru curentul continuu nominal, valoarea ideală a tensiunii furnizate de un CSAC în punte monofazată de tip BDA, $U_{d\max}$ (vezi paragraful 3.5). Pentru aceeași situație la

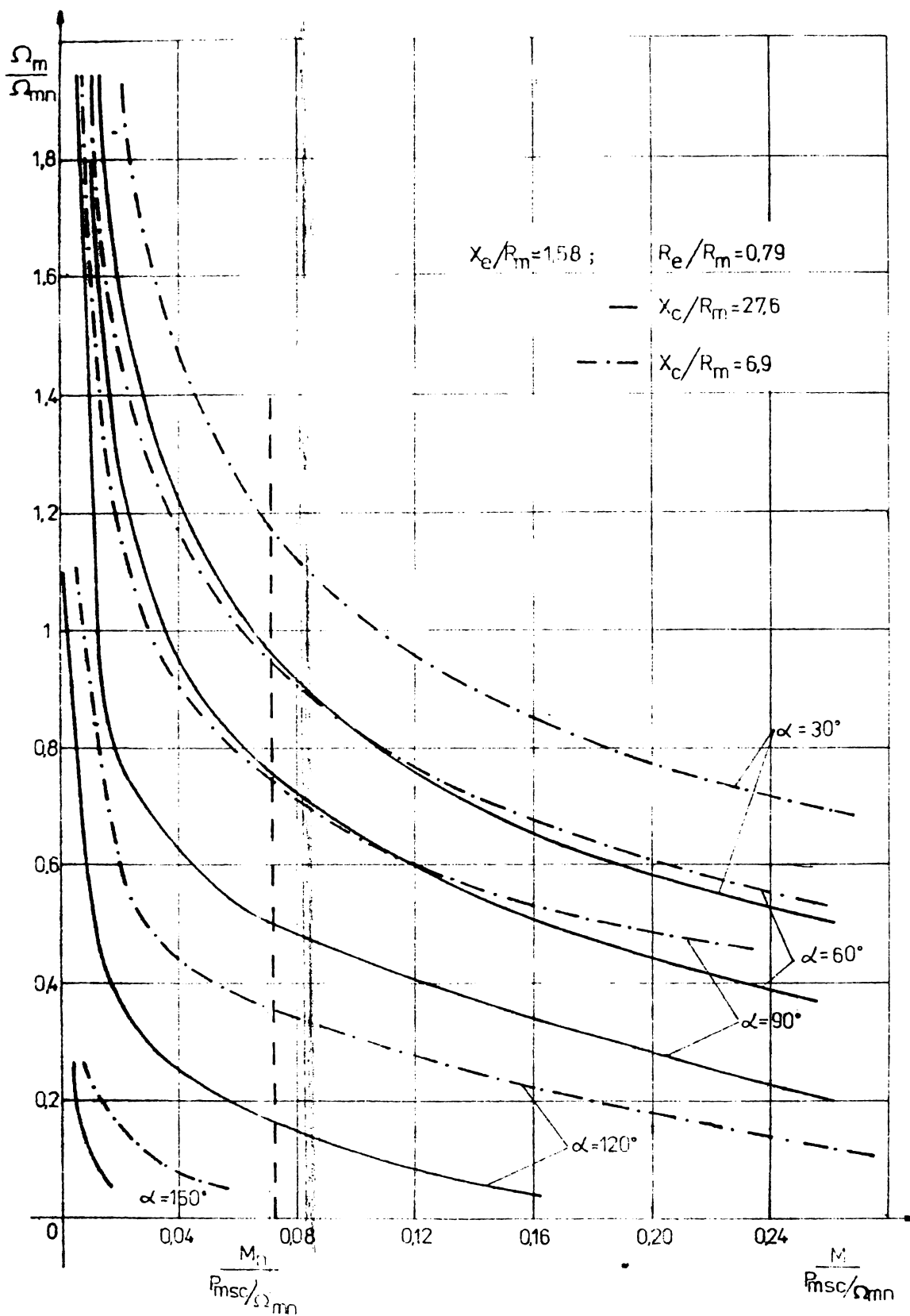


Figura nr.4.9. Caracteristicile mecanice ale motorului de curent continuu serie la alimentare de la CSAC cu compensare pentru diverse unghiuri de comandă α și două valori ale reactanței capacitive.

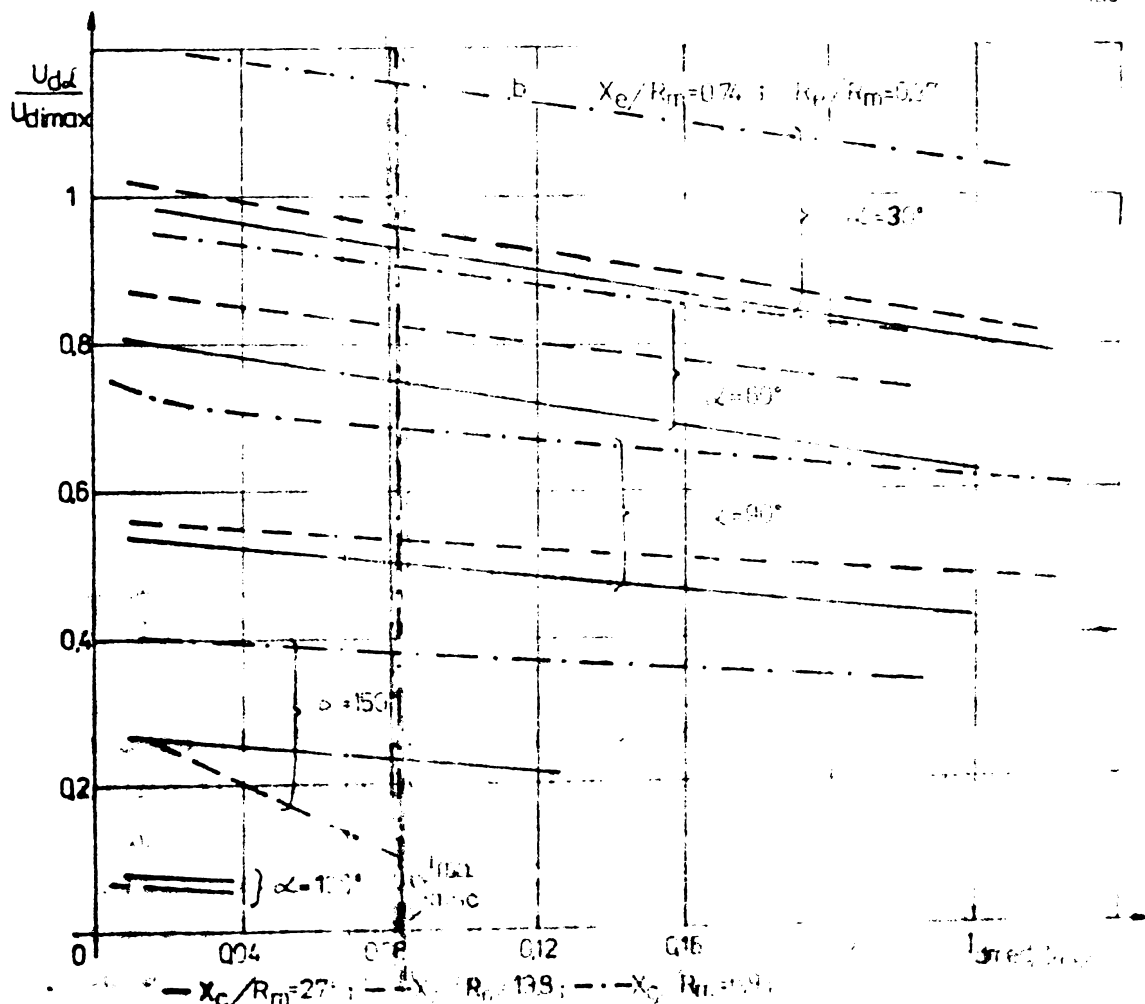
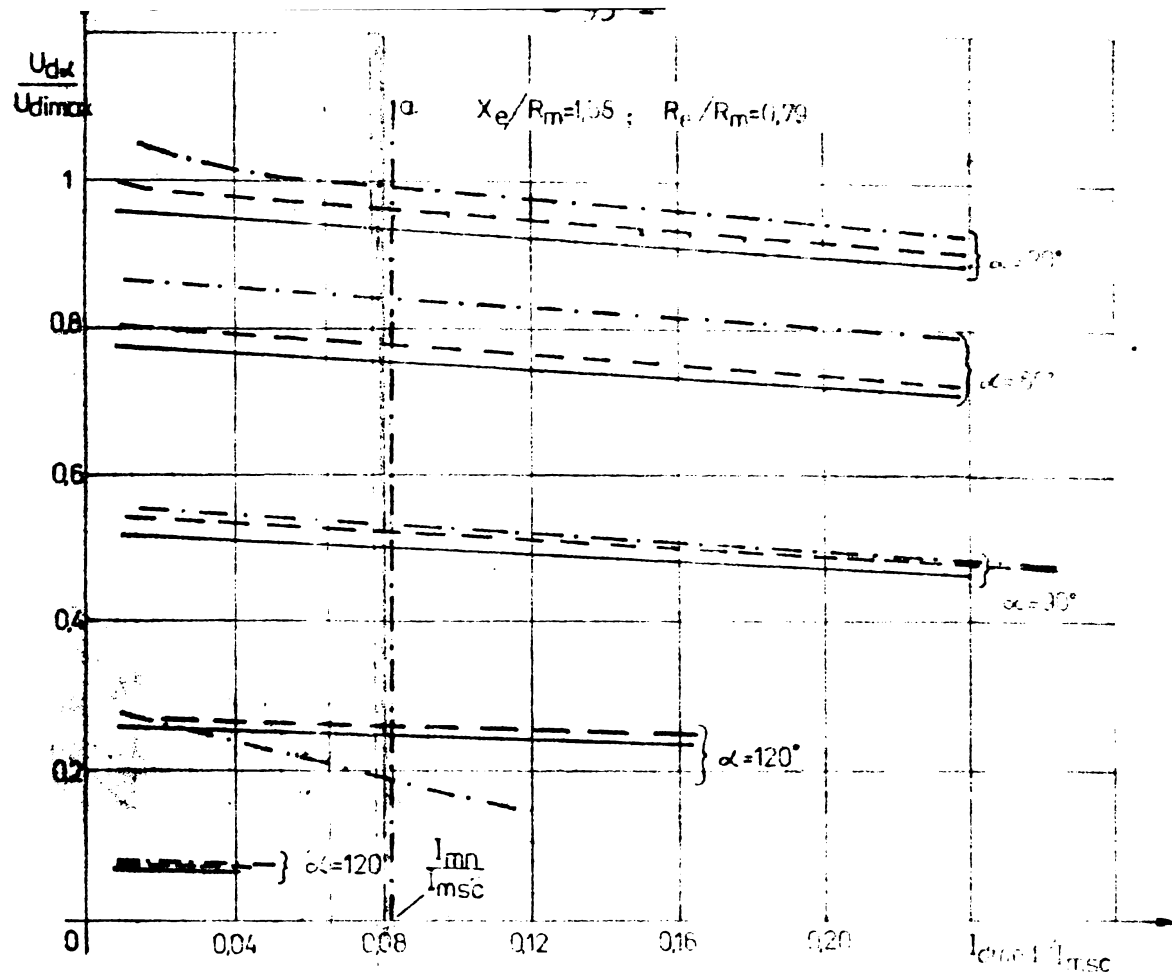


Figura nr.4.10. Caracteristicile externe ale GTC compensat pentru diverse unghiuri de comandă

$\alpha = 90^\circ$, valoarea medie a tensiunii redresate crește cu aproximativ 10% peste valoarea tensiunii furnizate de un CSAC monofazat în punte. Panta caracteristicilor externe nu se modifică sensibil pentru diverse valori ale reactanței capacitive raportate X_c/R_m .

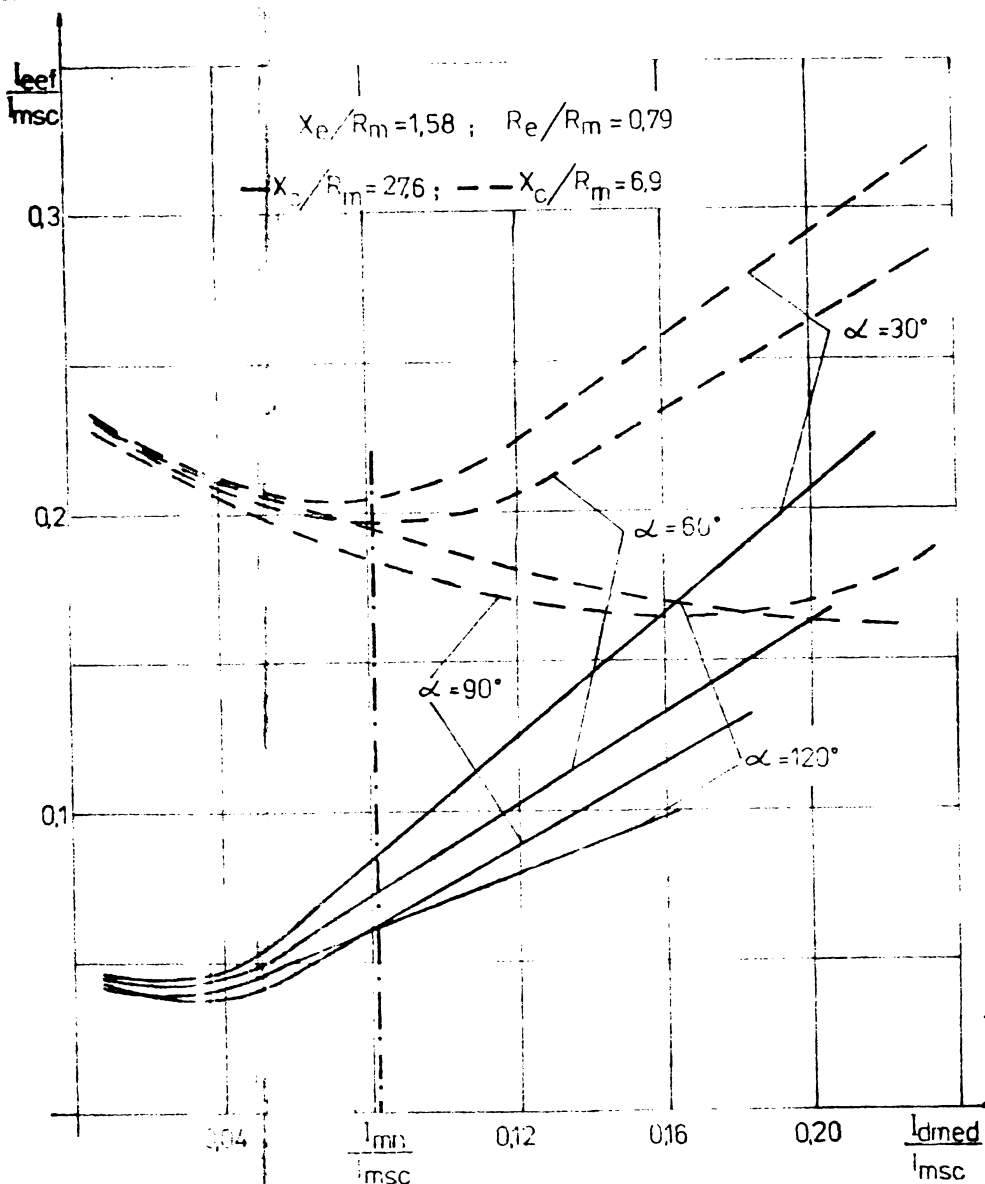


Figura nr.4.11. Dependențele $I_{eef}/I_{msc} = f(I_{dmed}/I_{msc})$ avînd ca parametrii unghiul de comandă α și reactanța capacitivă raportată X_c/R_m

Evaluări cantitative ale valorii efective a curentului alternativ absorbit de CSAC compensat în funcție de curentul continuu debitat mașinii de curent continuu pot extrase din figura nr.4.11. Se observă că există o valoare minimă a lui I_{eef}/I_{msc} , pentru fiecare valoare a reactanței de compensare raportate X_c/R_m , corespunzător valorii curentului absorbit de ramura derivație în care este situată aceasta, independent de curentul de sarcină. La valori reduse ale curentului de sarcină, curentul absorbit de la sursa d

alimentare crește, datorită tensiunii mari la bornele CSAC (corespunzător curentul absorbit de ramura derivație este mai mare). După depășirea valorii minime a raportului $I_{\text{eef}}/I_{\text{msc}}$, aceasta va crește din nou corespunzător transferului de energie mărit din circuitul de curent continuu. Se observă că, pentru $X_c/R_m=6,9$ (grad de compensare ridicat), valoarea curentului alternativ absorbit de la sursă, chiar pînă la valoarea nominală a curentului continuu debitat de CSAC are alura căzătoare menționată mai sus.

Reducerea performanțelor mașinii de curent continuu alimentate de la CSAC sînt determinate în mare măsură de caracteristicile curentului din circuitul de curent continuu. Cu scopul analizei acestora s-au reprezentat variațiile factorului de vîrf f_{VId} și valoarea efectivă $I_{\text{def}}/I_{\text{dmed}}$ (raportată) a curentului continuu redresat funcție de $I_{\text{dmed}}/I_{\text{msc}}$ în figurile nr.4.12, respectiv 4.13. Referitor la

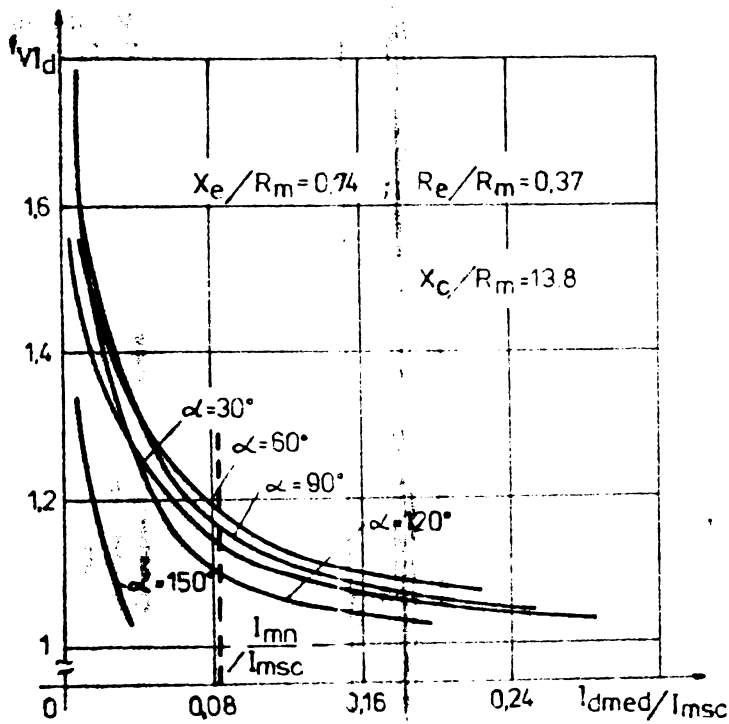


Figura nr.4.12. Dependența factorului de vîrf f_{VId} de $I_{\text{dmed}}/I_{\text{msc}}$ cu unghiul de comandă α ca parametru

factorul de vîrf se poate afirma că, la curent continuu nominal, are valori cuprinse între 1,1-1,2 valorile mai mari fiind caracteristice regiunilor de funcționare cu unghiurile de comandă în jurul valorii de 90° . La valori reduse ale curentului continuu (spre zona de funcționare corespunzătoare regiunii de curent continuu

interupt), f_{VId} însă poate lua valori apreciabile (1,5-1,8). Raportul $I_{\text{def}}/I_{\text{dmed}}$ (figura nr.4.13) prezintă, la curentul continuu nominal al mașinii de c.c. valori sub 1,2, iar la aproximativ 25% din sarcina nominală, valoarea efectivă a curentului continuu este cu (5-10)% mai mare decât va-

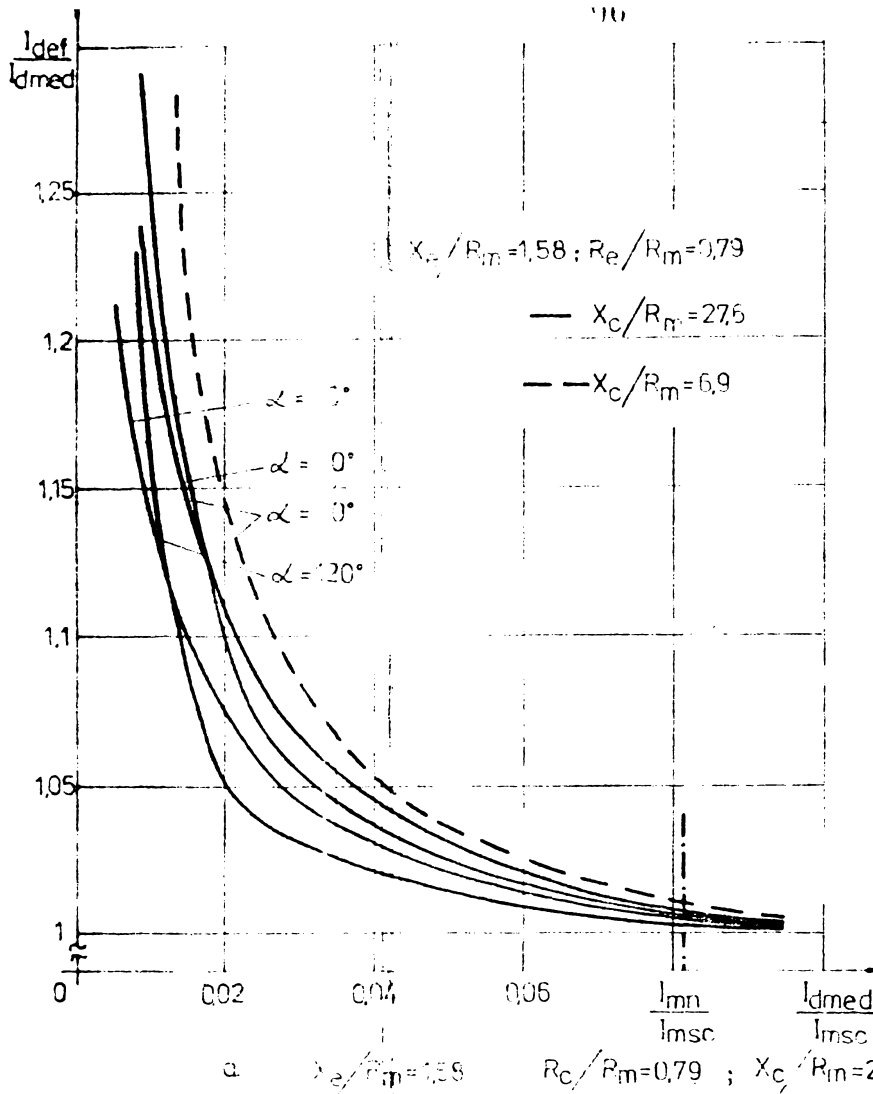
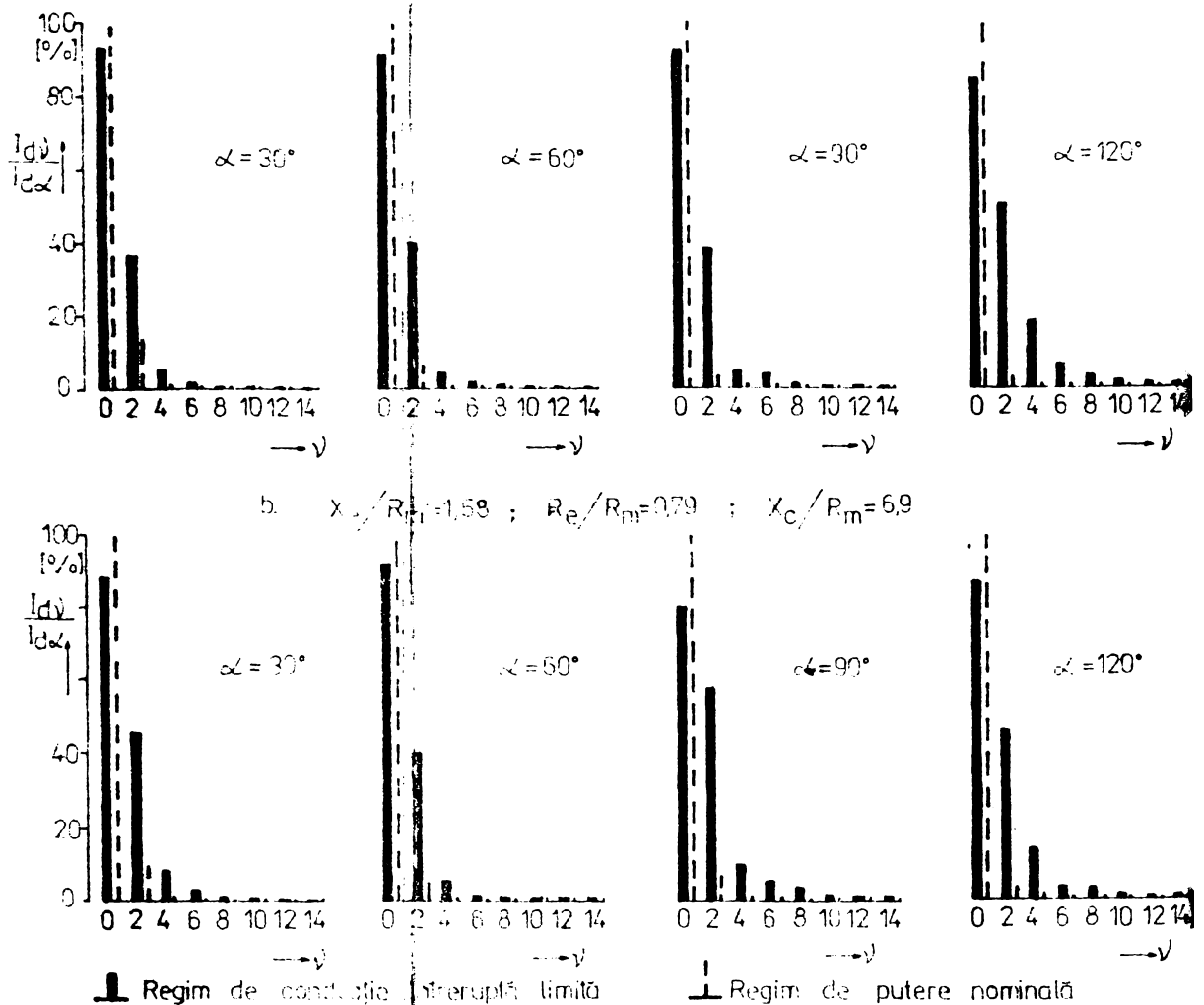
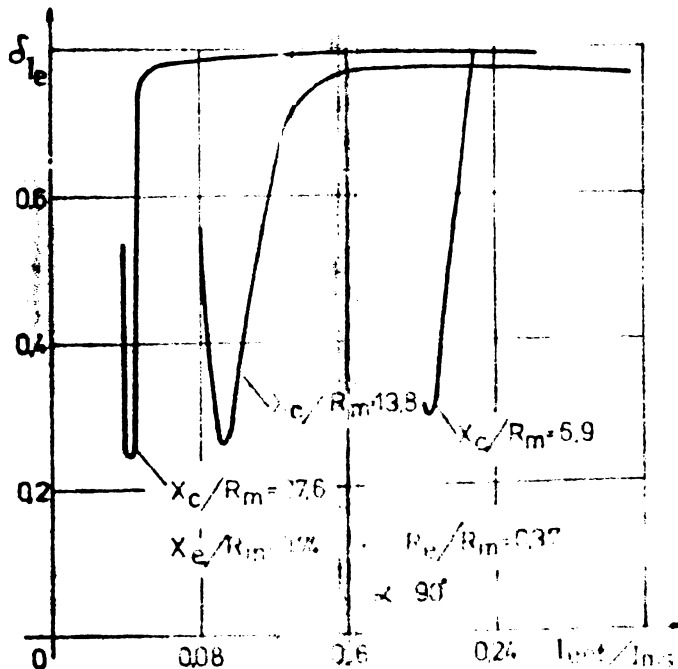
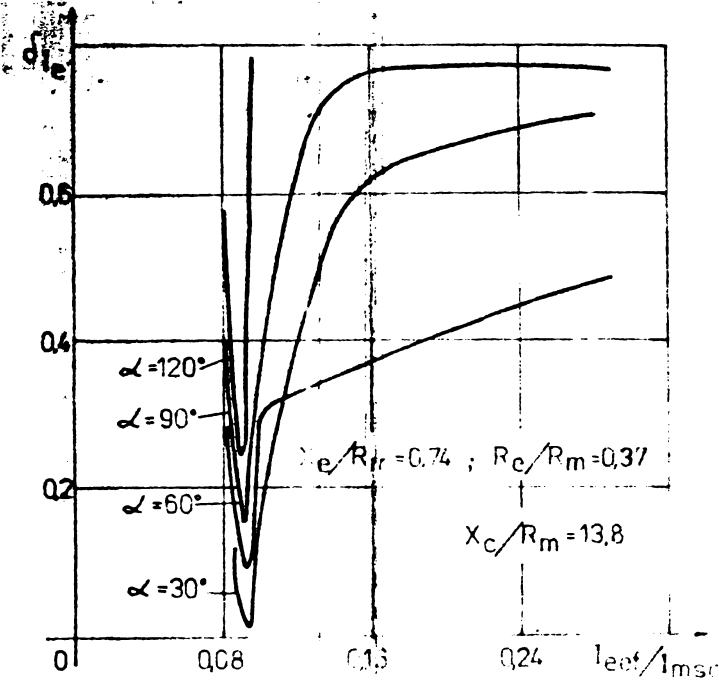


Figura nr. 4.13. Dependenta I_{def}/I_{dmed} funcție de I_{dmed}/I_{msc} cu α și X_c/R_m ca parametrii

Figura nr. 4.14. Analiza armonică a curentului continuu redresat în regim de conducție neîntreruptă și întreruptă cu X_c/R_m ca parametru



loarea medie a acestuia, scăderea reactanței capacitive raportate X_c/R_m avind, după cum era de așteptat, un efect de creștere al curentului efectiv. Analiza armonică a curentului continuu (figura nr.4.14) indică pentru cele două situații de compensare $X_c/R_m = 27,6$ și $X_c/R_m = 6,9$ valori procentuale diferite ale diverselor armonici, mai ales în regimul de conducție întreruptă limită. Situația cea mai dezavantajoasă este pentru unghiuri de comandă în jurul valorii de 90° și $X_c/R_m = 6,9$ unde, în regimul de curent întrerupt armonică a doua poate depăși 60% din valoarea efectivă a curentului continuu corespunzător acestei situații. În regim de funcționare, la putere nominală, valoarea medie a curentului continuu poate fi considerată preponderentă, armonică a doua nedeășind 15% în nici una din situațiile prezentate.



O variație interesantă o prezintă factorul de distorsiune al curentului alternativ δ_{1e} funcție de valoarea efectivă a acestuia raportată I_{eef}/I_{msc} (figura nr.4.15). În jurul valorii curentului efectiv corespunzător valorii curentului din ramura derivativă de compensare, δ_{1e} prezintă un minim, dependent de unghiul de comandă al ONAC, în rest δ_{1e}

Figura nr.4.15. Factorul de distorsiune al curentului alternativ funcție de I_{eef}/I_{msc} la a) $X_c/R_m = 13,8$ și α variabil b) $\alpha = 90^\circ$ și X_c/R_m variabil.

crește brusc pînă la valori cuprinse între 0,4-0,6. Analiza armonică a curentului alternativ I_e (figura nr.4.16) evidențiază o dependență puternică de reactanța capacitivă de com

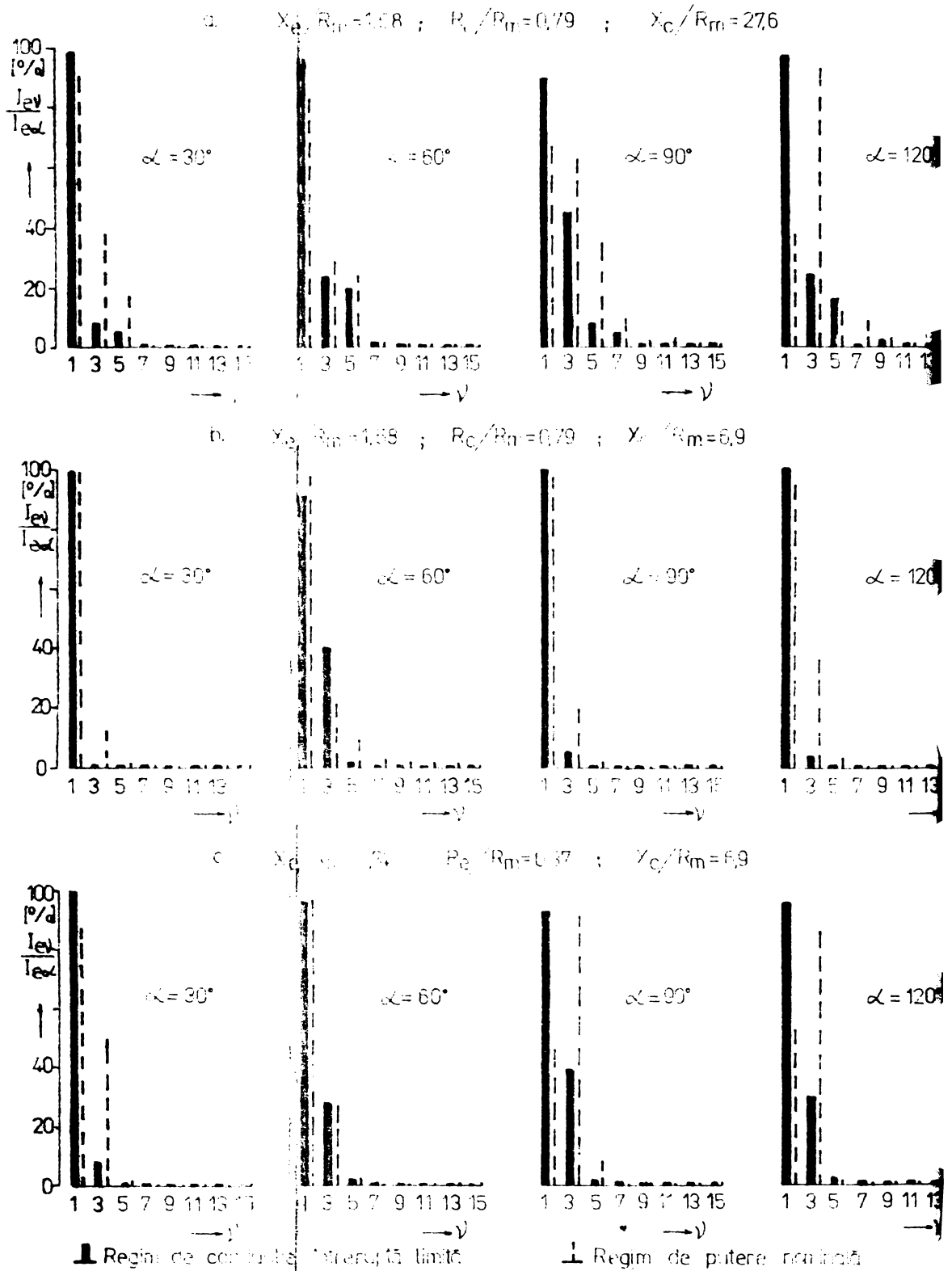


Figura nr.4.16. Analiza armonică a curentului alternativ absorbit de la sursă de CSAC cu α și X_c/R_m ca parametri pentru regimul de putere nominală și cel de conducție întreruptă limită.

pensare raportată X_d/R_m . In regim de conducție întreruptă,

la X_c/R_m mare (figura nr.4.16.a) conținutul de fundamentală este mai ridicat, pentru toată plaja de modificare a unghiului de comandă α decât în regim de putere nominală, explicabil prin faptul că, în conducție întreruptă componenta principală a curentului alternativ absorbit de la sursă I_e a formează curentul ramurii derivație de compensare. La X_c/R_m mic (figura nr.4.16.b și c), echivalent cu o compensare puternică, diferențele între spectrele de armonici corespunzătoare regimului de conducție întreruptă și cel de putere nominală, exceptând funcționarea la unghiuri de comandă $\alpha=90^\circ$, nu este așa de evidentă; aceasta ca urmare a faptului că în ambele situații curentul prin X_c constituie componenta preponderentă a curentului alternativ absorbit de la sursă.

Spre completarea celor prezentate mai sus figura nr.4.17 redă analiza armonică a curentului I_c din ramura de-

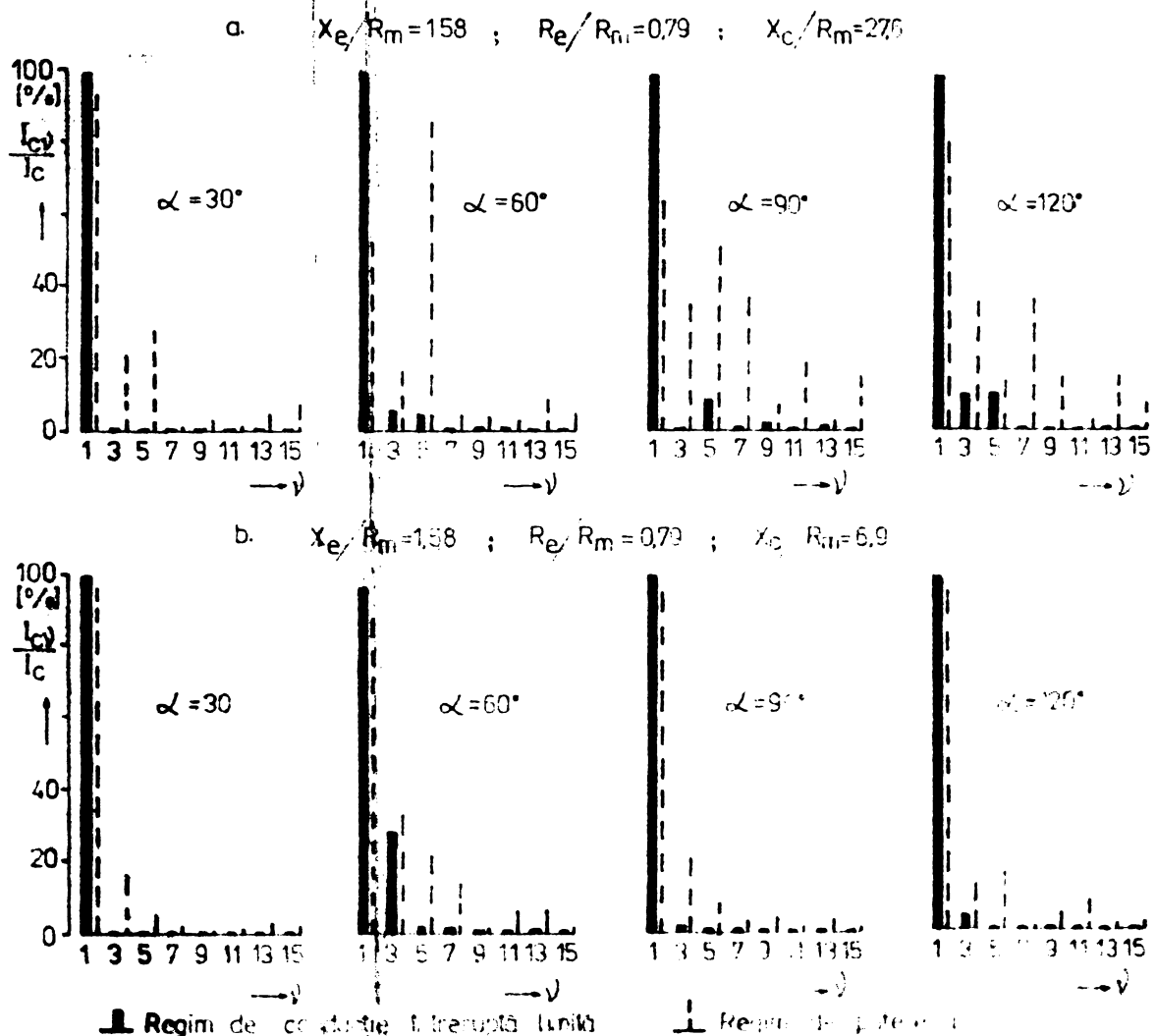


Figura nr.4.17. Analiza armonică a curentului prin ramura de compensare a circuitului cu α și X_c/R_m parametrii în regimul de putere nominală și cel de conducție întreruptă limită.

rivație de compensare. După cum era de așteptat, la valori ridicate ale lui X_c/R_m , în regimul de putere nominală, curentul I_c este puternic deformat (armonici de valori ridicate) față de regimul de conducție întreruptă limită. La X_c/R_m mic (capacitate de compensare mare), diferențele în spectrele de armonici ale lui I_c pentru cele două situații sînt ne semnifica

În figura nr.4.18 se prezintă variația căderii de

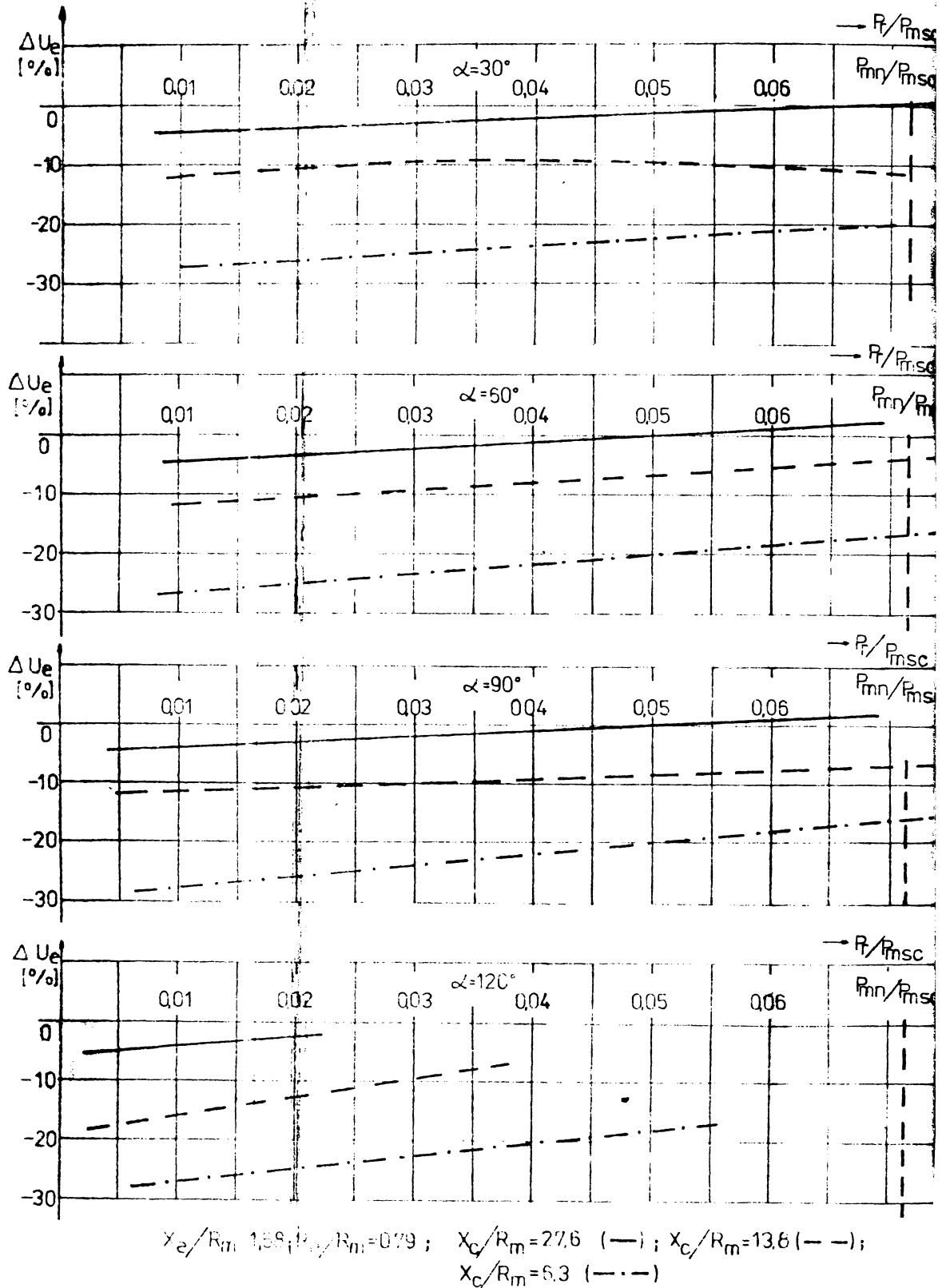


Figura nr.4.18. Variația căderii de tensiune relative ΔU_e [%] în funcție de P_r/P_{msc} cu α și X_c/R_m ca parametrii.

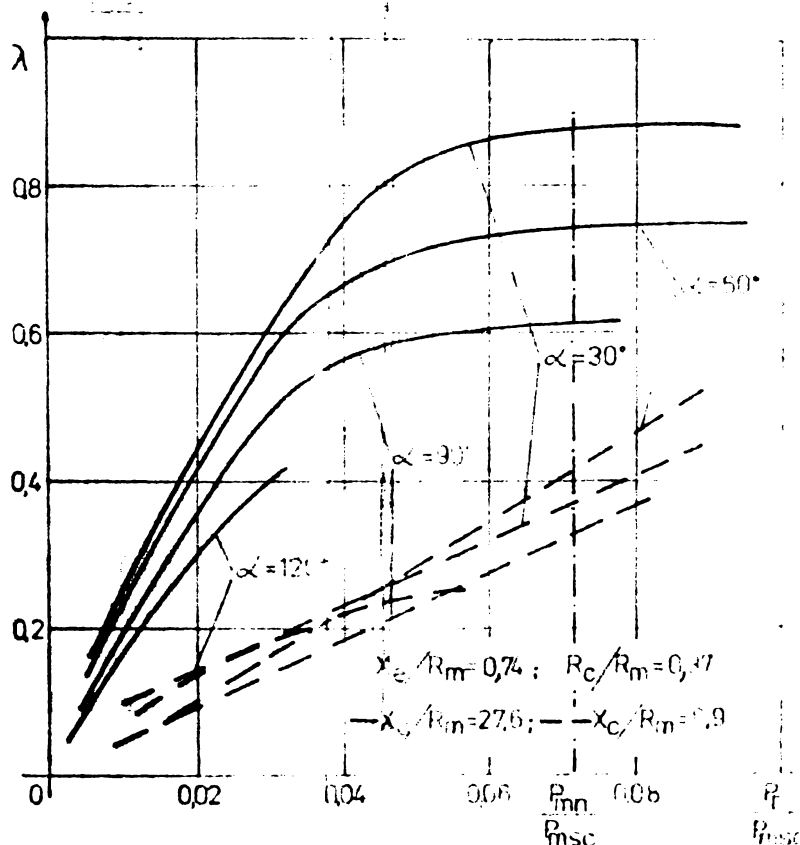
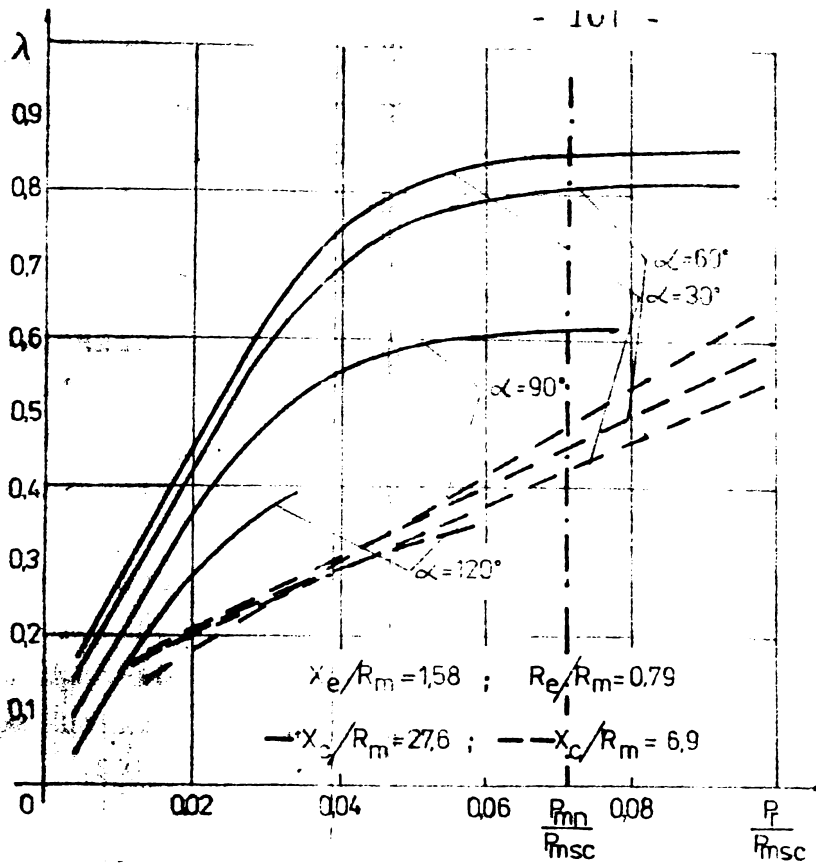


Figura nr.4.19. Variația factorului de putere global λ în funcție de $P_r/P_{m_{sc}}$ cu α și X_c/R_m ca parametri pentru a) $X_e/R_m = 1,58$; $R_e/R_m = 0,79$ și b) $X_e/R_m = 0,74$; $R_e/R_m = 0,37$.

mandă și încărcare pînă la putere nominală a mașinii de curent continuu cu căderi de tensiune pe cea mai mare valoare a impedanței considerată în calcule de sub 5%. Variația

tensiune relativă pe impedanța serie din circuitul de tensiune alternativă funcție de $P_r/P_{m_{sc}}$ pentru diferite valori ale lui și X_c/R_m . După cum se observă, în general valorile tensiunii de la bornele CSAC, U_1 , sînt mai mari decît valoarea efectivă a tensiunii sursei de alimentare U , aceasta pe de o parte, datorită valorilor alese la calculele din capitolul de față pentru X_c/R_m și dispariția zonei de comutație γ_1 , pe de altă parte (vezi paragraful 4.2). Deja pentru valoarea $X_c/R_m = 27,6$ se poate amigura o funcționare a sistemului, pentru toată plaja de com-

factorului de putere global λ , pentru două perechi de valori $X_e/R_m, R_e/R_m$ funcție de $P_r/P_{m\text{sc}}$, pentru două situații de compensare este ilustrată în figura nr.4.19. Scăderea reactanței de compensare X_c conduce la o micșorare apreciabilă a factorului de putere global și la o mai redusă dependență a acestuia de unghiul de comandă α al GSAC. Factorul de putere corespunzător fundamentalei curentului alternativ $\cos \varphi_1$ (figura nr.4.20) prezintă o puternică dependență de $P_r/P_{m\text{sc}}$.

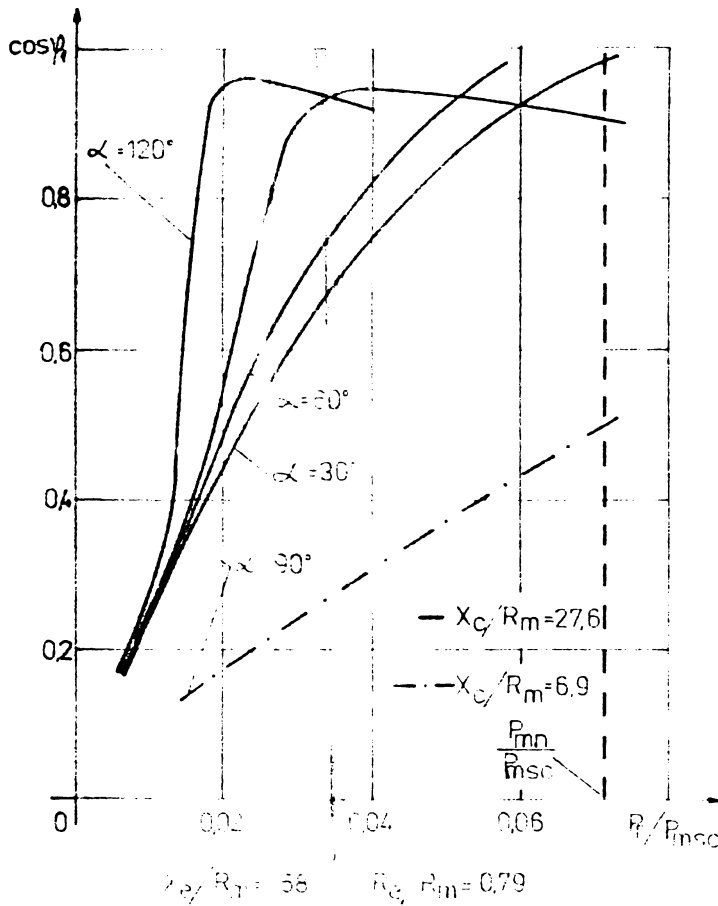
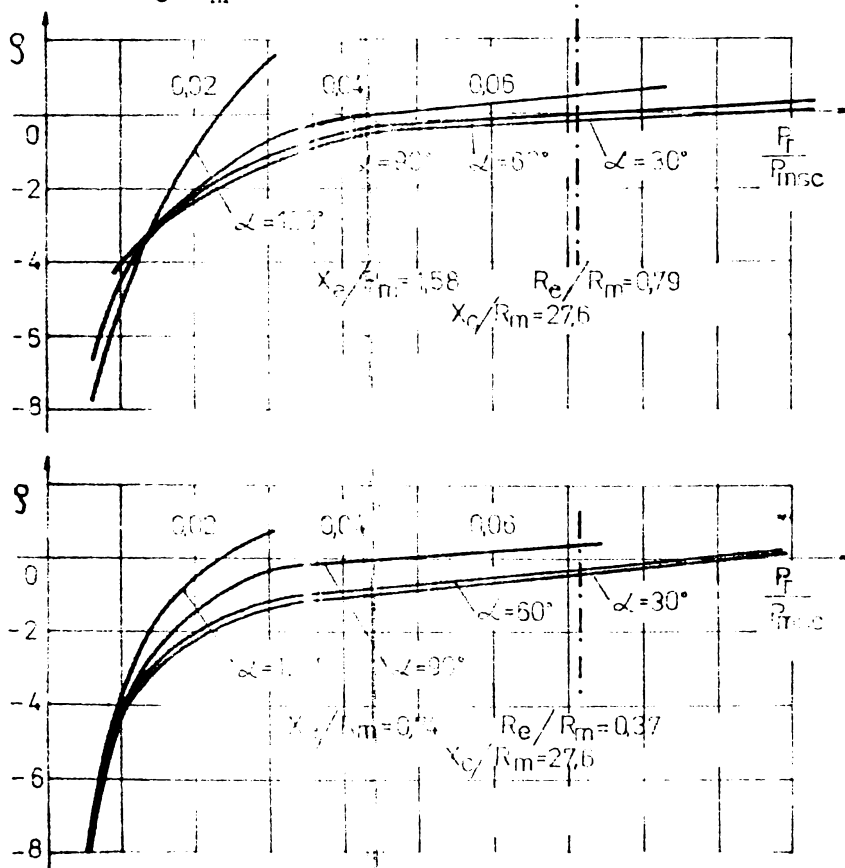


Figura nr.4.20. Variația factorului de putere al fundamentalei $\cos \varphi_1$ funcție de $P_r/P_{m\text{sc}}$ cu α și X_c/R_m ca parametrii.



Factorul de putere corespunzător fundamentalei curentului alternativ $\cos \varphi_1$ (figura nr.4.20) prezintă o puternică dependență de $P_r/P_{m\text{sc}}$. Pentru $X_c/R_m = 27,6$ valorile lui $\cos \varphi_1$, la putere nominală sînt în jur de 0,9 (capacitiv), la scăderea puterii la arborile mașini electrice,

Figura nr.4.21. Dependența factorului de putere reactiv φ de puterea raportată $P_r/P_{m\text{sc}}$.

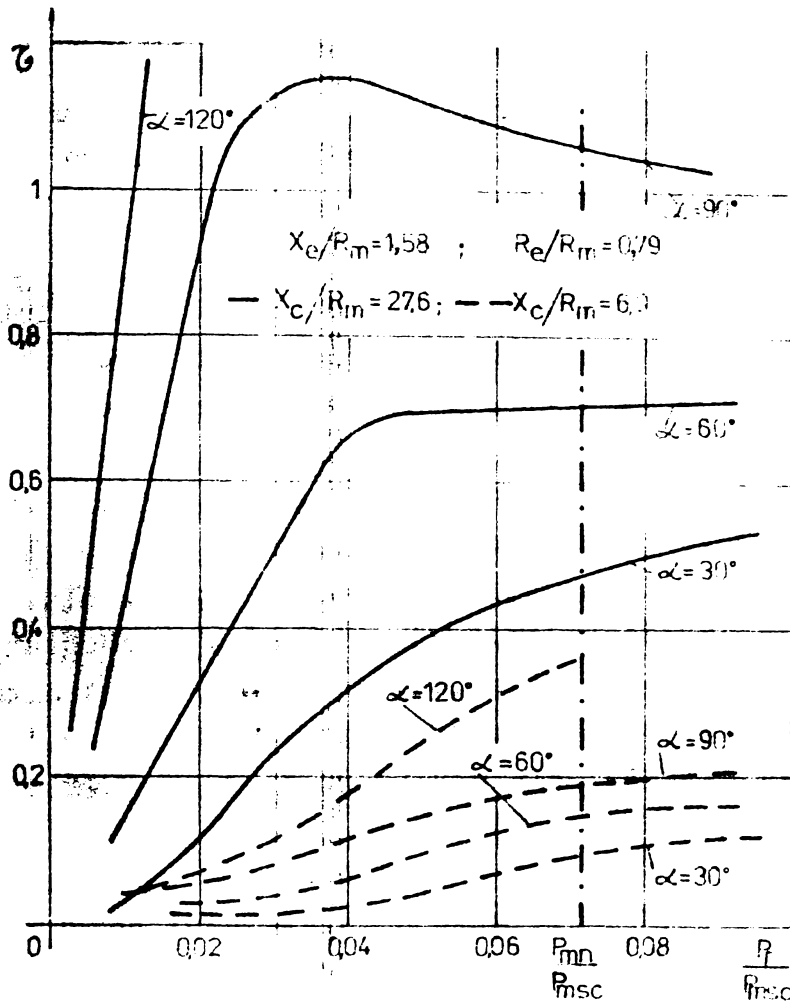
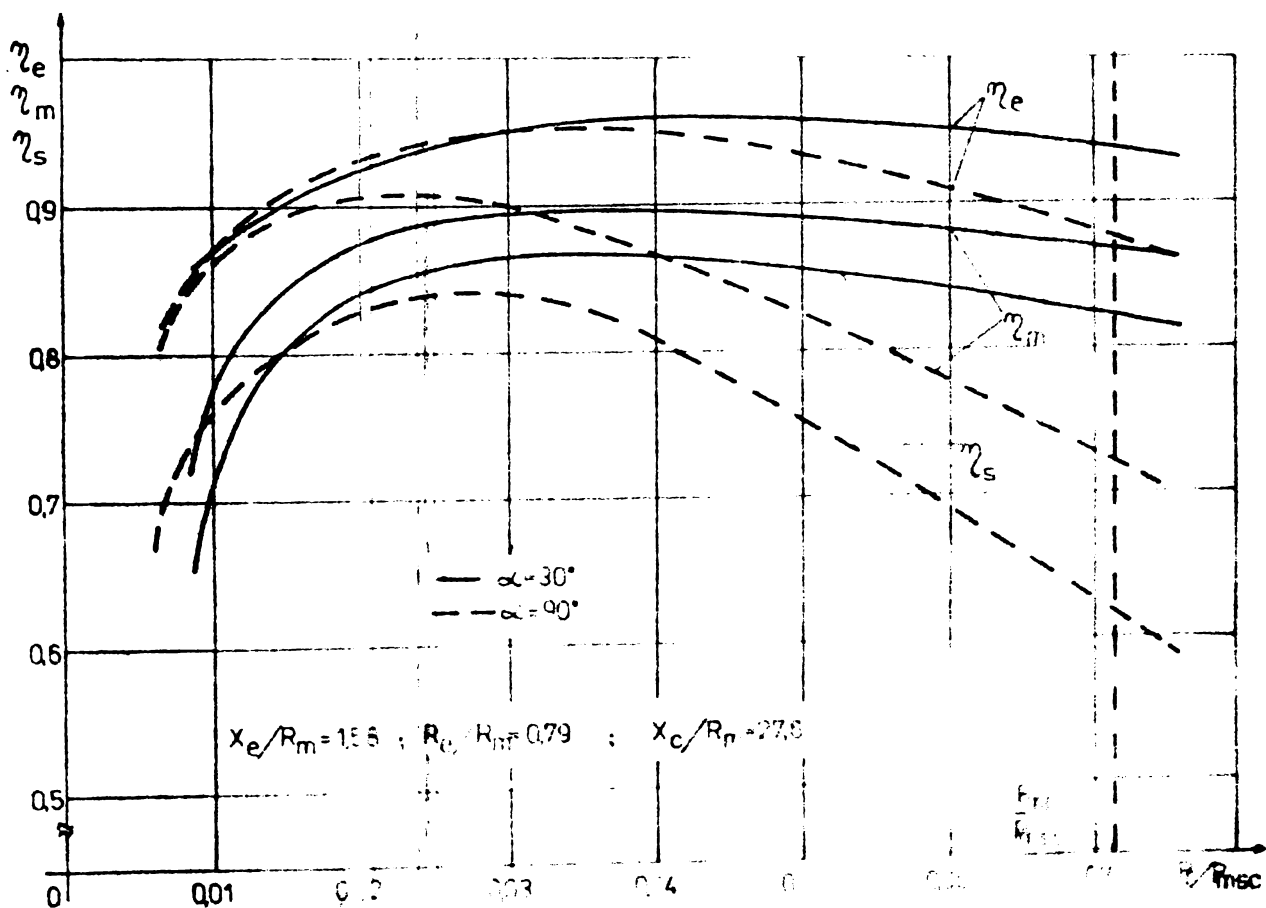


Figura nr.4.22. Variatia factorului deformatant ϵ functie de P_r/P_{msc}

Figura nr.4.23. Variatia randamentului sistemului η_s , a transmisiei η_e și a motorului η_m pentru $X_c/R_m = 27,6$ $\alpha = 30^\circ$ și $\alpha = 90^\circ$



factorul de putere scade mult, în regimurile limită de conducție întreruptă, curentul absorbit de la sursă este practic defazat cu 90° înaintea tensiunii de alimentare.

Efectul de compensare al puterii reactive este evidențiat prin reprezentarea factorului reactiv $\varphi = f(P_r/P_m)$ (figura nr.4.21). Pentru cea mai mare valoare a lui X_e , la $X_c/R_m = 27,6$, pentru o plajă largă de modificare a lui α , la putere nominală la arborele mașinii electrice φ ia valori în jurul lui 0.

Factorul deformant δ (figura nr.4.23) ia valori apreciabile, dependente de unghiul de comandă α și de X_c/R_m .

Și în final, variația randamentului sistemului η_s este redată în figura nr.4.23 pentru X_c/R_m constant, pentru impedanța maximă din circuitul serie de curent alternativ. Valorile maxime sînt situate între (80-90)%, iar la putere nominală randamentul sistemului nu depășește în nici una din situațiile analizate 75%.

Ca o concluzie generală se poate afirma că pentru fiecare punct de funcționare al sistemului caracterizat prin valorile lui α , P_r și prețea de valori X_e/R_m și R_e/R_m există o singură valoare a reactanței capacitive ce asigură compensarea puterii reactive, în așa fel încît pentru o funcționare optimă este absolut necesară reglarea continuă a valorii capacității de compensare.

CAPITOLUL 5

SISTEMUL CSAC IN PUNTE MONOFAZATA SEMICOMANDATA CU COMUTAȚIE FORȚATA DE TIP SNFA - MOTOR DE CU- RENT CONTINUU SERIE

5.1. Introducere

CSAC cu comutație forțată constituie, în perioada actuală, obiectul a numeroase studii (vezi paragraful nr. 2.3), aceasta ca urmare a performanțelor superioare obținute față de CSAC cu comutație naturală. S-a urmărit însă mai mult elaborarea unor noi scheme, care pun în valoare avantajele comutației forțate în curent alternativ, studiul experimental al acestora și a problemelor de sistem (protecții, automatizări, etc.), fără a se proceda la o analiză teoretică detaliată în sensul celor prezentate în paragrafele 1.2 și 3.1.

Cu scopul extinderii și exemplificării metodologiei de analiză prin integrarea numerică a sistemelor de ecuații diferențiale adoptate în capitolele 3 și 4, și la schemele de CSAC cu comutație forțată, în capitolul de față s-a ales o variantă de CSAC de tip SNFA ce alimetează un motor de c.c. serie procedând la evaluarea performanțelor globale, necesare pentru compararea cu sistemele analizate anterior.

5.2. Prezentarea sistemului analizat

La alegerea tipului de CSAC cu comutație forțată studiat s-au avut în vedere următoarele:

- pentru compararea performanțelor diferitelor sisteme de CSAC analizate în capitolele precedente, schema trebuie să fie de tip semicomandat asimetric;
- simplitatea și economicitatea schemei, deoarece s-a vizat implementarea CSAC în tracțiunea de medie putere cu particularitățile cunoscute și în speță la tracțiunea pinieră cu puteri instalate relativ reduse.

Studiul teoretic s-a axat pe schema de tipul

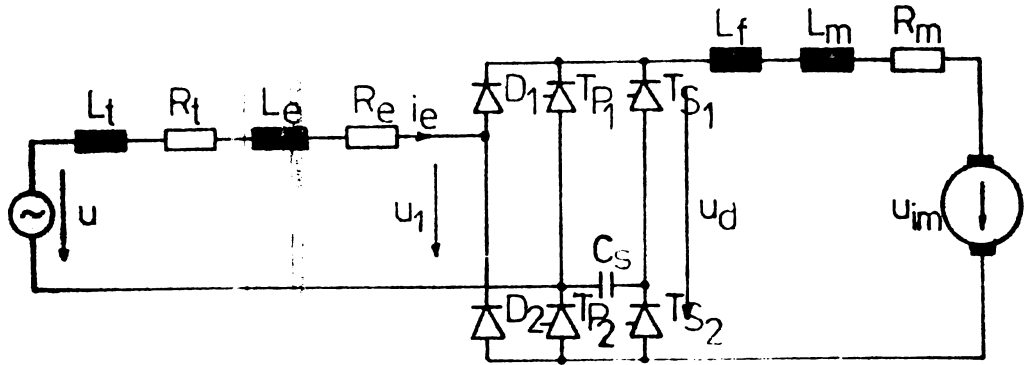


Figura nr.5. 1. Sistemul CSAC în punte mono-fazată cu comutație forțată de tip SNFA-motor de c.c. serie

CSAC - SNFA - schema 1C, cu funcționarea descrisă în paragraful nr.2.3., cu comanda de sector, care a fost înglobat în sistemul general adoptat și în capitolele precedente, format din sursa de tensiune alternativă sinusoidală, impedanța pe partea de tensiune alternativă variabilă și motorul de curent continuu serie, precum și inductivitatea de filtrare în circuitul de curent continuu (figura nr.5.1). Notațiile și ipotezele simplificatoare utilizate în continuare rămân cele stabilite în paragraful nr.3.2. și 4.2. Formele de undă ale curenților prin ventile, prin condensatorul de stingere, al celui alternativ și continuu precum și tensiunile redresată, e.m. indusă și pe condensatorul de stingere sînt redată în figura nr.5.2. pentru regimul de curent continuu neîntrerupt. Pentru regimul de conducție intreruptă variațiile acelorasi mărimi pot fi deduse în mod similar celor din capitolul 3.

Se disting următoarele stări de funcționare:

- Starea I - $z \in (z_2, z_3)$ - la amorsarea tiristorului principal T_{p1} în momentul $\alpha_1 = z_2$ (α_1 -unghi de amorsare) curentul continuu de sarcină comută de pe dioda de nul D_1 , pe tiristorul principal T_{p1} , tensiunea redresată pe sarcină este practic nulă, teoretic egală cu căderea de tensiune pe două ventile în serie;
- Starea II - $z \in (z_3, z_4)$ - puntea se află în conducție prin tiristorul principal T_{p1} și dioda D_2 , pe sarcină apărînd tensiunea redresată diferită de zero similar ca la orice tip de CSAC în punte;
- Starea III - $z \in (z_4, z_5)$ - la comanda de blocare a punții la momentul $\alpha_2 = z_4$ (α_2 -unghi de blocare), prin

amorsarea tiristorului de stingere T_{s1} tensiunea inițială ce pe condensatorul de stingere C apare cu polaritate inversă pe tiristorul principal, blocându-l, după care condensatorul se descarcă prin T_{s1}, D_1 și mașina de curent continuu, la valoarea curentului de sarcină și se reîncarcă pînă la valoarea momentană a tensiunii alternative de la bornele de alimentare ale CSAC u_1 . Tensiunea condensatorului de stingere va apărea, în acest interval de timp suprapusă peste valoarea momentană a tensiunii alternative de la bornele CSAC, cea redresată avînd forma redată în figura nr.5.3. Este de menționat că în modul de funcționare descris și în tratarea în continuare s-a neglijat fenomenul de comutație al curentului de pe tiristorul principal T_{p1} pe cel de stingere T_{s1} , considerînd-o pe aceasta instantanee, ipoteză cu efecte neglijabile asupra sistemului, adoptat în general^{și} la studiul sistemelor ce înglobează CS cu comutație forțată în curent continuu.

- Starea IV - $z \in (z_5, z_6)$ - odată cu încărcarea condensatorului pînă la valoarea momentană a tensiunii de alimentare (momentul z_5) începe procesul de comutație al curentului de pe tiristorul de stingere T_{s1} pe dioda D_1 ; condensatorul de stingere se încarcă în continuare preluînd energia înmagazinată în inductivitatea din circuitul de tensiune alternativă, iar tensiunea redresată este practic nulă (teoretic egală și de semn contrar cu căderea de tensiune pe cele două diode serie). Procesul se încheie atunci cînd întreaga energie înmagazinată în inductivitățile din circuitul de tensiune alternativă este preluată de condensatorul de stingere, moment în care și curentul alternativ absorbit de CSAC devine nul.
- Starea V - $z \in (z_6, z_2 + \pi)$ - curentul continuu i_c va circula peste diodele D_1, D_2 fiind menținut de energia înmagazinată în inductivitățile din circuitul de curent continuu, pînă cînd, la momentul $z_2 + \pi$, se dă o nouă comandă de amorsare a punții, de data aceasta urmînd la conducție tiristorul T_{p2} care poate conduce pe alternanța negativă a tensiunii de alimentare. Și în această stare tensiunea redresată a

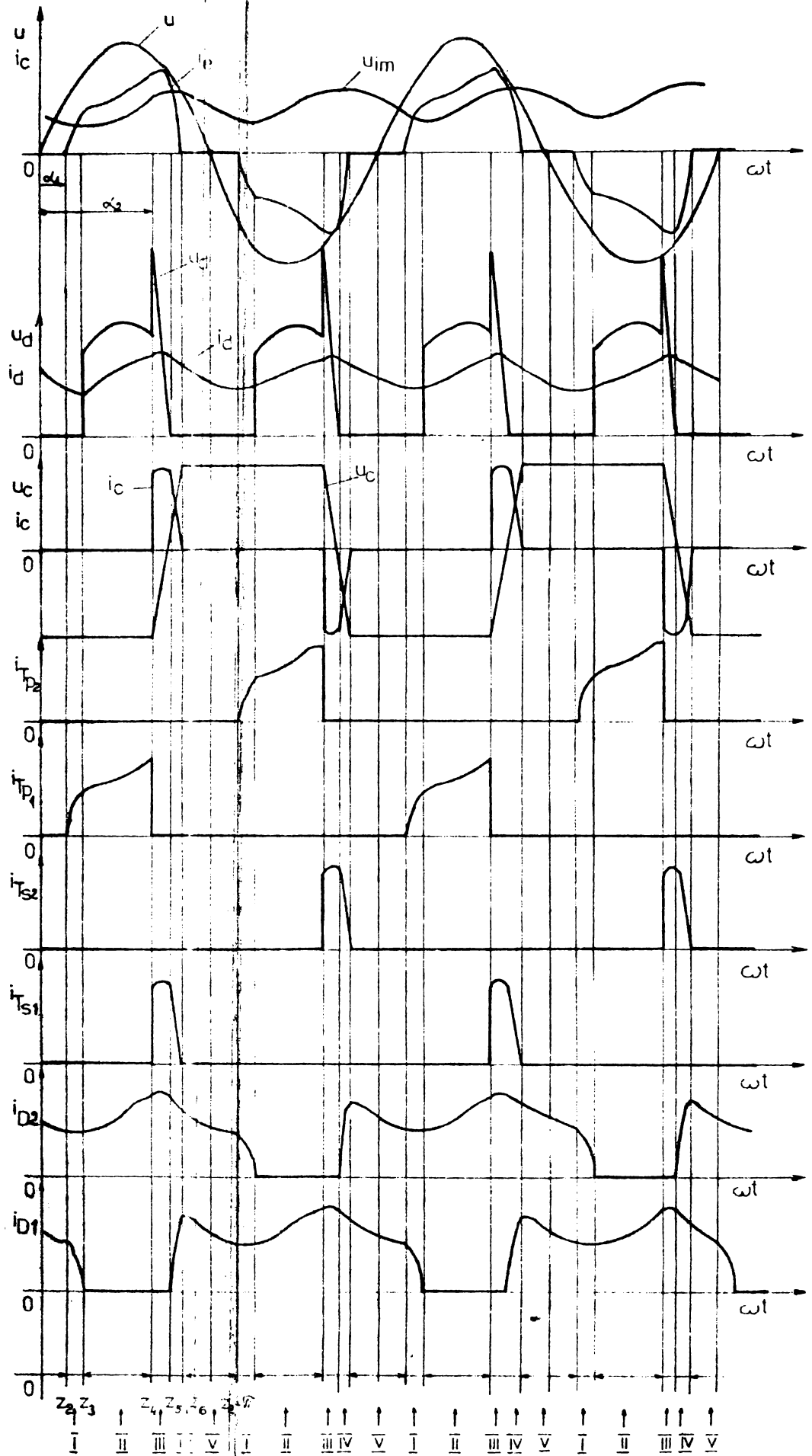


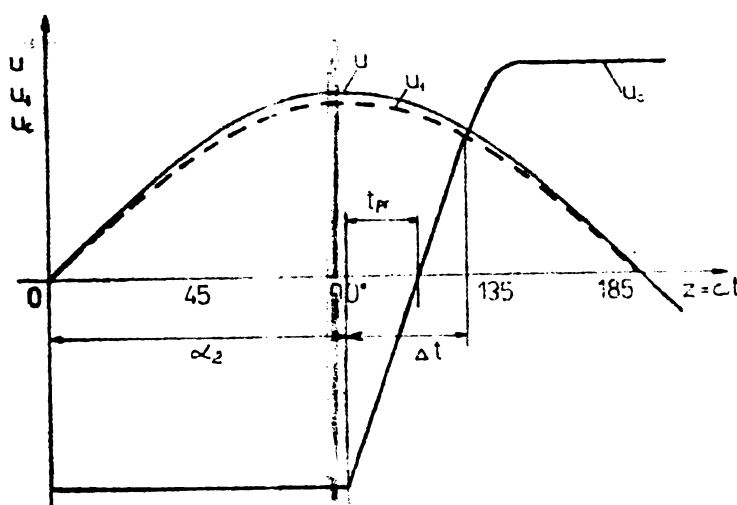
Figura nr.5.2. Formele de undă specifice sistemului pentru regimul de curent continuu neîntrerupt

re valoarea practic nulă.

5.3. Determinarea valorilor optime ale capacității de stingere

Problema esențială a dimensionării unei scheme de CSAC cu comutație forțată este cea de determinare a capacității de stingere. Din analiza funcționării CSAC cu comutație forțată de tip SNFA schema 1C(paragrafele 2.3. și 5.2) se pot stabili următoarele condiții ce au influență directă asupra dimensionării condensatorului de stingere precum și asupra performențelor CS:

a.- tensiunea pe condensatorul de stingere nu trebuie să depășească valoarea de vîrf a tensiunii alternative de gol a sursei de alimentare; dacă acest deziderat nu poate fi îndeplinit semiconductoarele



schemei trebuie corespunzător supra-dimensionate la tensiune, sau acționat restrictiv asupra domeniului de modificare al unghiului de blocare α_2 ;

b. - tiristoarelor principale ale schemei trebuie să li se asigure, la stingere, un timp de protecție t_{pr}

Figura nr.5.3. Explicativă la determinarea valorilor optime ale capacităților de stingere

(timp de polarizare cu tensiune inversă anod-catod) mai mare decit timpul de revenire t_q al lor; dacă nu se poate realiza aceasta, atunci în loc de tiristoarele normale, lente (t_q mare, valoare tipică $200 \mu s$), utilizate de obicei în scheme de CSAC trebuie utilizate tiristoare rapide, ($t_q = 30 \mu s$ -valoare tipică), care bineînțeles au un preț de cost mai ridicat;

c.- întreg procesul de blocare a tiristorului princi-

pa1, descărcarea și reîncărcarea cu polaritate inversă a capacității de stingere trebuie să fie încheiată înainte de următoarea trecere prin zero a tensiunii alternative de la bornele CSAC (figura nr.5.3).

Se prezintă în continuare calculul simplificat al domeniului valorilor optime a capacității de stingere, cu următoarele ipoteze simplificatoare:

- tensiunea alternativă u_1 este sinusoidală (Figura nr.5.1);
- filtrarea completă în circuitul de curent continuu ($L_f + L_m \rightarrow \infty$), ceea ce asigură o descărcare cu curent constant a capacității de stingere;
- întreaga energie magnetică înmagazinată în inductivitățile din circuitul de curent alternativ este preluată de capacitatea de stingere (se neglijează pierderile în rezistențele circuitului în timpul transferului de energie).

Valoarea maximă a tensiunii pe capacitatea de stingere este egală cu suma valorii tensiunii de la bornele CS în momentul blocării și cea corespunzătoare preluării energiei magnetice înmagazinată în inductivitățile L_t și L_e din circuitul de tensiune alternativă:

$$u_{cs \max} = u_1 \sqrt{2} \sin(\alpha_2 + \Delta t^\circ) + I_e \sqrt{\frac{L_t + L_e}{C_s}} \quad (5.1)$$

Durata în timp " Δt " a procesului de descărcare a capacității de stingere de la valoarea ei maximă (la momentul $\alpha_2 = \alpha_4$) și reîncărcarea lui pînă la valoarea momentană a tensiunii u_1 se va putea calcula, cu ipotezele de mai sus, prin :

$$\Delta t = \frac{C_s [u_{cs \max} + u_1(\alpha_2 + \Delta t^\circ)]}{I_e} \quad (5.2)$$

iar timpul de protecție t_{pr} (vezi figura nr.5.3) cu relația

$$t_{pr} = \frac{C_s u_{cs \max}}{I_e} \quad (5.3)$$

Trecînd la scrierea relațiilor (5.1), (5.2) și (5.3) în mărimi raportate și făcînd uz de observațiile și

notațiile din paragrafele 3.2 și 4.3, avem :

$$k_1 \Delta t^0 I'_e = \frac{2}{A_c} (U' - I'_e B_e) \sqrt{2} \sin(\alpha_2 + \Delta t^0) + I'_e \sqrt{\frac{A_e}{A_c}} \quad (5.4)$$

$$u'_{c \max} = (U' - I'_e B_e) \sqrt{2} \sin(\alpha_2 + \Delta t^0) + I'_e \sqrt{A_e A_c} \quad (5.5)$$

$$t_{pr} = k_2 \left[\frac{1}{A_c} (U' - I'_e B_e) \sqrt{2} \sin(\alpha_2 + \Delta t^0) + \sqrt{\frac{A_e}{A_c}} \right] [\mu s] \quad (5.6)$$

unde $k_1 = 314/18 \cdot 10^3$ iar $k_2 = 10^6/314$ cu t_{pr} din relația (5.6) avînd ca unitate de măsură $[\mu s]$. Relațiile (5.4)-(5.6), la parametrii rețelei și alimentării stabiliți, permit calculul mărimilor Δt^0 , $u'_{c \max}$ și t_{pr} . Pentru ușurarea interpretării rezultatelor calculelor se mai fac raportările:

$$k_c = \frac{u'_{c \max}}{U' \sqrt{2}} ; t'_{pr30} = \frac{t_{pr} [\mu s]}{30 [\mu s]} ; t'_{pr200} = \frac{t_{pr} [\mu s]}{200 [\mu s]} \quad (5.7)$$

astfel încît pentru îndeplinirea dezideratelor stabilite la începutul paragrafului trebuie să avem:

$$a. \quad k_c \leq 1 \quad (5.8)$$

$$b. \quad t'_{pr200} \geq 1 \quad \text{pentru utilizarea tiris-} \quad (5.9)$$

toarelor lente

$$t'_{pr200} < 1 \quad \text{pentru utilizarea tiris-} \quad (5.10)$$

toarelor rapide

$$t'_{pr30} \geq 1$$

$$c. \quad \pi - \alpha_2 + \Delta t^0 \geq 0 \quad (5.11)$$

Pentru calculul operativ al domeniului valorilor optime ale capacității de stingere, conform celor precizate mai sus, s-a întocmit un program de calcul în limbaj FORTRAN cu schema logică redată în figura nr. 5.4. Rulînd programul pentru următoarele valori:

$$\begin{cases} A_e = 1,58 \\ B_e = 0,79 \end{cases} \quad \begin{cases} A_e = 0,74 \\ B_e = 0,37 \end{cases} \quad \begin{cases} A_e = 0,0141 \\ B_e = 0,00363 \end{cases} \quad (5.12)$$

$$I'_{e1} = 0,02 ; I'_e = 0,02 ; I'_e \text{ limită} = 0,2$$

$$\alpha_2 = \alpha_4 = (45^0 - 150^0) ; U' = 1,27 ; A_c = (10,5 - 127)$$

rezultatele au fost sintetizate în figura nr. 5.4. Principalele observații ce se pot face pornind de la acestea sînt:

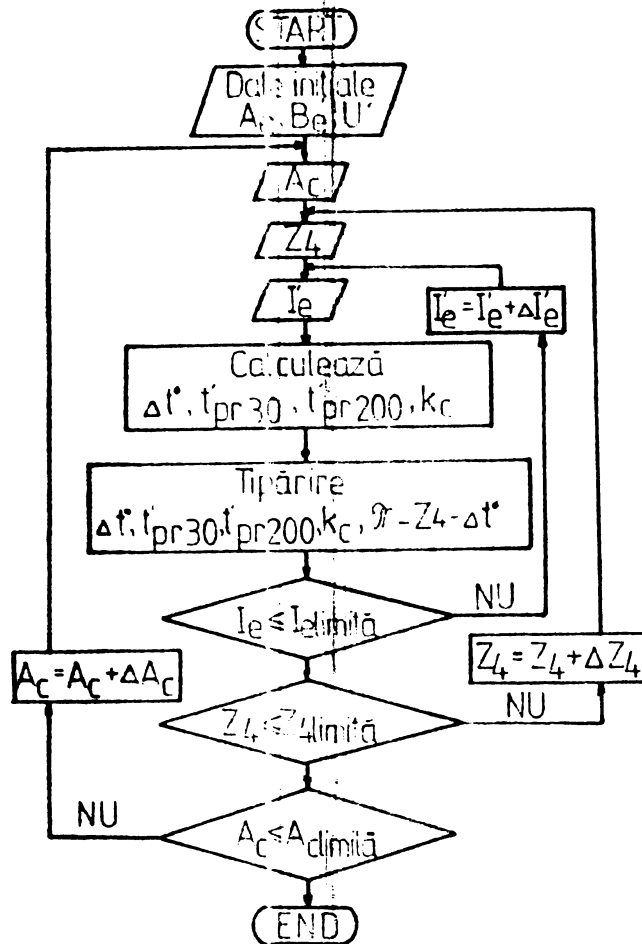


Figura nr.5.4. Schema logică de calcul pentru determinarea domeniului optim de valori ale capacității de stingere

de variație a lui α_2 , fără solicitare suplimentară în tensiune, se poate determina, în funcție de parametrii rețelei studiate și de valorile lui A_c din figura nr.5.5 (de exemplu pentru $A_c=15,8; A_e=1,58; B_e=0,79$; rezultă $\alpha_2 > 110^\circ$)

- sub aspectul asigurării timpului de protecție al tiristoarelor, situația cea mai dezavantajoasă se obține la inductivitate mică în circuitul de curent alternativ, valoare ridicată a curentului de sarcină, și capacitate de stingere mare (dependențele cantitative pot fi deduse din figura nr.5.5.b); pentru tiristoare lente pot interveni situații când nu se asigură acest timp de protecție, la utilizarea tiristoarelor rapide se poate funcționa pentru cazurile tratate cu orice $\alpha_2 > 90^\circ$.

Este de remarcat că dacă nu se dorește utilizarea tiristoarelor rapide se poate prevedea o inductivitate suplimentară astfel dimensionată încât să asigure funcționarea în situațiile limită din figura nr.5.5.b.

- situația cea mai dezavantajoasă sub aspectul solicitării în tensiune a semiconductoarelor apare pentru $\alpha_2 = 90^\circ$;
- oricât de redusă ar fi valoarea inductivității din circuitul de curent alternativ sau sarcina, funcționarea cu α_2 în jurul valorii de 90° nu se va putea realiza decât cu o supra-dimensionare corespunzătoare în tensiune a semiconductoarelor;
- domeniul optim

Referitor la condiția c.) precizată la începutul paragrafului se menționează că pentru toate cazurile rulate, condiția dată prin relația (5.12) a fost îndeplinită.

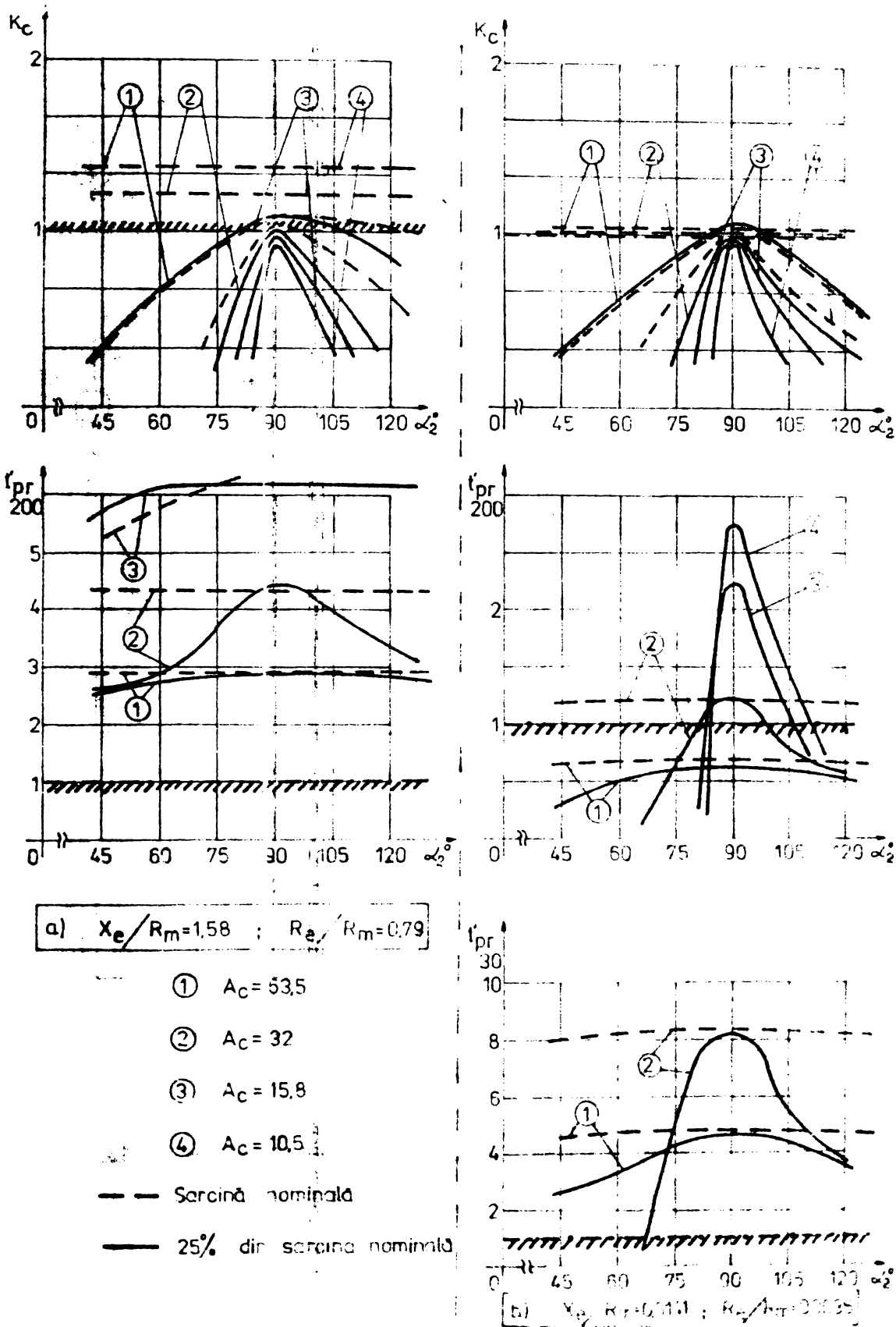
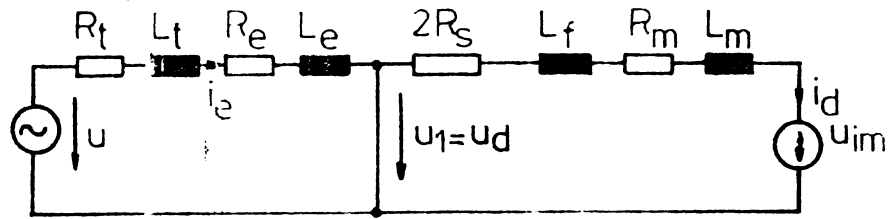


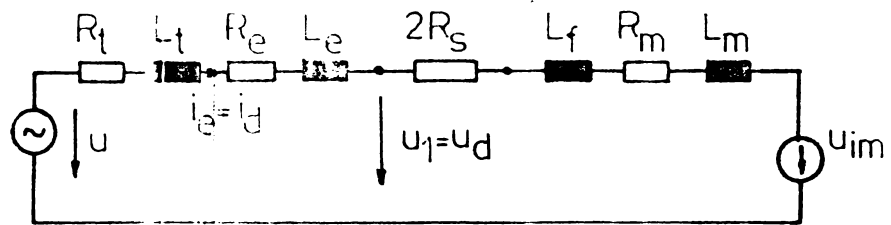
Figura nr.5.5. Variațiile mărimilor $k_c, t'_{pr 200}$ și $t'_{pr 30}$ funcție de α_2

5.4. Schemă echivalentă. Stabilirea sistemelor de ecuații

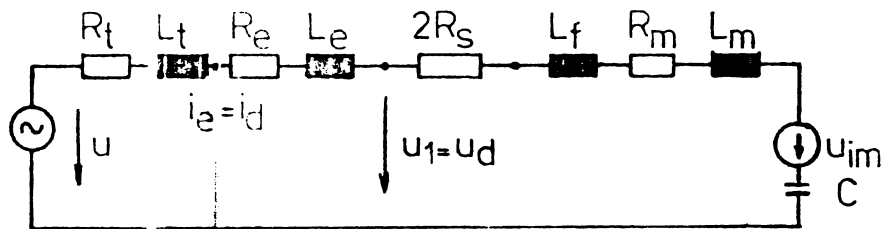
I Comutația de pe diode pe tiristoare



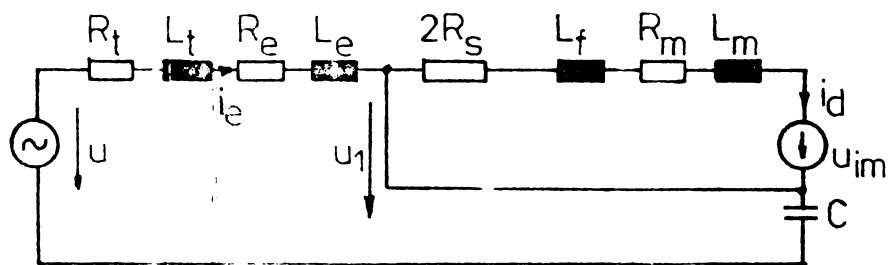
II Punte în conducție



III Descărcarea condensatorului de stingere și încărcarea lui, pînă la valoarea lui u_1



IV Încărcarea condensatorului pînă la valoarea maximă a tensiunii, comutația pe diodă



V Conducția diodelor

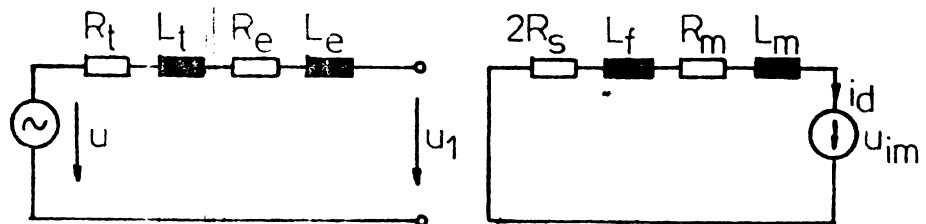


Figura nr.5.6. Schemele electrice echivalente ale sistemului

Stărilor de funcționare ale sistemului CSAC în punte

te monofazată de tip SNFA prezentate în paragraful 5.2.11 s-au asociat schemele echivalente din figura nr.5.5. Cu notațiile și observațiile prezentate în paragraful nr.3.2 și 4.3 se vor scrie sistemele de ecuații diferențiale în măriri raportate pentru fiecare din circuitele echivalente, cu precizarea condițiilor limită de trecere de la un sistem la altul. Sistemelor se vor completa cu ecuațiile ce definesc variațiile mărimilor mecanice și electrice ale mașinii electrice și se stabilesc pentru regimul de curent continuu neinterupt; în paragraful nr.5.5. urmează a se indica modul în care se obțin regimurile de curent continuu interupt.

Pentru starea I, intervalul $z \in (z_2, z_3)$ - comutație de pe diode pe perechea tiristor-diodă ce urmează la conducție:

$$\left\{ \begin{array}{l} u' = U' \sqrt{2} \sin z \\ u' - A_e \frac{di'_e}{dz} - B_e i'_e = 0 \\ u'_{im} + (A_m + A_r) \frac{di'_d}{dz} + (1 + B_s) i'_d = 0 \\ u'_d = 0 \\ u'_l = u' - A_e \frac{di'_e}{dz} - B_e i'_e \\ i'_c = 0 \\ u'_c = u'_c(z_2) \\ m' - \frac{P'_r}{\omega'_m} - M'_j = T_m \frac{d\omega'_m}{dz} \\ m' = \frac{u'_{im} i'_d}{\omega'_m} \\ u'_{im} = u'_{im}(i'_l, \omega'_m) \end{array} \right. \quad (5.13)$$

cu condiția inițială

$$i'_e(z_2) = 0 ; f'_c(z_2) = 0 \quad (5.14)$$

și condiția de determinare a lui z_3 :

$$i'_e(z_3) = i'_d(z_3) \quad (5.15)$$

Pentru starea II, intervalul $z \in (z_3, z_4)$ - punte în conducție :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 u' = U' \sqrt{2} \sin z \\
 u' - A_e \frac{di'_e}{dz} - B_e i'_e = u'_{im} + (A_m + A_f) \frac{di'_e}{dz} + (1 + B_s) i'_e \\
 i'_d = i'_e \\
 u'_d = u'_{im} + (A_m + A_f) \frac{di'_d}{dz} + (1 + B_s) i'_d \\
 u'_l = u' - A_e \frac{di'_e}{dz} - B_e i'_e \\
 i'_c = 0 \\
 u'_c = u'_c(z_2) \\
 m' = \frac{P'_r}{\omega'_m} - M'_0 = T'_m \frac{d\omega'_m}{dz} \\
 m' = \frac{u'_{im} i'_d}{\omega'_m} \\
 u'_{im} = u'_{im}(i'_d, \omega'_m)
 \end{array} \right. \quad (5.16)$$

Prin faptul că unghiul de blocare α_2 este dat și z_4 este cunoscut.

Pentru starea III, intervalul $z \in (z_4, z_5)$ - descărcarea condensatorului de stingere și încărcarea lui pînă la valoarea momentană a tensiunii alternative u'_l :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 u' = U' \sqrt{2} \sin z \\
 u' - u'_{im} - (A_e + A_m + A_f) \frac{di'_e}{dz} - (1 + B_s + B_e) i'_e - u'_c(z_2) - f'_c = 0 \\
 i'_d = i'_e \\
 u'_d = u'_{im} + (A_m + A_f) \frac{di'_d}{dz} + (1 + B_s) i'_d - u'_c(z_2) - f'_c \\
 u'_l = u' - A_e \frac{di'_e}{dz} - B_e i'_e \\
 i'_c = \frac{1}{A_c} \frac{df'_c}{dz} \\
 i'_c = i'_d \\
 u'_c = u'_c(z_2) + f'_c \\
 m' = \frac{P'_r}{\omega'_m} - M'_0 = T'_m \frac{d\omega'_m}{dz} \\
 m' = \frac{u'_{im} i'_d}{\omega'_m}
 \end{array} \right. \quad (5.17)$$

$$u'_{im} = u'_{im}(i'_d, \omega'_m)$$

cu condiția de determinare a lui z_5 :

$$u'_c(z_2) + f'_c(z_5) = u'_1(z_5). \quad (5.18)$$

Pentru starea IV, intervalul $z \in (z_5, z_6)$ - încărcarea condensatorului pînă la valoarea maximă a tensiunii și comutația curentului continuu de pe tiristorul de stingere pe diodă :

$$\left\{ \begin{array}{l} u' = U' \sqrt{2} \sin z \\ u' - A_e \frac{di'_e}{dz} - B_e i'_e - u'_c(z_2) - r'_c = 0 \\ u'_{im} + (A_m + A_f) \frac{di'_d}{dz} + (1 + B_g) i'_d = 0 \\ u'_d = 0 \\ u'_1 = u' - A_e \frac{di'_e}{dz} - B_e i'_e \\ i'_c = \frac{1}{A_c} \frac{df'_c}{dt} \\ i'_c = i'_e \\ u'_c = u'_c(z_2) + f'_c \\ m' \frac{P'_r}{\omega'_m} - M'_o = T'_m \frac{d\omega'_m}{dz} \\ m' = \frac{u'_{im} i'_d}{\omega'_m} \\ u'_{im} = u'_{im}(i'_d, \omega'_m) \end{array} \right. \quad (5.19)$$

cu condiția de determinare a lui z_6 :

$$i'_{e'}(z_6) = 0. \quad (5.20)$$

Pentru starea V, intervalul $z \in (z_6, z_2 + \pi)$:

$$\left\{ \begin{array}{l} u' = U' \sqrt{2} \sin z \\ i'_e = 0 \\ u'_{im} + (A_m + A_f) \frac{di'_d}{dz} + (1 + B_g) i'_d = 0 \\ u'_d = 0 \\ u'_1 = u' - A_e \frac{di'_e}{dz} - B_e i'_e \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i'_c = 0 \\ u'_c = u'_c(z_2) - f'_c \\ m' - \frac{P'_r}{\omega'_m} - I'_0 = I'_m \frac{d\omega'_m}{dz} \\ m' = \frac{u'_{im} i'_d}{\omega'_m} \\ u'_{im} = u'_{im}(i'_d \omega'_m) \end{array} \right. \quad (5.21)$$

și :

$$i'_d(z_2) = i'_c(z_2 + \pi) \quad (5.22)$$

$$u'_c(z_2) = -u'_c(z_2 + \pi). \quad (5.23)$$

Sistemele prezentate permit, la U', P'_r (sau ω'_m), $z_2 = \alpha_1, z_4 = \alpha_2$ date și cu cunoașterea constantelor și mărimilor caracteristice mașinii de curent continuu calculul necunoscutelor $i'_e, i'_d, i'_c, u'_{im}, u'_d, u'_c, u'_l, m', \omega'_m$ (sau P'_r), z_3, z_5 și z_6 . La trecerea de la un sistem la altul mărimile pentru care nu au fost stabilite condiții explicite sînt continue.

Si pentru acest caz este suficientă rezolvarea sistemelor pentru o semiperioadă a tensiunii alternative $(z_2, z_2 + \pi)$ deoarece :

$$\begin{aligned} i'_d(z + \pi) &= i'_d(z) ; & i'_e(z + \pi) &= -i'_e(z) ; \\ i'_c(z + \pi) &= -i'_c(z) ; & u'_c(z + \pi) &= -u'_c(z) ; \\ u'_d(z + \pi) &= u'_d(z) ; & u'_l(z + \pi) &= -u'_l(z) ; \\ m'(z + \pi) &= m'(z) ; & u'_{im}(z + \pi) &= u'_{im}(z) ; \\ \omega'_m(z + \pi) &= \omega'_m(z). \end{aligned} \quad (5.24)$$

5.5. Integrarea numerică a sistemelor de ecuații diferențiale

Principiul metodei utilizate pentru rezolvarea sistemelor de ecuații diferențiale stabilită anterior este identic cu cel utilizat la determinarea performanțelor sistemului CSAC în punte monofazată de tip SNA- motor de c.c. serie prezentat în capitolul 3.

Schema logică a unui ciclu de integrare numerică a sistemelor de ecuații este redata în figura nr.5.7. Ca valori inițiale, necesare pentru demararea integrării prin metoda Runge-Kutta-Gill utilizată, s-au adoptat valori a-

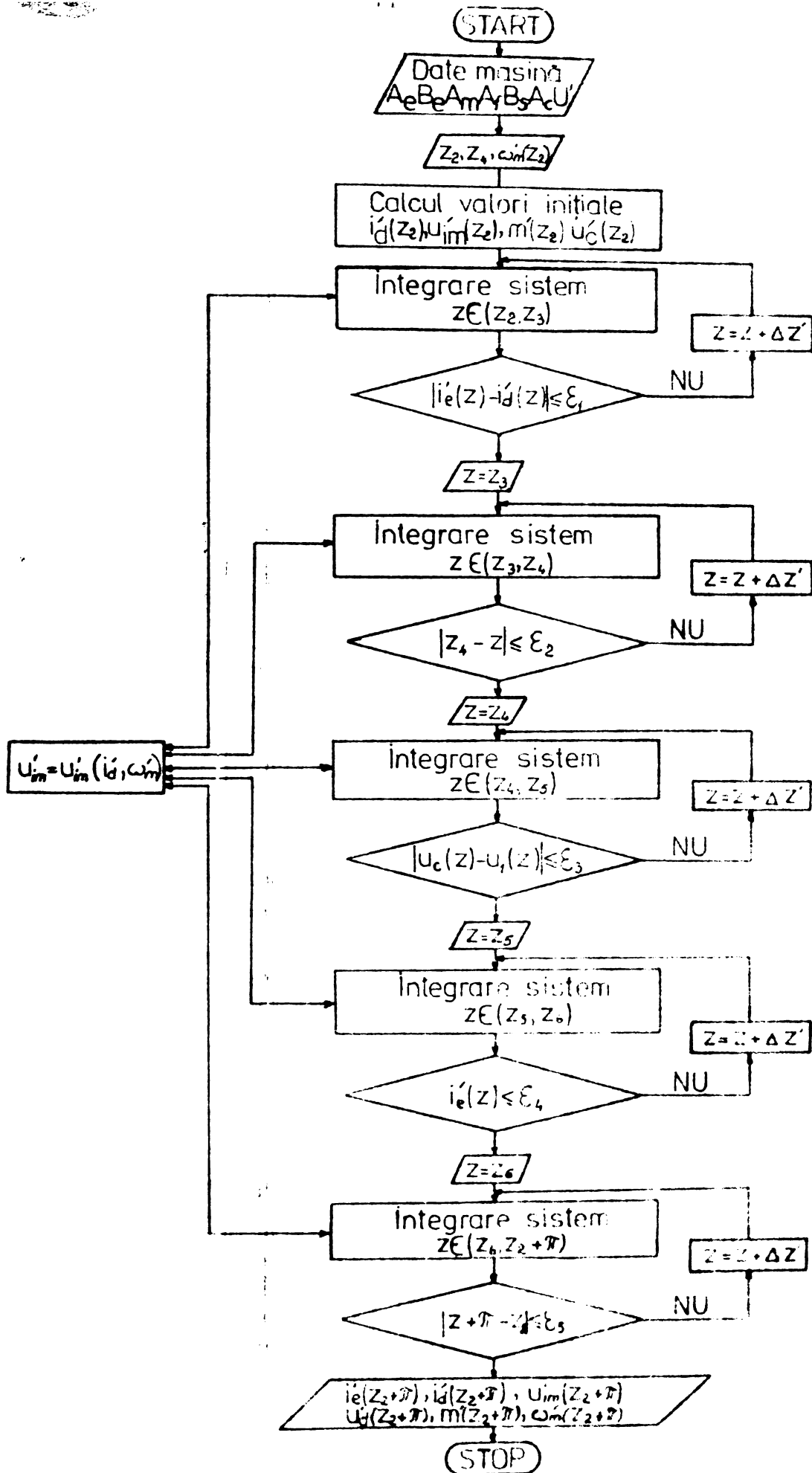


Figura nr.5.7. Schema logică a algoritmului de integrare a sistemelor de ecuații

proximative, stabilite în condiții ideale (variații sinusoidale ale mărimilor de curent alternativ și mărimile de curent continuu constante în timp). Cu valorile constantelor mașinii și sistemului cunoscute, la $U', z_2 = \alpha_1, z_4 = \alpha_2$ și $\omega'_m(z_2)$ date se procedează la un ciclu de integrare, la trecerea de la un sistem de ecuații la altul ținându-se cont de relațiile de determinare a lui z_3 -(5.15); z_5 -(5.18); z_6 -(5.20) și de condițiile de frontieră specificate în paragraful precedent. În fiecare din punctele de integrare, în mod identic ca și în capitolele precedente se calculează funcție de i'_d și ω'_m valoarea tensiunii e.m. induse u'_{im} . La capătul unui ciclu de integrare se obțin valorile necunoscutele $i'_e, i'_d, u'_{im}, u'_d, m', u'_c, i'_c$, fără să se respecte însă condițiile specifice regimului staționar (5.22), (5.23).

Incadrarea algoritmului de integrare a sistemelor în schema generală de calcul este prezentată în figura nr. 5.8. În funcție de diferența $i'_d(z_2) - i'_d(z_2 + \pi)$ se calculează noua valoare a lui $i'_d(z_2)$ cu care se procedează la un nou ciclu de integrare pînă la atingerea regimului staționar d.p.d.v. al lui i'_d . Se trece la o nouă serie de iterații, suprapusă peste cea prezentată anterior necesară pentru respectarea condiției din relația (5.23) adică asigurarea regimului staționar și d.p.d.v. al tensiunii pe condensatorul de stingere. La fel ca și în capitolul 4, cu scopul micșorării timpului de calcul, nu s-a impus ca dată inițială puterea la arborul mașinii de c.c. $-P'_r$ deoarece în acest caz ar fi fost necesară o a treia serie de iterații pentru atingerea acestei valori, ci s-a impus viteza unghiulară ω'_m a mașinii electrice. Această alegere este cu atât mai mult justificată cu cît, după cum se va vedea la discuția rezultatelor obținute în urma integrării numerice, variațiile în timp ale vitezei unghiulare în funcție de $z = \omega t$ sînt neglijabile, ca urmare a constantei mecanice mari a sistemului.

Regimul de conducție întreruptă (curent continuu întrerupt) se selectează din cazurile propuse pentru integrare prin aceea că dacă noua valoare a lui $i'_d(z_2)$ este nulă și s-a atins regimul staționar d.p.d.v. al tensiunii pe condensatorul de stingere se pornește ultimul ciclu de integrare al sistemelor de ecuații (cel de tipărire) cu această valoare, sistemul funcționînd în regim de conducție întreruptă.

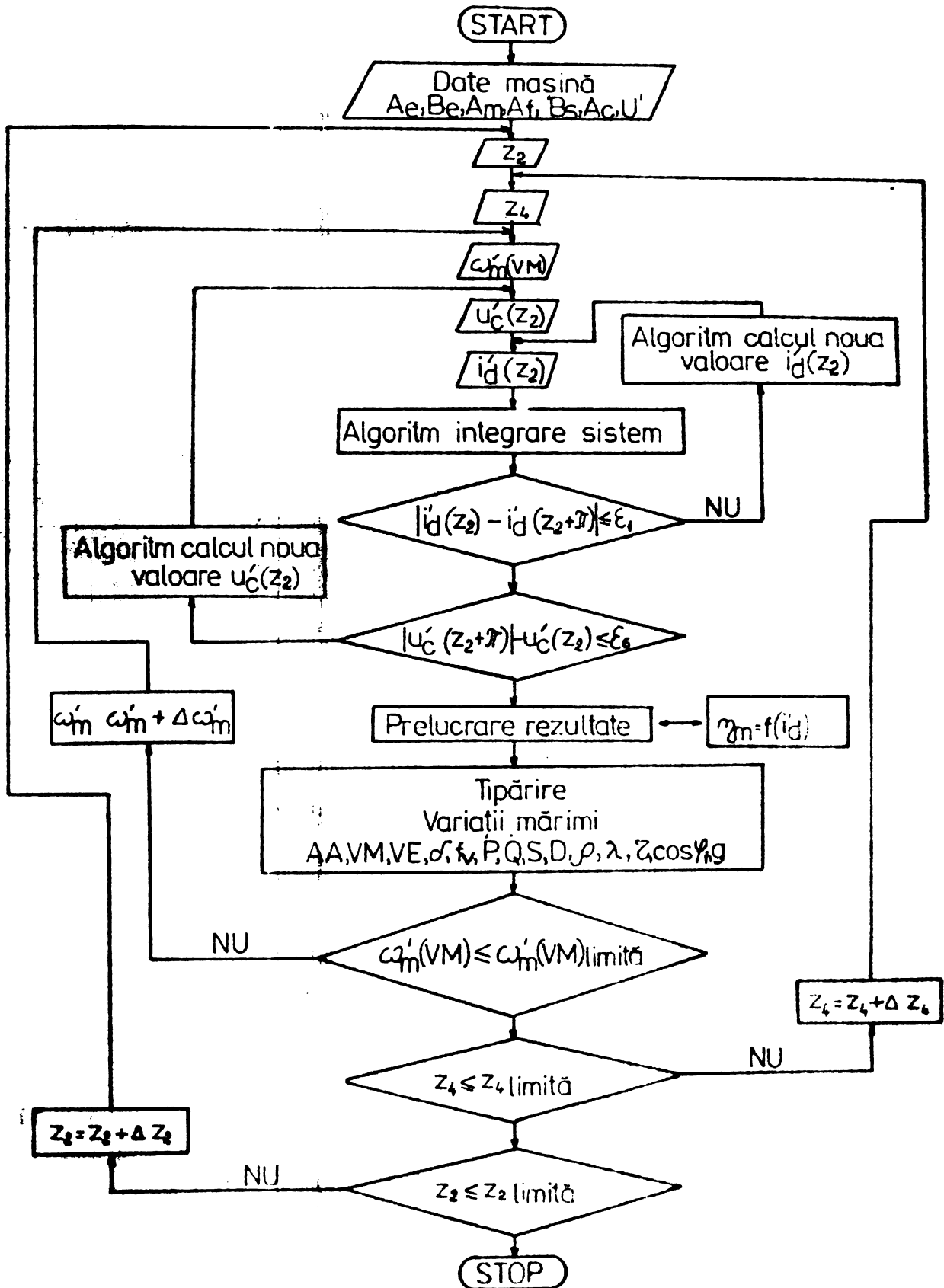


Figura nr. 5.8. Schemă logică generală de calcul a mărimilor caracteristice sistemului

Privitor la prelucrarea rezultatelor, pentru fiecare punct de funcționare, rămân valabile cele stabilite în paragraful 3.4 (vezi și figura nr. 5.3).

Modificând perechile de valori $\omega_m, z_2 = \alpha_1, z_4 = \alpha_2$, respectiv cele dependente de schemă - A_e, B_e, A_f, B_g, A_c - se pot obține toate punctele din domeniul de funcționare posibil al sistemului.

Timpul de calcul necesar pentru un punct de funcționare, conform programului de calcul în limbaj FORTRAN conceput, variază între 2 și 5 minute (caz extrem 10 minute), în funcție de numărul de iterații necesare.

5.5. Prezentarea și discuția rezultatelor obținute în urma integrării numerice

Programul de calcul întocmit pentru rezolvarea sistemelor de ecuații din paragraful nr.5.4., a fost rulat pe un calculator de tip FB11X pentru următoarele cazuri:

$$a) X_e/R_m = 1,58 ; R_e/R_m = 0,79 \quad (5.25)$$

$$b) X_e/R_m = 0,74 ; R_e/R_m = 0,37 \quad (5.26)$$

$$c) X_e/R_m = 0,0141 ; R_e/R_m = 0,00363 \quad (5.27)$$

Pentru cazul a) s-au ales următoarele perechi de valori pentru unghiurile de amorsare și blocare ale punții:

$$1^\circ \quad \alpha_1 = 30^\circ \quad \alpha_2 = 60^\circ; 90^\circ; 120^\circ; 150^\circ \quad (5.28)$$

$$2^\circ \quad \alpha_1 = 60^\circ \quad \alpha_2 = 90^\circ; 120^\circ; 150^\circ \quad (5.29)$$

$$3^\circ \quad \alpha_1 = 90^\circ \quad \alpha_2 = 120^\circ; 150^\circ \quad (5.30)$$

$$4^\circ \quad \alpha_1 = 120^\circ \quad \alpha_2 = 150^\circ \quad (5.31)$$

iar la cazurile b) și c) :

$$5^\circ \quad \alpha_1 = 60^\circ \quad \alpha_2 = 90^\circ; 120^\circ; 150^\circ \quad (5.32)$$

Conform celor stabilite în paragraful nr.5.2. referitor la valorile capacităților de stingere, s-au stabilit pentru fiecare din situațiile mai sus precizate următoarele valori ale reactanței capacitive raportate:

$$X_c/R_m = 10; 15,8 ; 32 ; 63,5 \quad (5.33)$$

Nu s-a analizat pentru cazul CSAC în punte cu comutație forțată influența inductivității de filtrare asupra performanțelor sistemului (vezi motivația în paragraful nr.4.5.).

Pentru un set de valori $X_e/R_m, R_e/R_m, X_c/R_m, \alpha_1$ și

α_2 s-au ales în medie 5 valori impuse ale vitezei unghiulare raportate a mașinii electrice ω'_m , deci tot atâtea puncte de funcționare ale acesteia.

Variațiile în timp ale principalelor mărimi caracteristice sistemului pentru un regim de curent continuu întrerupt la $\alpha_1=60^\circ$ și $\alpha_2=90^\circ$, sînt redată în figura nr.5.9.

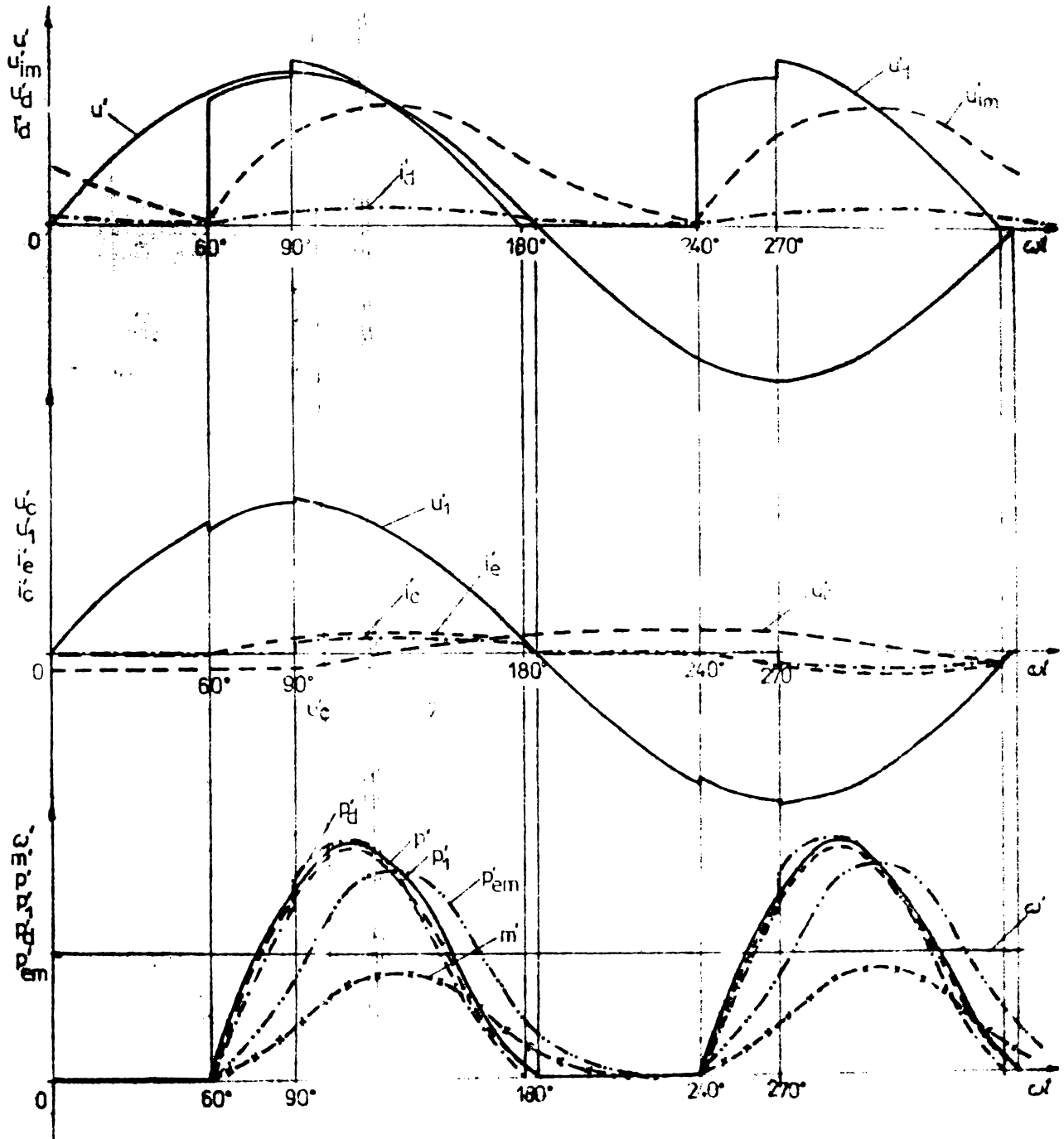


Figura nr.5.9. Formele de undă ale mărimilor calculate funcție de $z=\omega t$ pentru un regim de conducție întreruptă la $\alpha_1=60^\circ$; $\alpha_2=90^\circ$

Referitor la viteza unghiulară ω'_m , cuplul electromagnetic m' , t.e.m. indusă u'_{1m} a mașinii electrice, curentul continuu

i'_d și la variațiile puterilor p'_1, p' și p'_{em} rămân valabile cele precizate în paragrafele 3.5 și 4.5. Forma tensiunii continue redresate u'_d se va modifica față de situațiile precedente analizate prin apariția virfului de tensiune corespunzător comutației forțate, pentru cazul reprezentat, la $\alpha_2=90^\circ$.

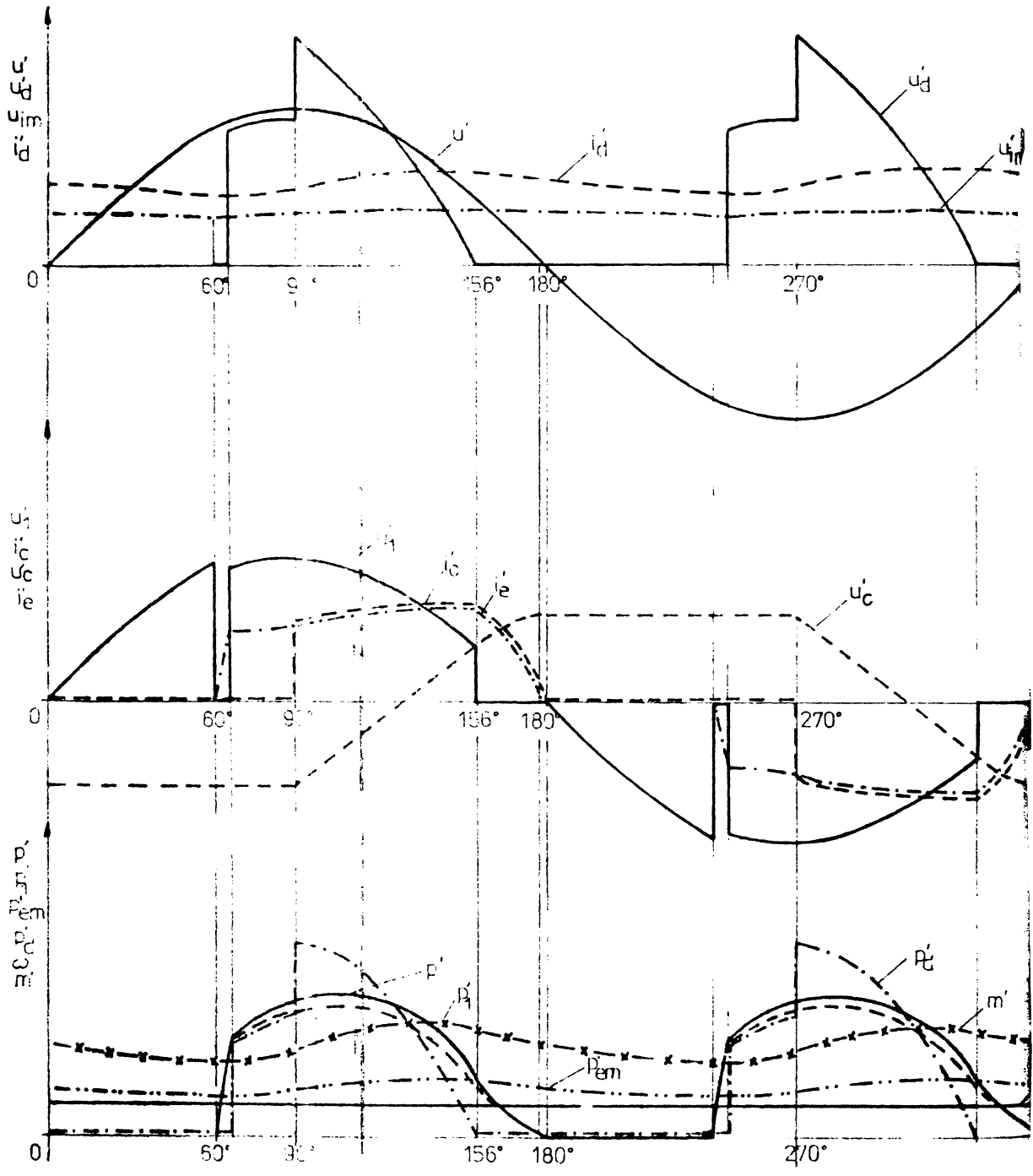


Figura nr.5.10. Formele de undă ale mărimilor calculate în funcție de $z=\omega t$ pentru un regim de conducție neîntreruptă la $\alpha_1=60^\circ; \alpha_2=90^\circ$.

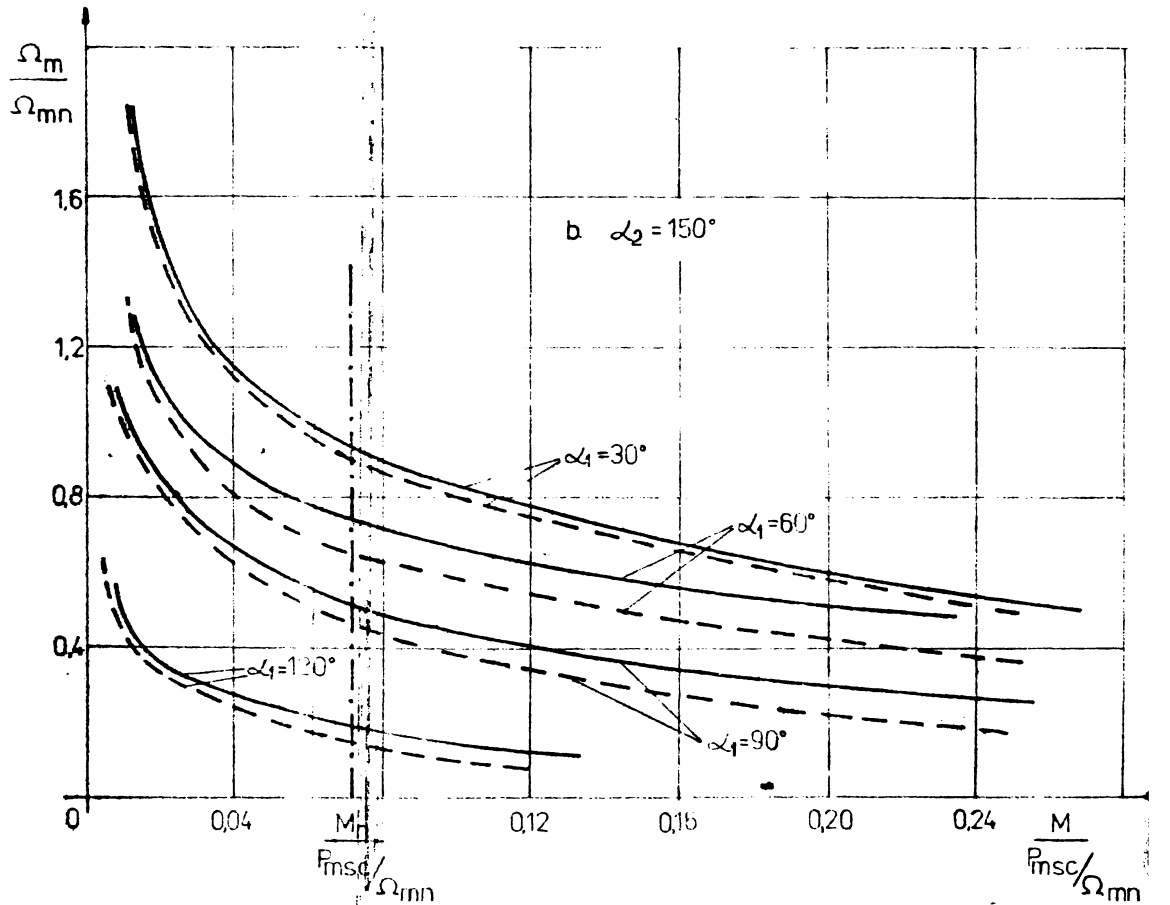
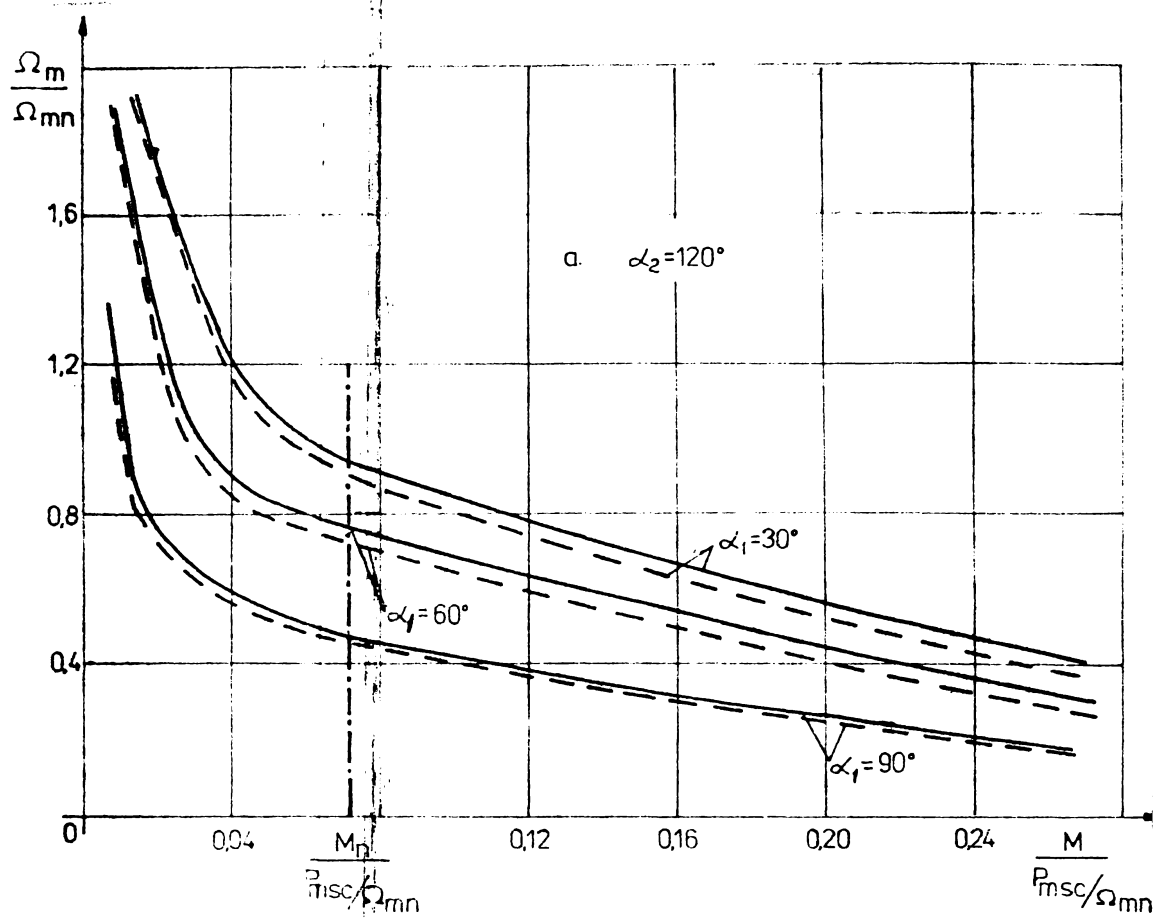
Datorită valorii reduse a curentului i'_d , tensiunea

maximă la care se încarcă capacitatea de stingere va fi mică și durata procesului de descărcare și reîncărcare a capacității de stingere mare. Lipsește domeniul de comutație al curentului de pe diode pe perechea tiristor-diodă (starea I). Trecerea la regimul de conducție neîntreruptă (figura nr.5.10), are în general aceleași efecte ca și cele discutate în paragrafele 3.5 și 4.5. Datorită valorii mari a curentului continuu, tensiunea nominală de pe capacitatea de stingere va crește, corespunzător vârful de tensiune prezent în forma de variație a tensiunii redresate u_d' se va mări.

Sînt prezente toate stările de funcționare descrise în paragraful nr.5.3. Comparînd situațiile corespunzătoare regimurilor de curent întrerupt și de conducție neîntreruptă se observă că durata procesului de descărcare și reîncărcare a capacității de stingere nu diferă mult de la o situație la alta, cu toate că acest proces se desfășoară dependent de curentul de sarcină, care în ultimul caz este evident mai mare. Explicația constă în faptul că în regim de conducție neîntreruptă crește valoarea maximă a tensiunii pe capacitatea de stingere, ea fiind dependentă de valoarea curentului din circuitul de sarcină.

Caracteristicile mecanice ale motorului de c.c. serie alimentat de la CSAC cu comutație forțată (figura nr.5.11) au fost redată pentru două situații ale unghiului de blocare α_2 considerate constante și unghiul de amorsare α_1 variabil. La $\alpha_2 = 120^\circ$ (figura nr.5.11.a) plaja caracteristicilor mecanice este mai restrînsă (vezi și caracteristicile externe ale CSAC—figura nr.5.12;5.13); la cuplul nominal domeniul de modificare al turației este cuprins între (0,4-1) din viteza unghiulară raportată ω_m' . Această situație este explicată prin faptul că începînd cu momentul blocării CSAC (α_2), în timpul stărilor de funcționare III și IV (vezi paragraful nr.5.2), pe motor avem tot timpul și aproape pînă la trecerea prin zero a tensiunii, tensiunea de pe capacitatea de stingere ceea ce ^{nu} permite scăderea tensiunii medii redresate. Situația se ameliorează în cazul $\alpha_2 = 150^\circ$ (figura nr.5.11.b), caz în care plaja de modificare a turației crește corespunzător. Situația se apropie mai mult de cazul CSAC monofazat în punte de tip SNA necompensat.

Din analiza caracteristicilor externe ale CSAC, (figura nr.5.12) rezultă clar că modalitatea de modificare a valorii medii a tensiunii redresate la acest tip de con-



$X_e/R_m = 1.8$; $R_e/R_m = 0.79$; $-X_c/R_m = 10$; $--X_c/R_m = 63.5$;

Figura nr.5.11. Caracteristicile mecanice ale motorului de c.c. serie alimentat de la CSAC cu comutație forțată pentru α_1 variabil și $\alpha_2 = 120^\circ$ (a) respectiv $\alpha_2 = 150^\circ$ (b)

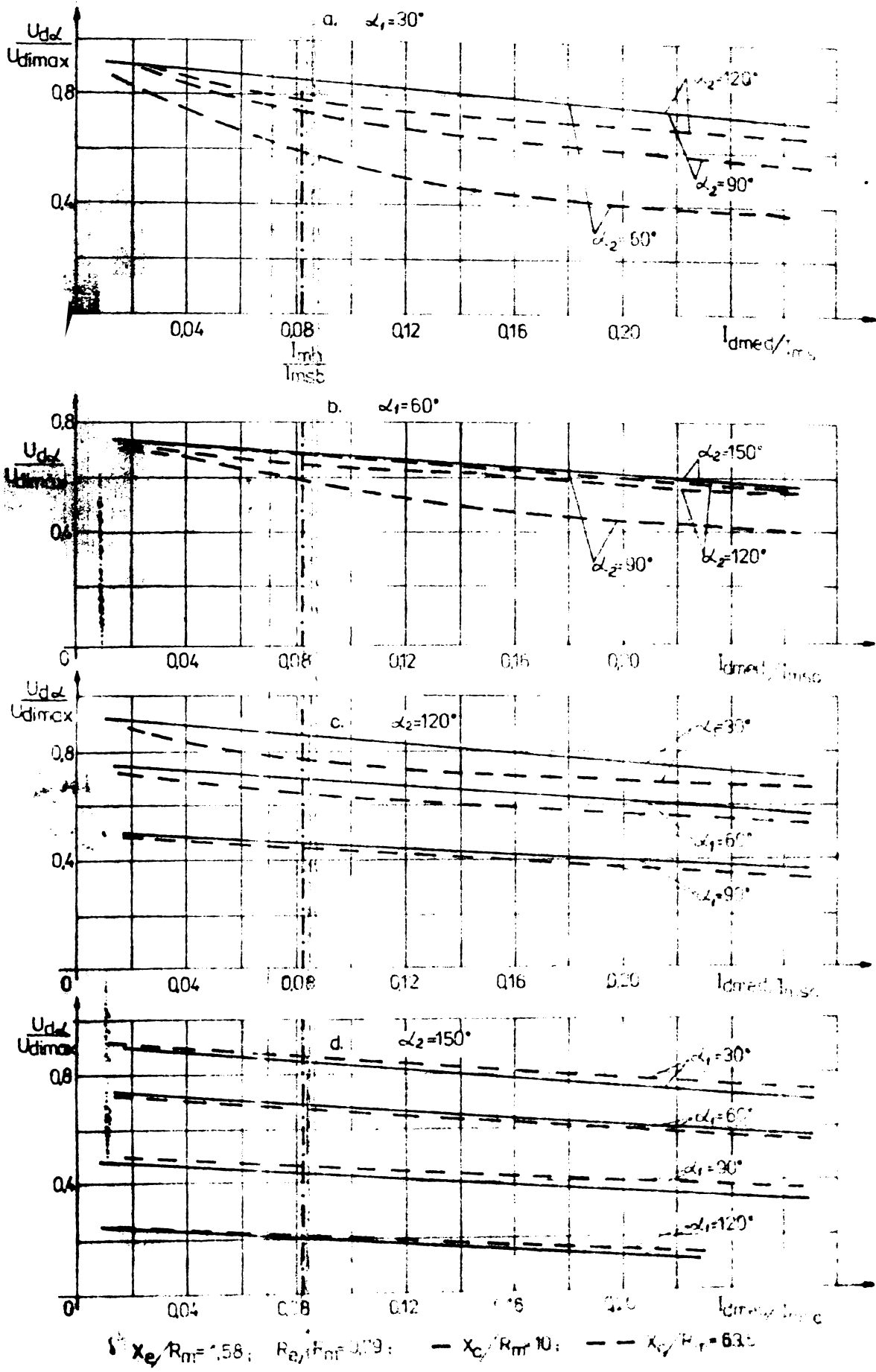


Figura nr.5.12: Caracteristicile externe ale CSAC de tip SNFA la X_c/R_m variabil : a) $\alpha_1 = 30^\circ$; α_2 variabil; b) $\alpha_1 = 60^\circ$; α_2 variabil; c) α_1 variabil; $\alpha_2 = 120^\circ$; d) α_1 variabil; $\alpha_2 = 150^\circ$

vector cu descărcarea capacității de stingere dependentă de curentul din circuitul de sarcină este cea de variere a unghiului de amorsare α_1 la unghiul de blocare $\alpha_2 = ct$ (figura nr.5.12.c. și d.). La acest mod de comandă plaja de modificare a tensiunii continue redresate este largă, spre deosebire de situația când se menține unghiul de amorsare

$\alpha_1 = ct$ și se variază α_2 (figura nr.5.12.a. și b.), în care, pentru o capacitate de stingere de valoare mare $-X_c/R_m = 10$ - practic caracteristicile externe pentru α_2 variabil se suprapun. Pornind de la aceasta, analiza rezultatelor obținute în urma rezolvării sistemelor de ecuații se vor face, în special pentru modul de comandă cu α_1 variabil și $\alpha_2 = ct$. O capacitate de stingere mai mare conduce la creșterea valorii medii a tensiunii redresate cu repercursiuni și asupra caracteristicilor mecanice ale mașinii electrice (vezi figura nr.5.11). Creșterea impedanței din circuitul de curent alternativ are drept urmare creșterea înclinației caracteristicilor externe, deci valori ale tensiunii continue redresate medii mai reduse la valori mari ale curentilor de sarcină (figura nr.5.13).

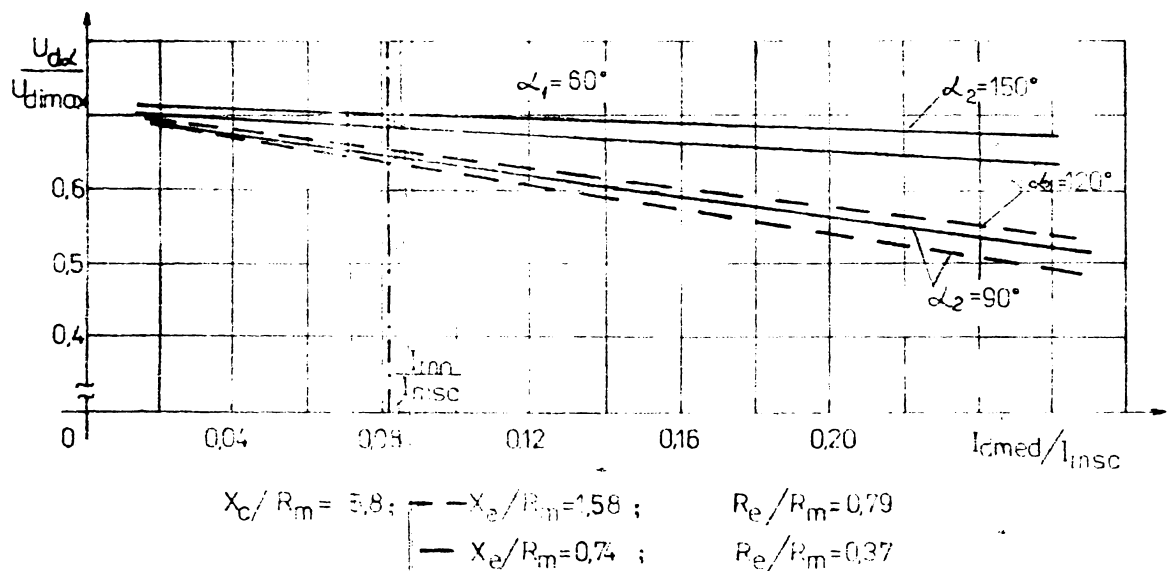


Figura nr.5.13. Caracteristicile externe ale CSAC de tip BNFPA la X_c/R_m și R_e/R_m variabili

Pentru analiza mărimilor din circuitul de curent continuu s-a considerat utilă reprezentarea mărimilor caracteristice ale curentului și tensiunii redresate.

Valoarea efectivă a curentului continuu, la valoarea nominală a curentului continuu, pentru toate cazurile a-

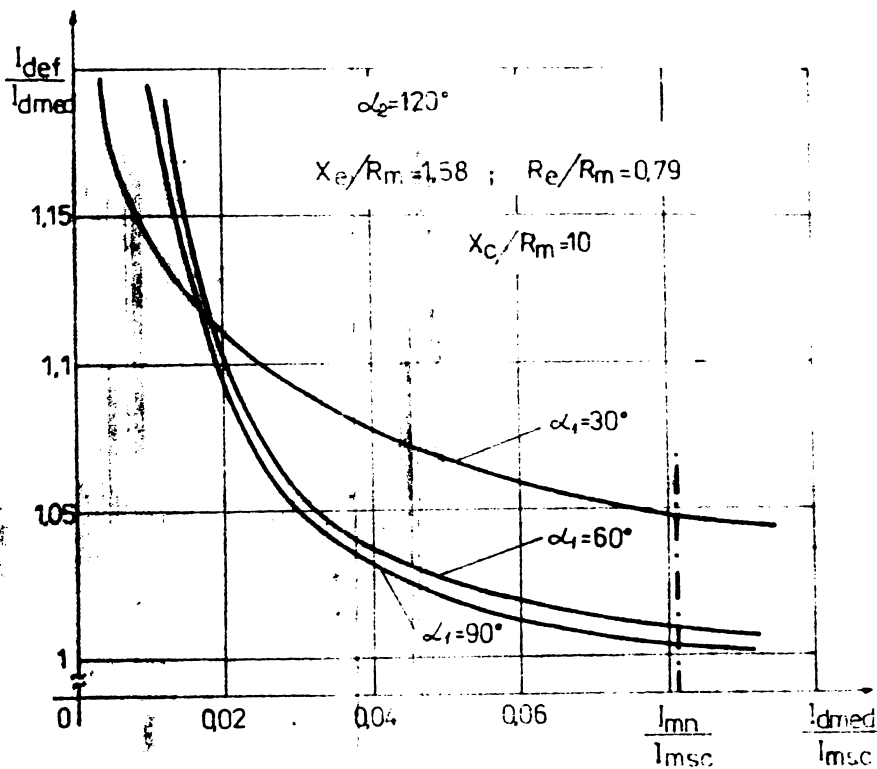


Figura nr.5.14. I_{def}/I_{dmed} funcție de I_{dmed}/I_{msc} la $\alpha_2 = ct$ și α_1 variabil.

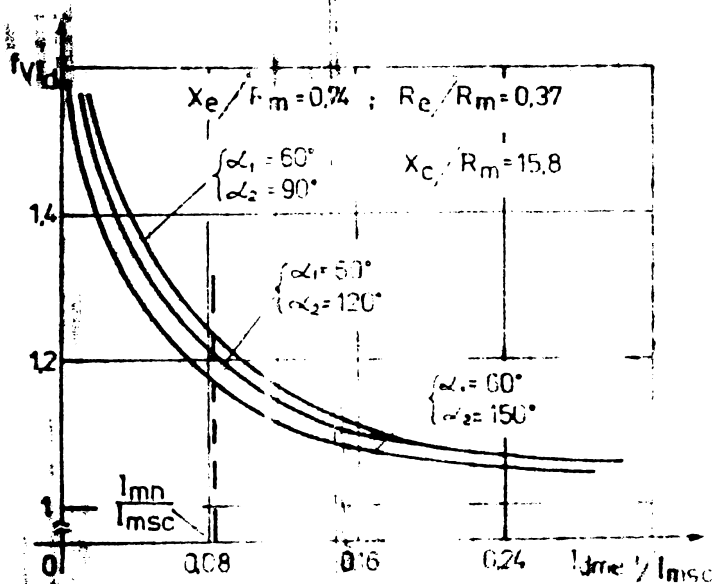


Figura nr.5.15. Dependenta factorului de vîrf al curentului continuu f_{VId} de I_{dmed}/I_{msc} la $\alpha_1 = 60^\circ$ și α_2 variabil

nalizate este cu maxim 5% mai mare decit cea medie (figura nr.5.14). In regimurile limita de conducție intreruptă valoarea efectivă a curentului continuu este în medie cu 20% mai mare decit valoarea medie.

Factorul de vîrf al curentului continuu f_{VId} (figura nr.5.15), prezintă, la valoarea curentului nominal al masinii electrice, la unghiul de blocare α_2 variabil, valori cuprinse între 1,1 și 1,3, mai scăzute pentru valori α_2 mai mari. Influența unghiului de amortizare α_1 asupra acestei marimi este cunoscută din rezultatele pre-

zentate în paragraful nr.3.5.

Analiza armonică a curentului redresat pentru regimul de conducție intreruptă limită și regimul de putere

nominală (figura nr.5.16) a fost redată pentru combinațiile semnificative dintre valorile lui α_1 și α_2 la două valori ale reactanței capacitive X_c/R_m . În general se poate afirma

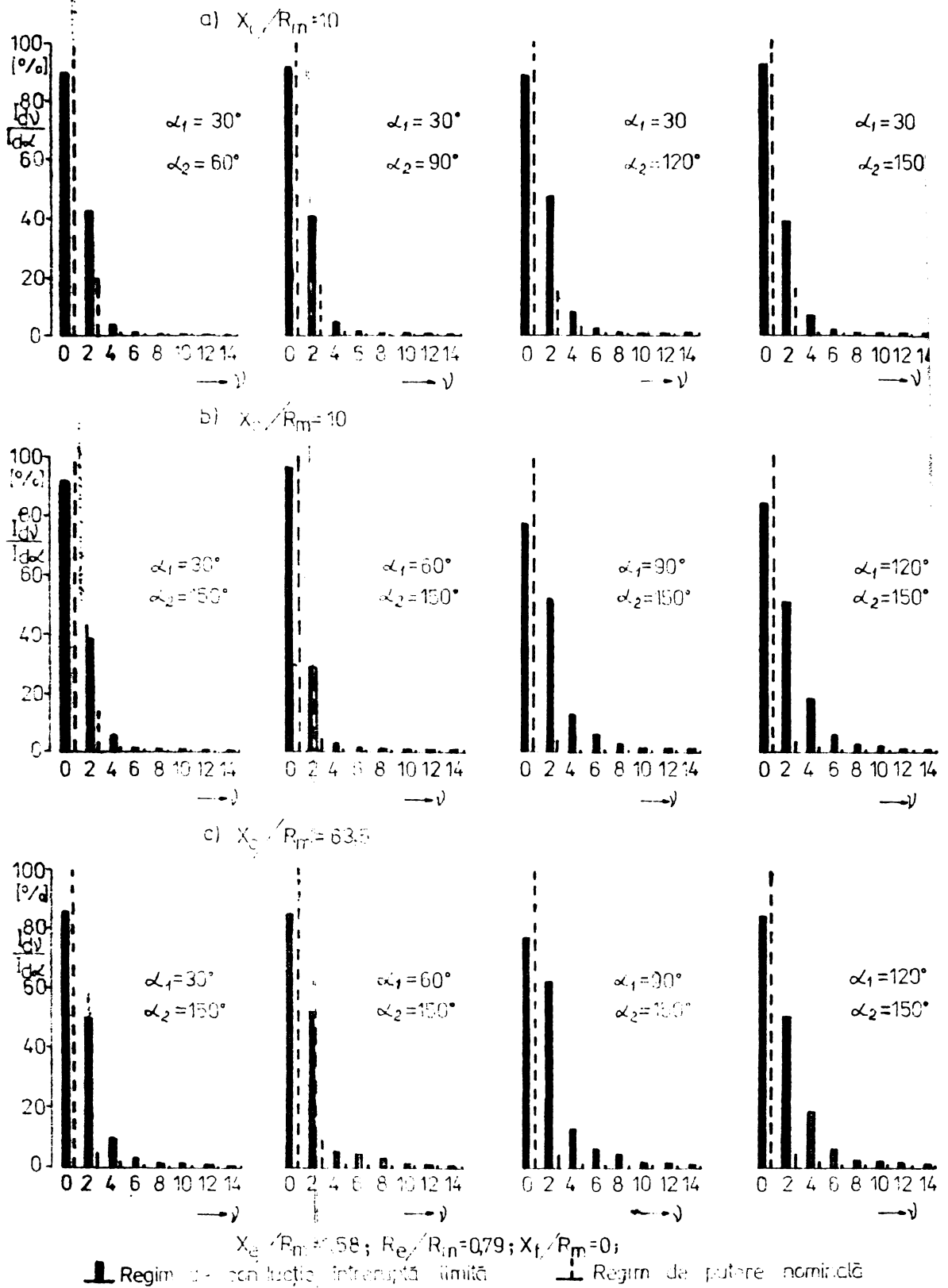


Figura nr.5.16. Analiza armonică a curentului continuu redresat I_d în regim de putere nominală și la regimul de conducție întreruptă limită pentru α_1 și α_2 și X_c/R_m variabili

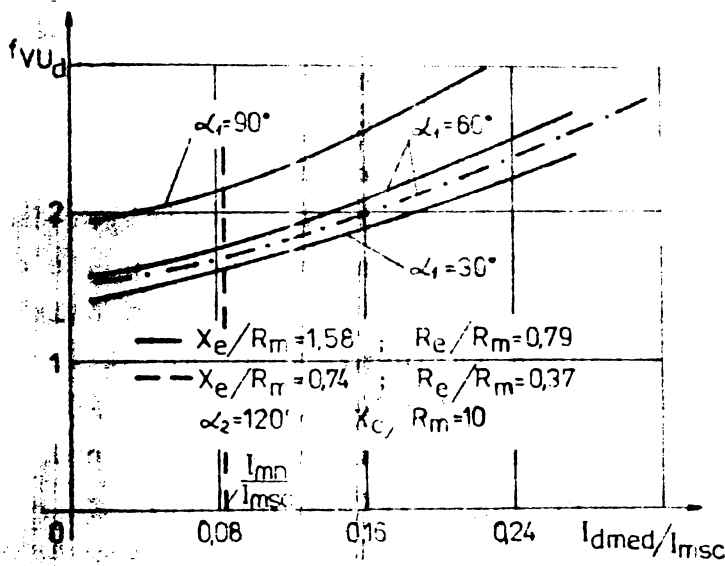


Figura nr.5.17. Variația factorului de vîrf a tensiunii continue redresate funcție de I_{dmed}/I_{msc} la $\alpha_2=120^\circ$; $X_c/R_m=10$ și $\alpha_1, X_e/R_m, R_e/R_m$ variabili.

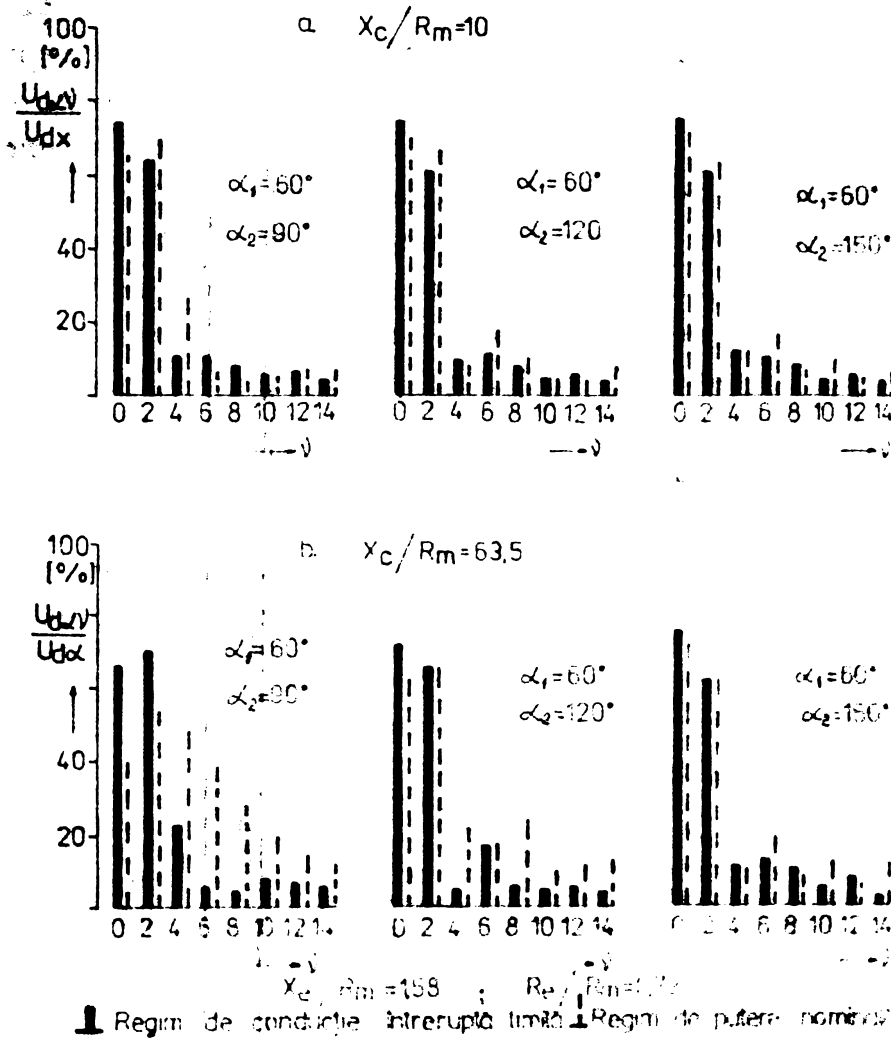


Figura nr.5.18. Analiza armonică a tensiunii continue redresate U_d în regim de putere nominală și la regimul de conducție întreruptă limită pentru α_1, α_2 și X_c/R_m variabili.

că în regim de funcționare la puterea nominală la arborele mașinii electrice, armonica a doua nu depășește în nici una din situații 20%. În regim de conducție întreruptă, o influență mai mare asupra armonicilor, în sensul creșterii acestora o are unghiul de amorsare α_1 , decât cel de blocare α_2 . O capacitate de stingere de valoare redusă (figura nr.5.16.c) modifică în mare măsură spectrul armonicilor, în aceste situații, ($\alpha_1=90^\circ$; $\alpha_2=150^\circ$) armonica a doua poate deveni aproape egală cu valoarea medie a curentului continuu.

Având în vedere influența comutației forțate asupra formei tensiunii redresate furnizate de CSAC, s-a considerat utilă analiza mai amănunțită a acesteia prin intermediul factorului de vîrf f_{VUD} (figura nr.5.17) și a spectrului de armonici pentru situațiile cele mai dezavantajoase (figura nr.5.18). În momentul blocării unui tiristor principal al CSAC, tensiunea capacității de stingere se suprapune peste valoarea momentană a tensiunii redresate; se obțin astfel valori ridicate pentru f_{VUD} , dependente de unghiul de blocare α_2 , de impedanța din circuitul de tensiune alternativă și de capacitatea de stingere. Tensiunea continuă redresată are un spectru larg de frecvență, pr_oцентual, valoarea armonicilor a doua este apropiată de valoarea medie a tensiunii redresate. Cum deformarea variației tensiunii redresate este mai pronunțată la valori mari ale curentului redresat, în regim de putere nominală, valorile armonicilor sînt mai ridicate în acest caz.

Factorul de distorsiune al curentului alternativ absorbit de sarcină, δ_{Ie} (figura nr.5.19) are valorile cuprinse între 0,2 și 0,6, crescînd cu sarcina și cu creșterea un-

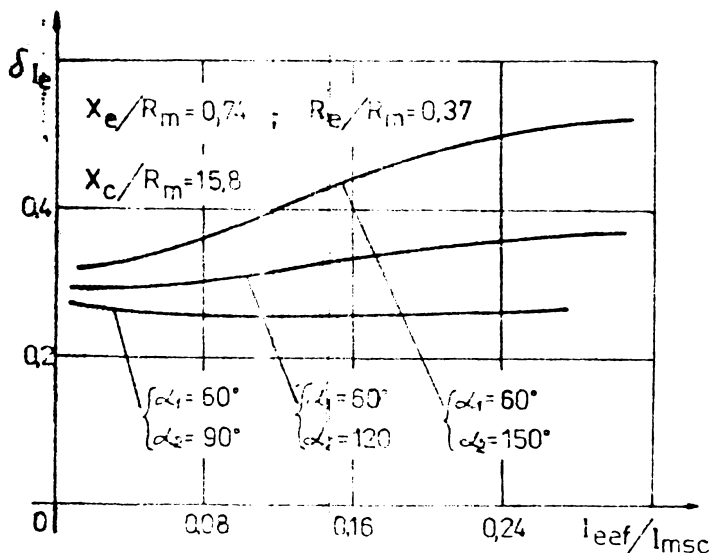


Figura nr.5.19.
Variația coeficientului de distorsiune al curentului alternativ δ_{Ie} funcție de I_{eef}/I_{msc} la $\alpha_1=60^\circ$, $X_c/R_m=15,8$ și α_2 variabil

ghiului de blocare α_2 . Spectrul armonicilor curentului alternativ absorbit de la sursă (figura nr.5.20) evidențiază

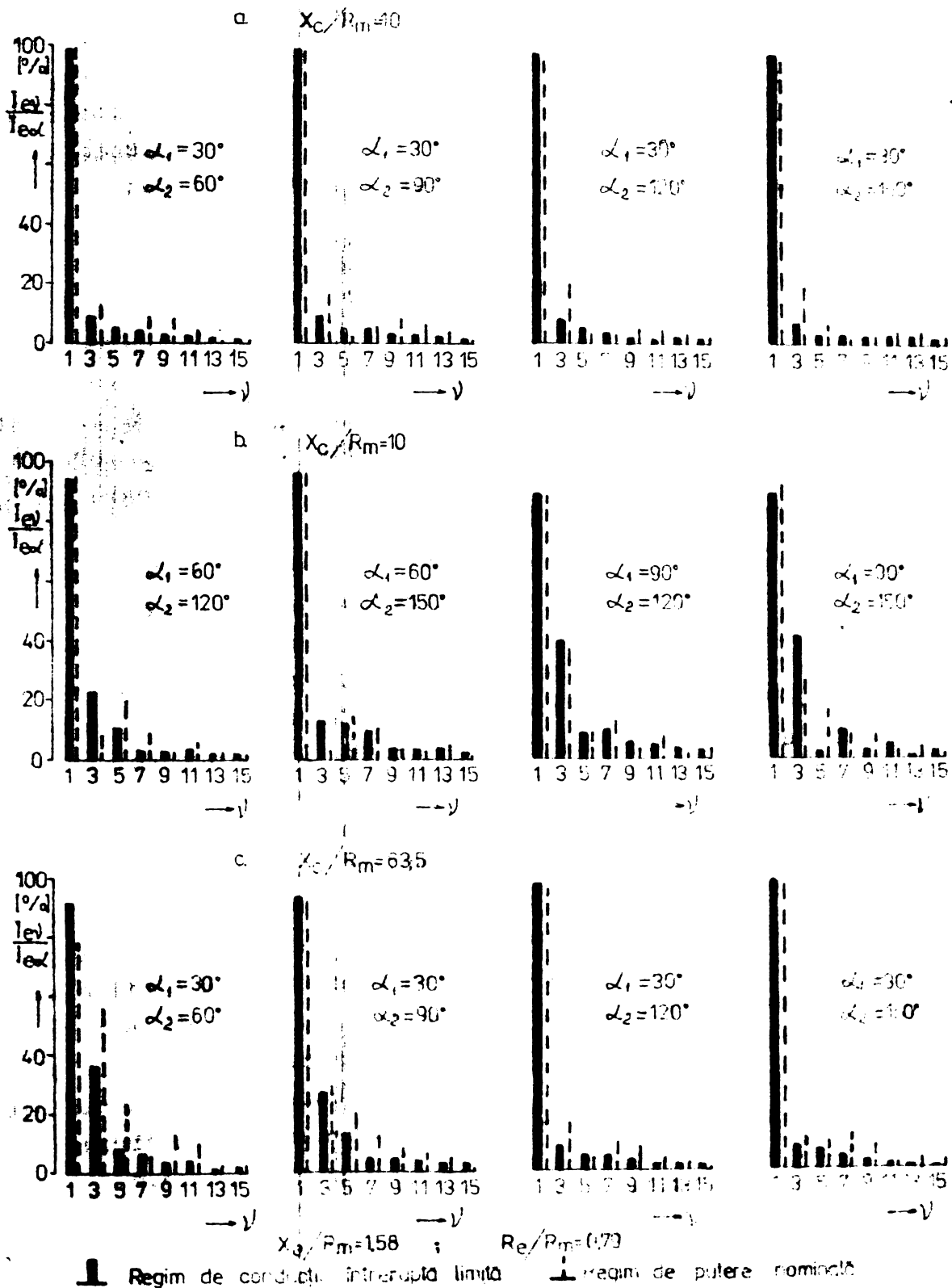


Figura nr.5.20. Analiza armonică a curentului alternativ I_a absorbit de CSAC pentru regimul de putere nominală și cel de conducție întreruptă limită la α_1 , α_2 și X_c/R_m variabili

un conținut ridicat al fundamentalei în aproape toate cazu-

rile analizate, atât în regimul de conducție intreruptă cât și în cel corespunzător puterii nominale la arborele mașinii de c.c. Cu creșterea unghiului de amorțare α_1 se observă o scădere a conținutului de fundamentală cu o creștere corespunzătoare a amoniciei de ordinul 3 (figura nr.5.20.b), situație specifică și pentru CSAC fără comutație forțată. Dacă unghiul de blocare α_2 crește la $\alpha_1=ct$, în special la X_c/R_m mare (figura nr.5.20.c) conținutul de fundamentală scade.

Dependențele cantitative dintre valoarea efectivă a curentului alternativ și valoarea medie a curentului continuu, pentru $\alpha_2=120^\circ$ și impedanța maximă din circuitul de curent alternativ considerată în calcule se pot extrage din figura nr.5.21. O valoare mai ridicată a capacității de stingere din circuit conduce la creșterea valorii curentului alternativ la o aceeași valoare medie a curentului continuu.

Poate prezenta interes și variația tensiunii maxime pe condensatorul de stingere în funcție de puterea cerută la arborele mașinii, de valoarea reactanței capacitive și a unghiului de blocare α_2 , reprezentată în figura nr. 5.22. Valorile exacte ale acestei mărimi coincid în bună măsură cu cele aproximative calculate în paragraful nr.5.2.

Valorile căderii de tensiune relative pe impedanța din circuitul de curent alternativ crește ΔU_e , în toate cazurile analizate, liniar cu puterea la arborele mașinii electrice (figura nr.5.23). La $\alpha_2=ct$ și modificarea valorii medii a tensiunii redresate prin varierea lui α_1 (figura nr.5.23.a. și b), pentru puterea nominală a mașinii electrice căderile de tensiune maxime sînt sub 15%. Ele sînt mai mari, cum este și normal la unghiuri α_1 mai mari și cresc cu creșterea reactanței capacitive considerate în calcule. Situația pentru două valori ale impedanței din circuitul de curent alternativ este redată în figura nr.5.23.c.

Si în fine, se prezintă în continuare principalele performanțe energetice ale sistemului CSAC cu comutație forțată analizat-motor de c.c. serie.

Factorul de putere global al sistemului (figura nr.5.24), este reprezentat pentru impedanța maximă din circuitul de curent alternativ la două valori ale unghiului de blocare α_2 . El este aproximativ constant pe o plajă largă de modificare a puterii la arborele mașinii de c.c., scade

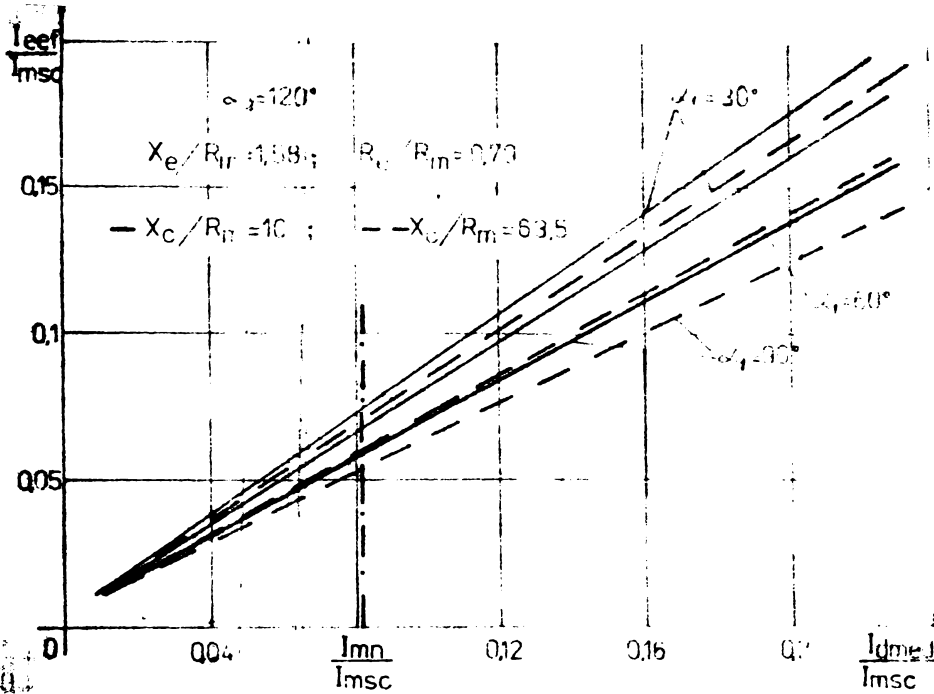


Figura nr.5.21. Variația lui I_{eef}/I_{msc} funcție de I_{dmed}/I_{msc} la $\alpha_2=120^\circ$, α_1 și X_c/R_m variabili

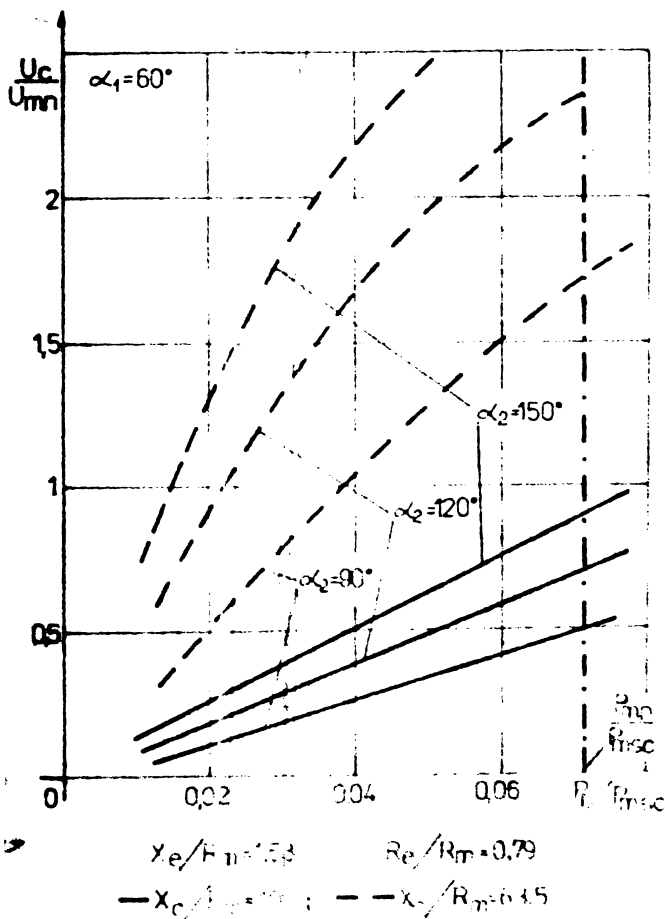


Figura nr.5.22
 Variația tensiunii maxime pe condensatorul de stingere raportată la tensiunea nominală a motorului U_c/U_{mn} funcție de P_r/P_{msc} la $\alpha_1=60^\circ$ și α_2 și X_c/R_m variabili

cu creșterea unghiului de amorsare al punții și crește cu scăderea capacității de stingere. Factorul de putere al fundamentalei $\cos \varphi_1$ (figura nr.5.23), are valori ridicate,

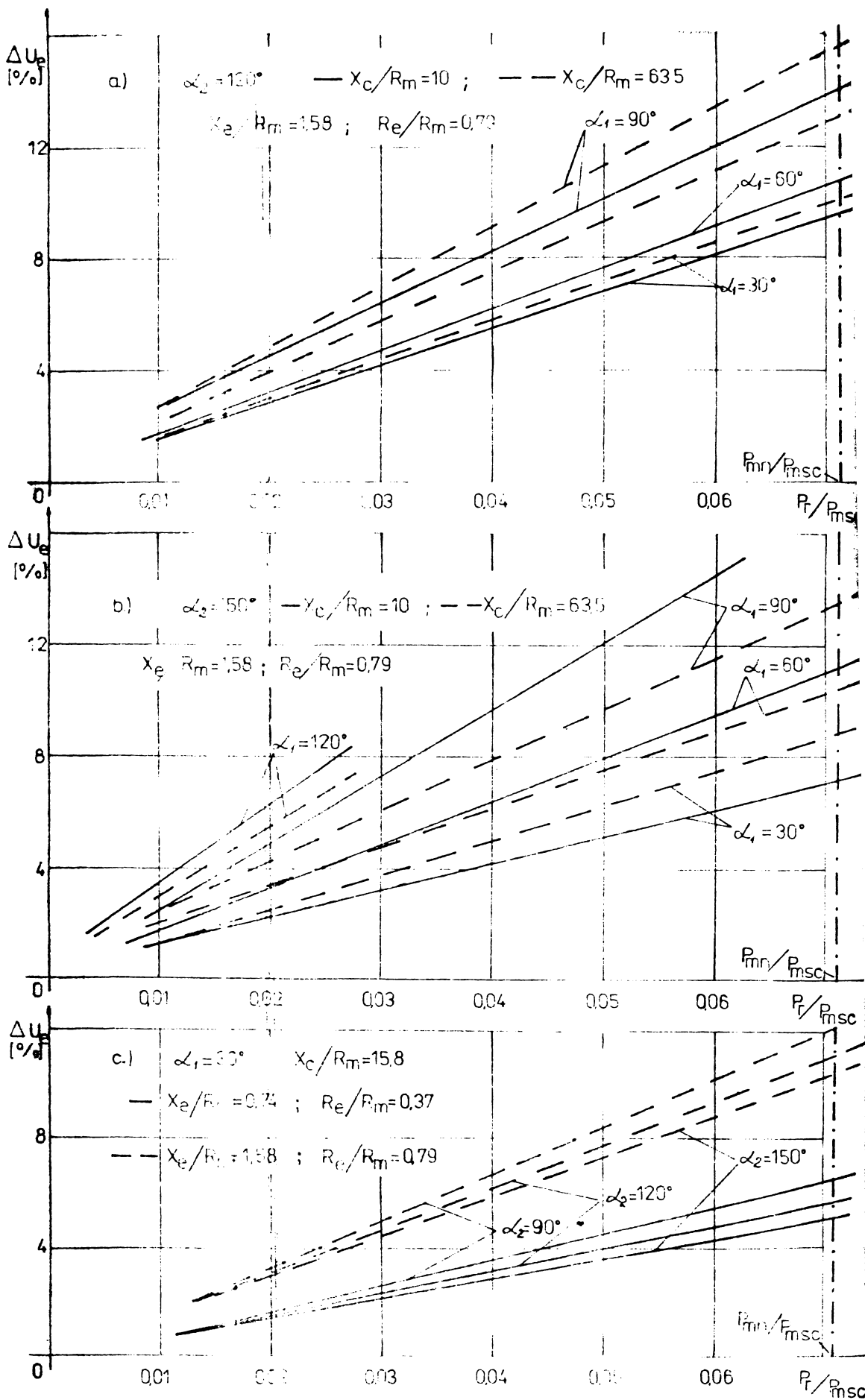


Figura nr.5.2^a. Variația căderii de tensiune relative pe impedanța de curent alternativ ΔU_e [%] funcție de $P_r/P_{m_{sc}}$ pentru $\alpha_1, \alpha_2, X_c/R_m, X_e/R_m$ și R_e/R_m variabili

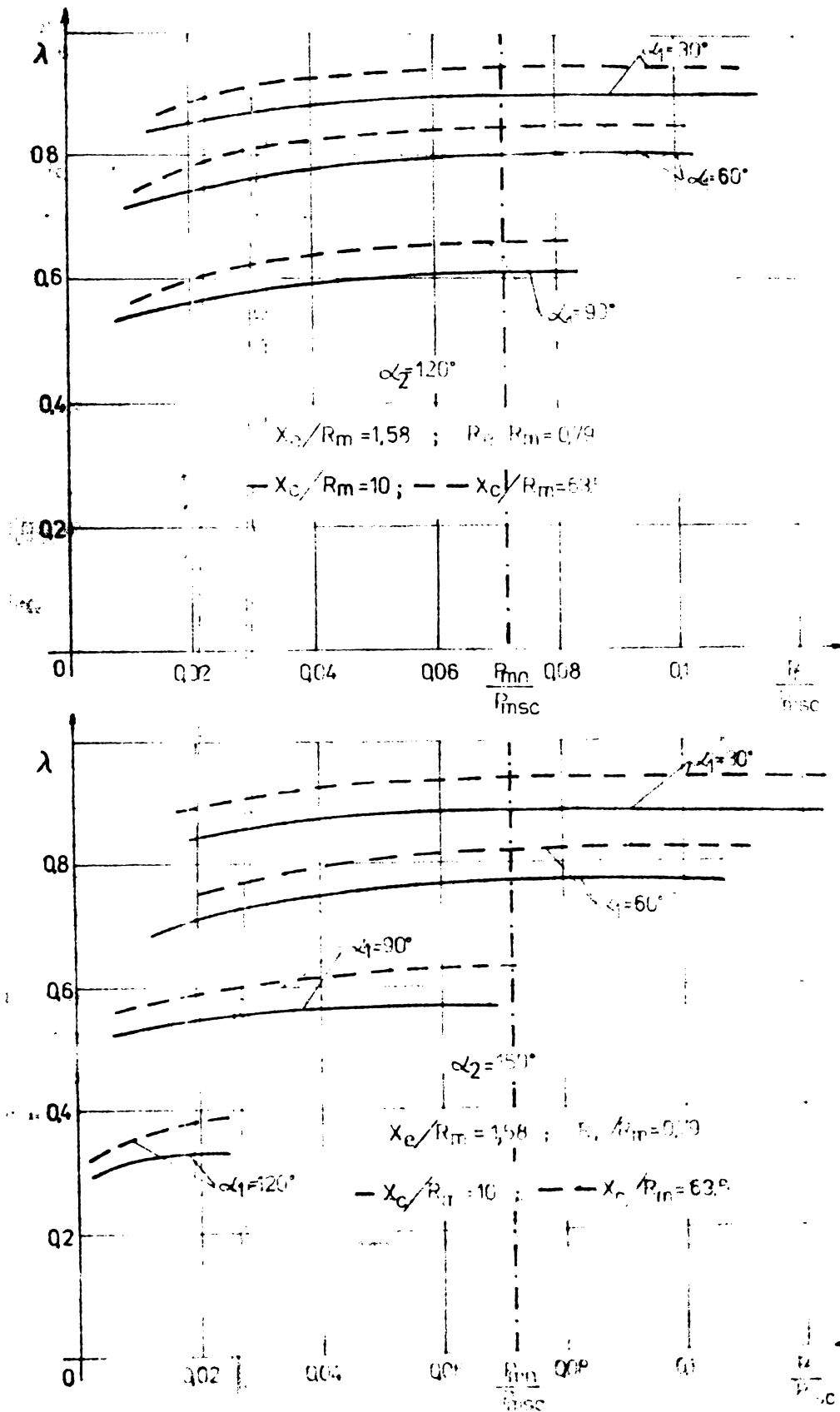


Figura nr.5.24. Dependența factorului de putere global de raportul P_r/P_{msc} pentru α_1 și X_c/R_m variabili la a) $\alpha_2 = 120^\circ$ b) $\alpha_2 = 150^\circ$.

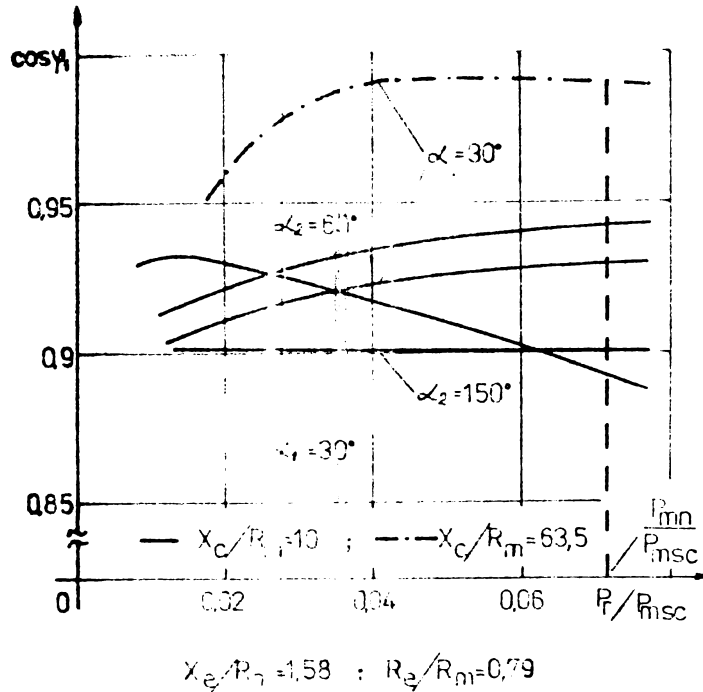


Figura nr.5.25. Variația factorului de putere al fundamentalei $\cos \varphi_1$ funcție de P_r/P_{msc} la $\alpha_1 = 30^\circ$ și α_2 și X_e/R_m variabili

peste 0,9 (inductiv) și crește cu scăderea capacității de stocare deoarece, la valori mici ale acesteia durata procesului de descărcare și reîncărcare a acesteia este mai scurtă.

Factorul de deformare (figura nr.5.26) este apreciabil la valori mari ale raportului X_c/R_m și unghiuri de blocare mici. El scade și se menține aproximativ constant cu creșterea capacității de stocare și a unghiului de blocare α_2 .

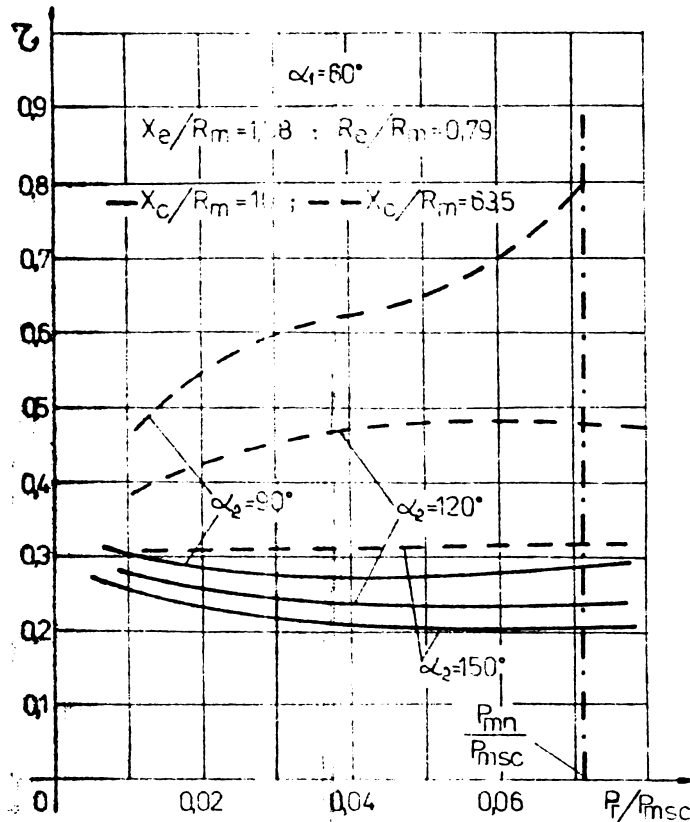


Figura nr.5.26. Variația factorului de deformare ε funcție de P_r/P_{msc}

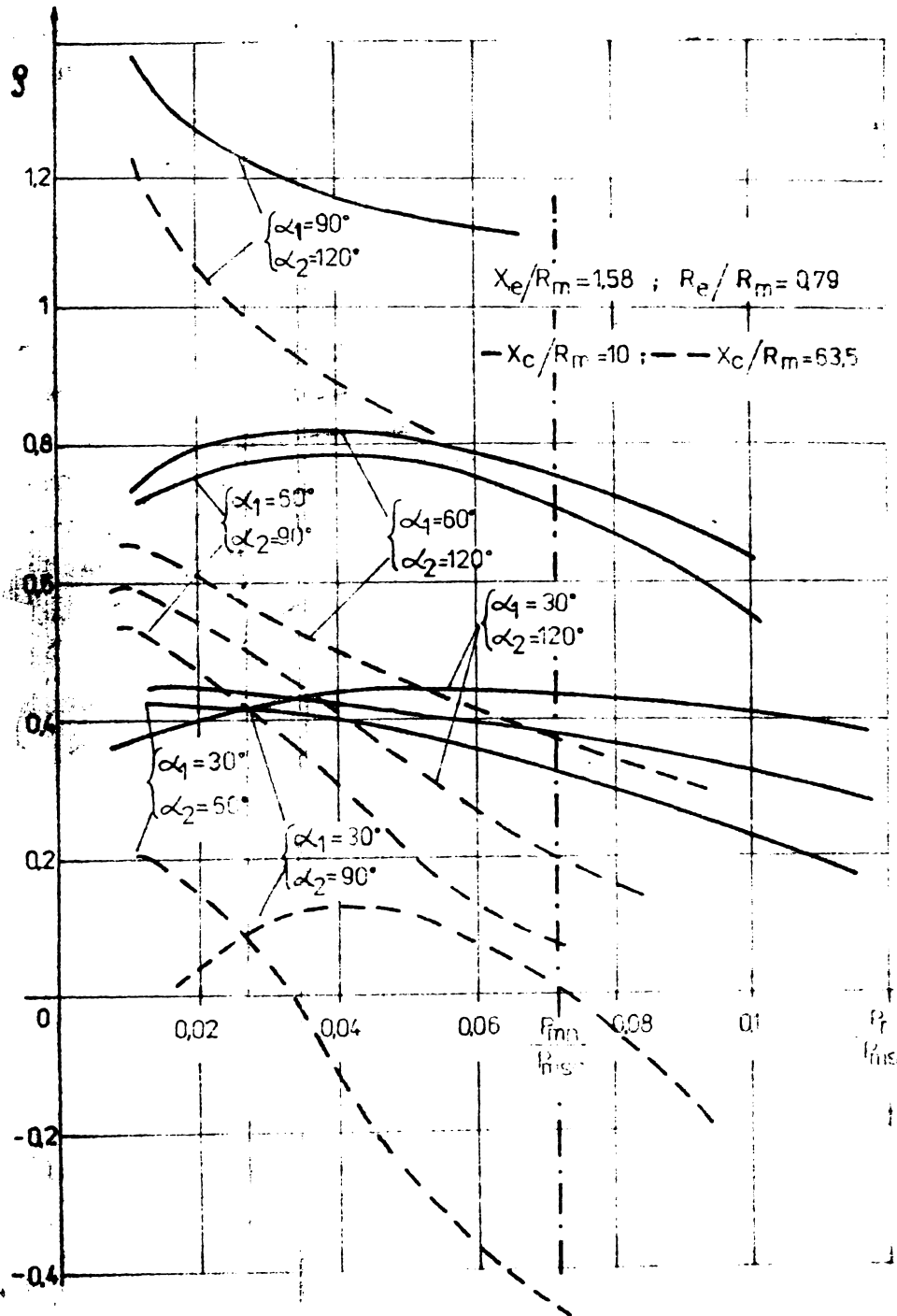


Figura nr.5.27. Factorul reactiv ϕ funcție de P_r/P_{msc} cu α_1 , α_2 și X_c/R_m variabili

Factorul reactiv ϕ (figura nr.5.27) ne furnizează informații asupra posibilităților de compensare a puterii reactive necesare sistemului printr-o modalitate adecvată de comandă a CSAC cu comutație forțată. Din figură se observă că la $\alpha_2=120^\circ$ și α_1 variabil, cu creșterea acestuia din urmă necesarul de putere reactivă crește (situație similară cu CSAC fără comutație forțată). Se poate obține o reducere apreciazabilă a lui ϕ prin devansarea unghiului de clo-

care α_2 (vezi situațiile $\alpha_1=30^\circ$; $\alpha_2=60^\circ$ și $\alpha_1=30^\circ$; $\alpha_2=90^\circ$) cu neajunsul principal că tensiunea maximă pe capacitatea de stingere crește, fiind necesară o supradimensionare la tensiune a semiconductoarelor de putere ale schemei

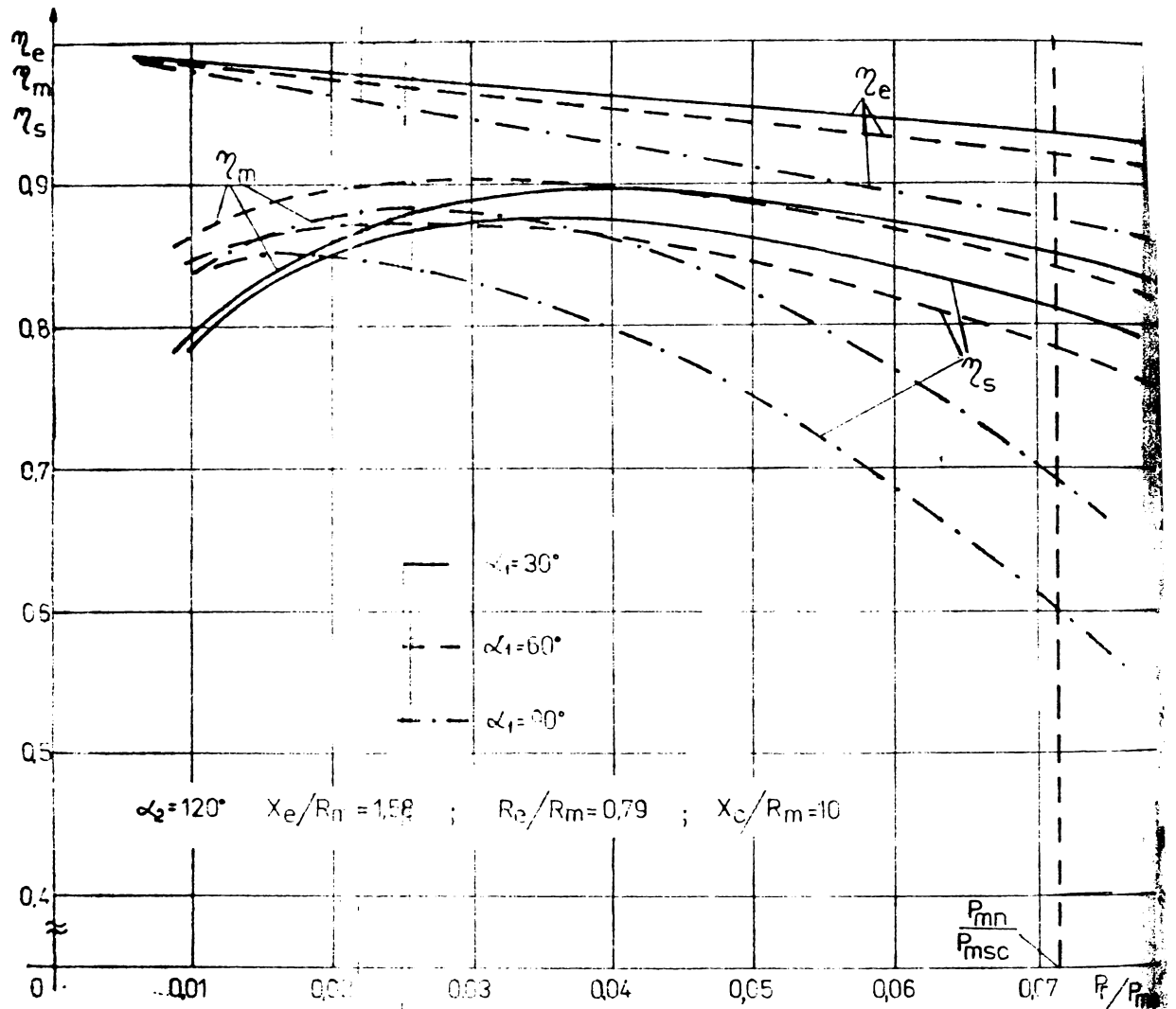


Figura nr.5.28. Randamentul sistemului η_e , al motorului η_m și al transmisiei η_s funcție de P_r/P_{msc} la $\alpha_2=120^\circ$ și α_1 variabil

De asemenea din punctul de vedere al reducerii necesarului de putere reactivă este mai avantajos a se lucra cu capacități de stingere reduse (durate ale proceselor de comutație reduse), situație vizibilă clar prin curbele trasate pentru $X_c/R_m=63,5$.

Randamentul sistemului în diversele cazuri reprezentate în figura nr.5.28 pentru $\alpha_2=120^\circ$ prezintă alura cunoscută cu valori maxime cuprinse între (80-90)% și valori nominale între (60-80)% funcție de unghiul de amorsare α_1

CAPITOLUL 6

COMPARAREA PERFORMANTELOR SISTEMELOR CSAC MONOFAZATE ÎN PUNTE - MOTOR DE C.C. SERIE. VERIFICĂRI EXPERIMENTALE

În urma analizei din capitolele 4, 5 și 6 a CSAC monofazate în punte de tip SNA, SNA cu compensare în rețeaua de tensiune alternativă și SNFA ce alimentează o mașină de curent continuu cu excitație serie, se prezintă în continuare o comparație a performanțelor acestora cu scopul evaluării posibilităților de utilizare concretă a lor. Se vor prezenta, de asemenea, rezultatele obținute în urma studiului experimental, pe stand, a sistemelor CSAC-motor de c.c. serie mai sus menționate și compararea acestora cu rezultatele teoretice în vederea validării acestora.

6.1. Performanțele sistemelor CSAC monofazate în punte - motor de c.c. serie

a) Caracteristicile mecanice ale motorului de c.c. serie alimentat de la CSAC de tip SNA (figura nr.3.13), SNA compensat (figura nr.4.9) și SNFA de tip IC (figura nr.5.11). Compensarea prin capacitate la bornele CSAC are un efect net pozitiv asupra acestora în întreg domeniul de modificare a unghiului de comandă α . De exemplu, la impedanța maximă din rețeaua de alimentare considerată, la viteză unghiulară nominală și la $\alpha = 90^\circ$ cu $X_c/R_m = 6,9$ cuplul disponibil al mașinii se triplează. Și la viteze unghiulare reduse ale mașinii de c.c. situația se păstrează, devenind avantajoasă în regim de pornire. Efectul comutației forțate (scăderea unghiului de blocare α_2) nu are o influență favorabilă la fel de accentuată ca și compensarea prin capacitate, decât în zona vitezelor unghiulare reduse și a cuplurilor mari.

b) Caracteristicile externe ale CSAC de tip SNA (figura nr.3.15), SNA compensat (figura nr.4.10) și SNFA de tip IC (figura nr.5.12). Efectul pozitiv al compensării puterii reactive cu capacitate la bornele CSAC, în special și, mai puțin, al comutației forțate asupra caracteristicilor mecanice exemplificată anterior este explicabil dacă se urmăresc caracteristicile externe ale diferitelor tipuri de CSAC studiate. Printr-o compensare adecvată ($X_c/R_m = 6,9$), la valoarea

rea maximă a impedanței din circuitul de tensiune alternativă și la unghiul de comandă al CSAC de $\alpha = 90^\circ$ (figura nr. 4.10.a) se obține o creștere cu aproximativ 10% a tensiunii medii redresate. Efectul în acest caz este cu mult mai accentuat, cum era de așteptat la unghiurile de comandă și impede în circuitul serie de tensiune alternativă reduse (figura nr. 4.10.b) unde se pot obține creșteri ale valorii medii a tensiunii redresate de pînă la 30%. Comutația forțată (figura nr. 5.12) are un efect redus asupra valorii medii a tensiunii redresate avînd în vedere faptul că pe durata apreciazabilă a procesului de comutație care, la schema aleasă, se realizează peste sarcină, există tensiune pe mașina de c.c. După cum s-a precizat și în paragraful nr. 5.5, metoda de modificare a valorii medii a tensiunii redresate și la CSAC de tip SNFA schema 1C este cea de variere a unghiului de amorosare α_1 . Astfel, în figura nr. 5.12.a și b se observă că în situația în care $\alpha_1 = ct$ la α_2 variabil, plaja de modificare a caracteristicilor este restrînsă, micșorarea unghiului de blocare α_2 avînd efect asupra acestora numai la valori ridicate ale capacității de stingere.

c) Dependența valorii efective a curențului alternativ I_{eef} de valoarea medie a curențului continuu I_{dmed} la CSAC de tip SNA (figura nr. 3.17), SNA compensat (figura nr. 4.11) și SNFA de tip 1C (figura nr. 5.21). La aceeași valoare medie a curențului continuu redresat I_d , puntea de tip SNA necompensată absoarbe cel mai mic curent alternativ de la sursă. Pentru acest caz, cit și pentru CSAC de tip SNFA dependențele între mărimile de mai sus sînt liniare, puntea SNFA prezintă o creștere ușoară a valorii efective a curențului alternativ cu mărirea capacității de stingere. La CSAC de tip SNA compensat, în schimb, componenta principală a curențului absorbit de la sursă o constituie curențului ramurii derivație de compensație, ceea ce conduce, pentru valorile lui X_c / R_m considerate în calcul la valori practic duble ale curențului efectiv în comparație cu celelalte tipuri de CSAC.

d) Curențului continuu redresat I_d . Sub aspectul factorului de vîrf al curențului continuu pentru cele trei cazuri analizate (figurile nr. 3.19; 4.12 și 5.15) și a dependenței valorii efective a curențului redresat I_{def} funcție de valoarea medie a acestuia I_{dmed} (figura nr. 3.18; 4.13 și 5.14) nu există deosebiri esențiale la cele trei tipuri de

CSAC studiate. Se observă o creștere cu aproximativ 100% la curentul nominal al mașinii de c.c. la puntea cu comutație forțată, explicată prin descărcarea condensatorului de stingere peste circuitul de curent continuu. Analiza armonică a curentului redresat I_d pentru cele trei tipuri de CSAC (figurile nr.3.20;4.14 și 5.16) evidențiază spectre de armonici cu o structură și valori ale armonicilor asemănătoare. Influența cea mai mare asupra acestora o are unghiul de amorsare al punții, o influență mai redusă o are unghiul de blocare la puntea de tip SNFA.

e) Tensiunea continuă redresată U_d nu a fost special analizată decât la CSAC de tip SNFA. Ne putem pronunța în acest fel numai asupra factorului de vîrf al ei care ne indică solicitarea maximă la tensiune a izolației mașinii electrice. Dacă la puntea de tip SNA valoarea maximă a tensiunii pe mașină corespunde valorii de vîrf a tensiunii alternative în gol a sursei, la puntea SNA compensată ea este corespunzător mai mare, deoarece tensiunea la bornele CSAC crește (vezi figura nr.4.18). La anumite compensări și la sarcini reduse poate depăși cu 20% valoarea din cazul precedent, bineînțeles dacă și în aceste cazuri se menține reactanța de compensare conectată. La CSAC de tip SNFA schema 1C (figura nr.5.17) se observă că factorul de vîrf poate depăși de două ori valoarea efectivă a ei, aceasta datorită procesului de comutație forțată.

f) Curentul alternativ absorbit de la sursa de alimentare I_e . Sub aspectul factorului de distorsiune al curentului alternativ δ_{1e} (figurile nr.3.21 ;4.15 și 5.19) CSAC de tip SNA necompensat și de tip SNFA prezintă valori asemănătoare, scăderea unghiului de blocare α_2 la ultimul tip de schemă avînd un efect redus de scădere a lui δ_{1e} . Valori sensibil mai ridicate se obțin la puntea de tip SNA compensată (practic duble), cu excepția particularității descrise în paragraful nr.4.5 de scădere bruscă a lui δ_{1e} în jurul valorii efective a curentului alternativ absorbit de la sursă egală cu cea a curentului ramurii derivației de compensare. Referitor la spectrul armonicilor curentului alternativ I_e , la CSAC de tip SNA necompensat (figura nr.3.22), conținutul de fundamentală crește cu sarcina, fiind mai mic în regimul de conducție interuptă. În schimb, la puntea SNA compensată (figura nr.4.16), situația este inversă, mai ales la reactanțe de compensare reduse, deoarece, în regiile de sarcină redusă, componenta principală a curentului absorbit

o constituie cel sinusoidal al ramurii derivație de compensare. La CSAC de tip SNFA schema 1C (figura nr.5.20), la modificarea lui α_1 , d.p.d.v. al armonicilor se păstrează proprietățile punții SNA în general, fără ca modificarea unghiului de blocare α_2 să aibă influențe apreciabile.

g) Căderea de tensiune relativă ΔU_e pe impedanța serie a circuitului de tensiune alternativă. ΔU_e este esențială în cazul utilizării sistemelor de convertire studiate în tracțiunea de medie putere, deoarece prin intermediul ei se poate stabili lungimea tronsoanelor alimentate de la aceeași stație de transformare. La CSAC de tip SNA necompensat (figura nr.3.24) și de tip SNFA schema 1C (figura nr.5.23), d.p.d.v. al lui ΔU_e nu sînt diferențe sensibile. Un efect net pozitiv, se constată la compensarea prin conectarea reactanței capacitive la bornele CSAC (figura nr.4.18) - caz în care cu mijloace relativ simple se poate asigura funcționarea în întreg domeniul de încărcare al mașinii electrice cu valori ale lui ΔU_e negative. Există pericolul însă, ca la sarcini sau unghiuri de comandă, la fel ca și la impedanțe reduse în circuitul serie de tensiune alternativă, la menținerea lui ΔU_e constant să fie necesară o supradimensionare la tensiune a semiconductoarelor CSAC.

h) Factorul de putere global λ . La CSAC de tip SNA necompensat (figura nr.3.25) λ este aproximativ constant în plaja de variație a încărcării mașinii electrice de la 25% la puterea ei nominală, scăzînd apreciabil cu creșterea unghiului de comandă α . La puntea de tip SNA compensată (figura nr.4.19) la valori mari ale lui X_c efectul compensării se resimte prin restrîngerea domeniului precizat anterior și scăderea neaccentuată a valorilor maxime pentru λ . La valori reduse ale lui X_c însă, se obține o variație practic liniară a factorului de putere global cu valori reduse ale lui (sub 0,4 la puterea nominală la arbore P_{mn}) și o influență mai redusă a lui α . CSAC de tip SNFA prezintă d.p.d.v. analizat situația cea mai favorabilă (figura nr. 5.24) cu valori posibile mai mari ale lui λ cu (10-15)% și cu valori constante într-un domeniu larg de funcționare.

1) Factorul de putere reactiv φ . La CSAC de tip SNA necompensat (figura nr.3.26) variația lui φ indică un necesar apreciabil de putere reactivă a sistemului; la $\alpha = 90^\circ$ și impedanța maximă din circuitul serie puterea reactivă consumată este de două ori mai mare decît cea activă

Compensarea puterii reactive (figura nr.4.21), are, evident, un efect pozitiv asupra lui φ , pentru situația exemplificată mai sus puterea reactivă consumată se poate reduce la o treime. In acest caz la sarcini reduse, este de asemenea ușor de înțeles că sistemul furnizează putere reactivă sursei. La puntea de tip SNFA schema 10 (figura nr.5.27), la o capacitate de stingere de valoare ridicată și pentru anumite combinații ale lui α_1 și α_2 (de exemplu $\alpha_1=90^\circ$ și $\alpha_2=120^\circ$) se pot obține reduceri ale factorului reactiv la jumătate, față de primul caz analizat.

j) Factorul deformant δ . Față de situația de la CSAC de tip SNA necompensat (figura nr.3.27) la compensare cu X_c mic (figura nr.4.22), δ poate scădea la jumătate și chiar mai mult la sarcini reduse. La puntea de tip SNFA schema 10 (figura nr.5.26) micșorarea unghiului α_2 conduce la creșterea factorului deformant δ .

Randamentul sistemului η_s . Calculele efectuate indică o scădere a randamentului sistemelor cu CSAC de tip SNA compensat (figura nr.4.23) și de tip SNFA schema 10 (figura nr.5.28), (maxim 5%) față de cazul punții de tip SNA necompensat (figura nr.3.29), explicabilă prin creșterea pierderilor în impedanța serie.

Observațiile făcute în prezentul paragraf pot servi la abordarea proiectării concrete a unui sistem de conversie a energiei pentru tracțiunea de medie putere. Evident că, dependent de criteriile impuse (simplitatea echipamentului, factor de putere global maxim, cădere de tensiune pe impedanța din circuitul de tensiune alternativă minimă, etc.) se poate alege una sau alta din structurile studiate. Din analiza efectuată rezultă că sistemele CSAC de tip SNA cu compensare și de tip SNFA schema 10 prezintă performanțe sensibile egale, superioare însă punții de tip SNA fără compensare. Nu trebuie însă pierdut din vedere ca schemele de tip SNA cu comutația forțată independentă de curentul de sarcină pot înlătura multe din deficiențele semnalate în capitolul 5, conducând la performanțe globale net superioare tuturor schemelor anterioare analizate.

6.2. Verificari experimentale ale rezultatelor teoretice obtinute

Cu scopul determinării experimentale a performanțelor sistemelor CSAC monofazate în punte-motor de c.c. serie analizate în capitolele 3,4 și 5 s-a conceput și realizat un stand cu schema electrică redată în figura nr.6.1. Standul de probă are în componența sa :

- mașina de c.c. serie M.c.c. de tip SSTN 20 kW/550 V cuplată cu un generator de c.c. G.c.c. cu excitație separată ce debitează peste rezistențele de sarcină R_g , cu posibilitatea încărcării mașinii de lucru M.c. prin modificarea curentului de excitație al G.c.c.;
- circuitul de forță ale convertoarelor statice analizate (CS) și anume CSAC monofazat în punte de tip SNA și SNFA cu schemele electrice desfășurate din figura nr.6.2.;
- dispozitivele de comandă electronice de mică putere (DC) aferente convertoarelor statice analizate, cu schemele bloc redată în figura nr.6.3 și schemele electrice detaliate cuprinse în anexa nr.2;
- impedanță variabilă (R_e, X_e) în trepte, în circuitul de alimentare al convertoarelor statice studiate;
- inductivitate de filtrare (L_f), variabilă în trepte, în circuitul de alimentare al mașinii de c.c. serie;
- grupul de compensare (R_c, C_c), în derivație, la bornele de alimentare ale CS cu variația în trepte a lui R_c și C_c ;
- aparatura de măsură clasică necesară determinării principalelor mărimi electrice și mecanice (turația grupului) necesare evaluării performanțelor sistemelor, conform schemei electrice din figura nr.6.1

Din mai multe motive (posibilitate simplă de măsură a puterii reactive corespunzătoare fundamentalei, economie de energie, protecția muncii în timpul probelor) încercările au fost efectuate la tensiunea redusă de 220 V. Bineînțeles că standul descris permite efectuarea măsurătorilor în întreaga plajă de comandă a CS, cu modificarea independentă a impedanței R_e, X_e , a inductivității de filtrare L_f a capacității de compensare C_c și a încărcării mașinii de c.c. serie, ceea ce a fost și realizat cu scopul studiului echipamentelor tiristorizate destinate tracțiunii miniere.

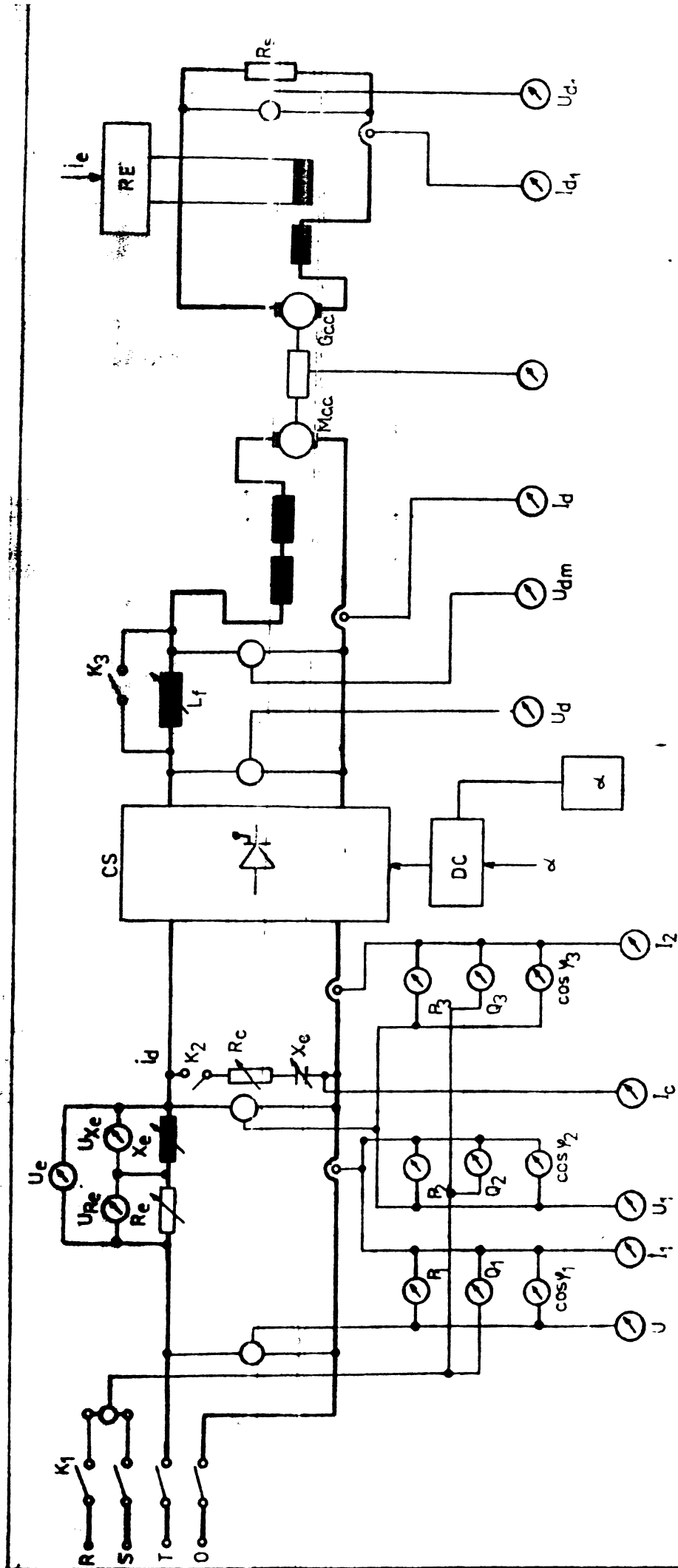
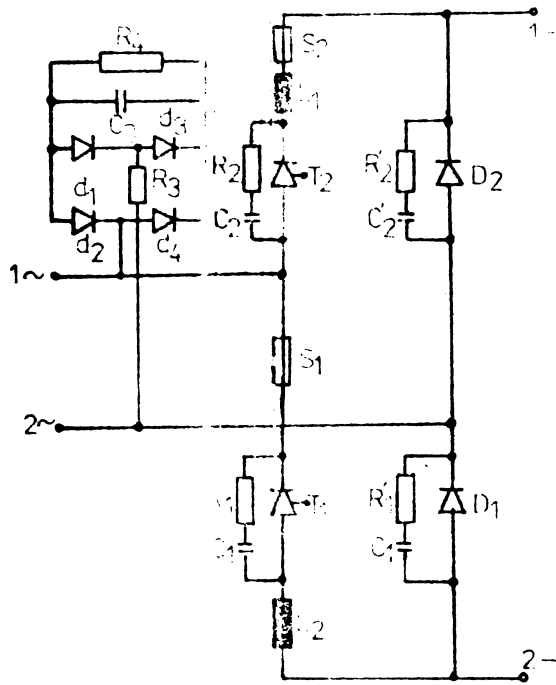


FIGURA NR.6.1
 SCHEMA ELECTRICALĂ A STANDULUI DE PROBĂ
 PENTRU SISTEMUL
 CSAC MONOFAZATE — MOTOR DE CC SERIE

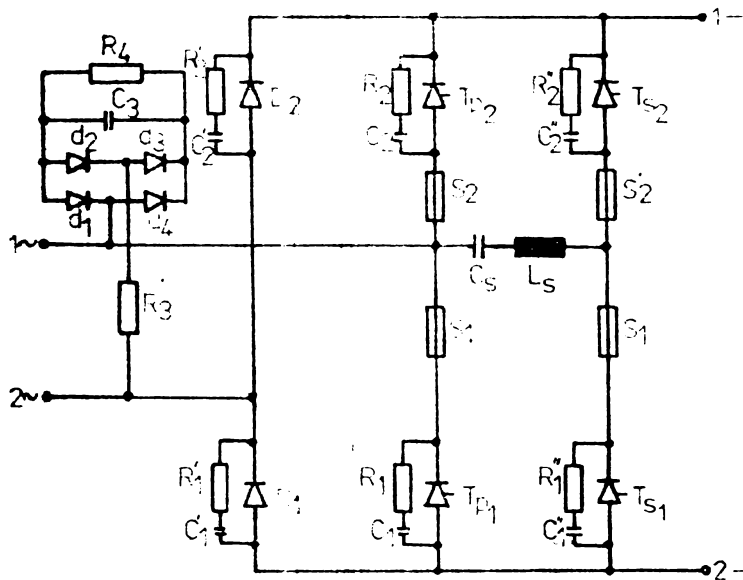
Figura nr.6.2.
Circuitele de forță
ale CSAC mono-fazate
de tip a)SNA b)SNFA



a)

Pentru compararea rezultatelor teoretice cu cele experimentale a fost necesară reluarea rularilor pe calculator a programelor de calcul stabilite în capitolele 3,4 și 5 la tensiunea de alimentare de :

$$U' = \frac{U}{U_{mn}} = 0,4 \quad (6.)$$



b)

inițial calculele efectuându-se la $U'=1$. Pentru toate situații analizate:

$$\begin{cases} X_e/R_m = 0,74 \\ R_e/R_m = 0,37 \end{cases} \quad (6.)$$

Particularizînd, pentru fiecare din tipurile de CSAC analizate, s-au impus următoarele date :

a) pentru CSAC de tip SNA necompensat:

$$\begin{cases} \alpha = 90^\circ \\ X_f/R_m = 0 \end{cases} \quad \begin{cases} \alpha = 90^\circ \\ X_f/R_m = 66 \end{cases} \quad (6.3)$$

b) pentru CSAC de tip SNA compensat:

$$\begin{cases} \alpha = 90^\circ \\ X_f/R_m = 0 \\ R_c/R_m = 0,1, \text{ iar} \end{cases} \quad (6.4)$$

$$\begin{cases} X_c/R_m = 27,6 \\ X_c/R_m = 13,8 \\ X_c/R_m = 6,9 \end{cases} \quad (6.5)$$

c) pentru CSAC monofazat in punte de tip SNPA, în toate cazurile $X_c/R_m = 0$, unghiurile de comandă ale CS fiind:

$$\begin{cases} \alpha_1 = 30^\circ \\ \alpha_2 = 90^\circ \end{cases} \quad \begin{cases} \alpha_1 = 30^\circ \\ \alpha_2 = 120^\circ \end{cases} \quad \begin{cases} \alpha_1 = 60^\circ \\ \alpha_2 = 90^\circ \end{cases} \quad \begin{cases} \alpha_1 = 60^\circ \\ \alpha_2 = 120^\circ \end{cases} \quad (6.6)$$

și α_2 s-au ales valorile :

$$\begin{cases} X_c/R_m = 10 ; 15,8 ; 32 ; 63,5 \\ R_c/R_m = 0,1 \end{cases} \quad (6.7)$$

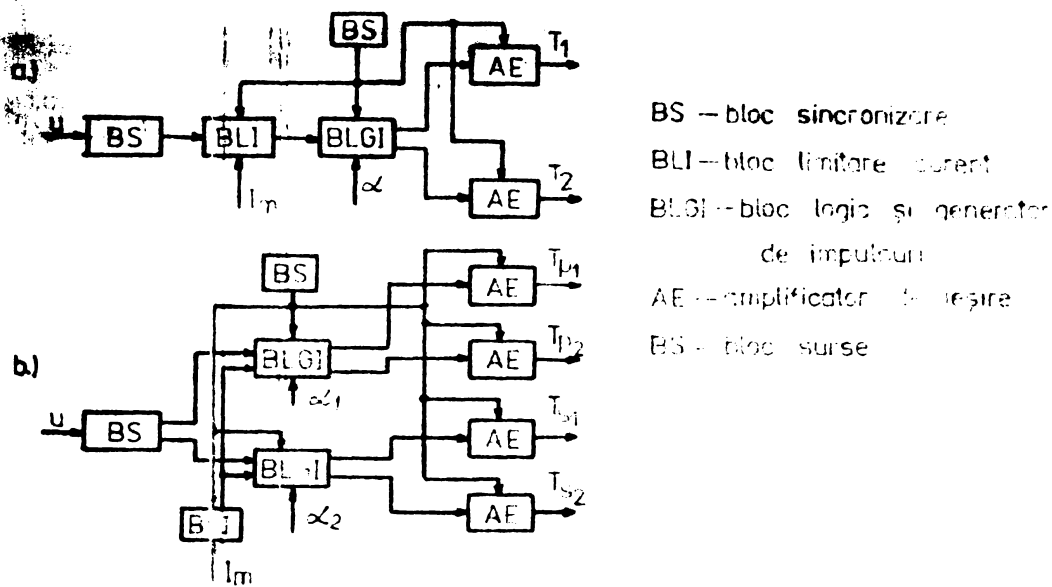


Figura nr.6.3. Schemele bloc de comandă ale CSAC monofazate în punte de tip a) SNPA, b) SNPA

Pentru început s-au redat, prin oscilograf, formele de undă ale primei părți a mării electrice ale sistemului, la utilizarea CSAC de tip SNPA necompensat (figura nr. 6.4), SNA compensat (figura nr.6.5) și SNPA (figura nr.6.6) pentru cazurile menționate în textul figurilor. Pentru primele două tipuri de CSAC mărimile conținute în oscilograme sînt (în ordine de sus în jos): tensiunea de alimentare a

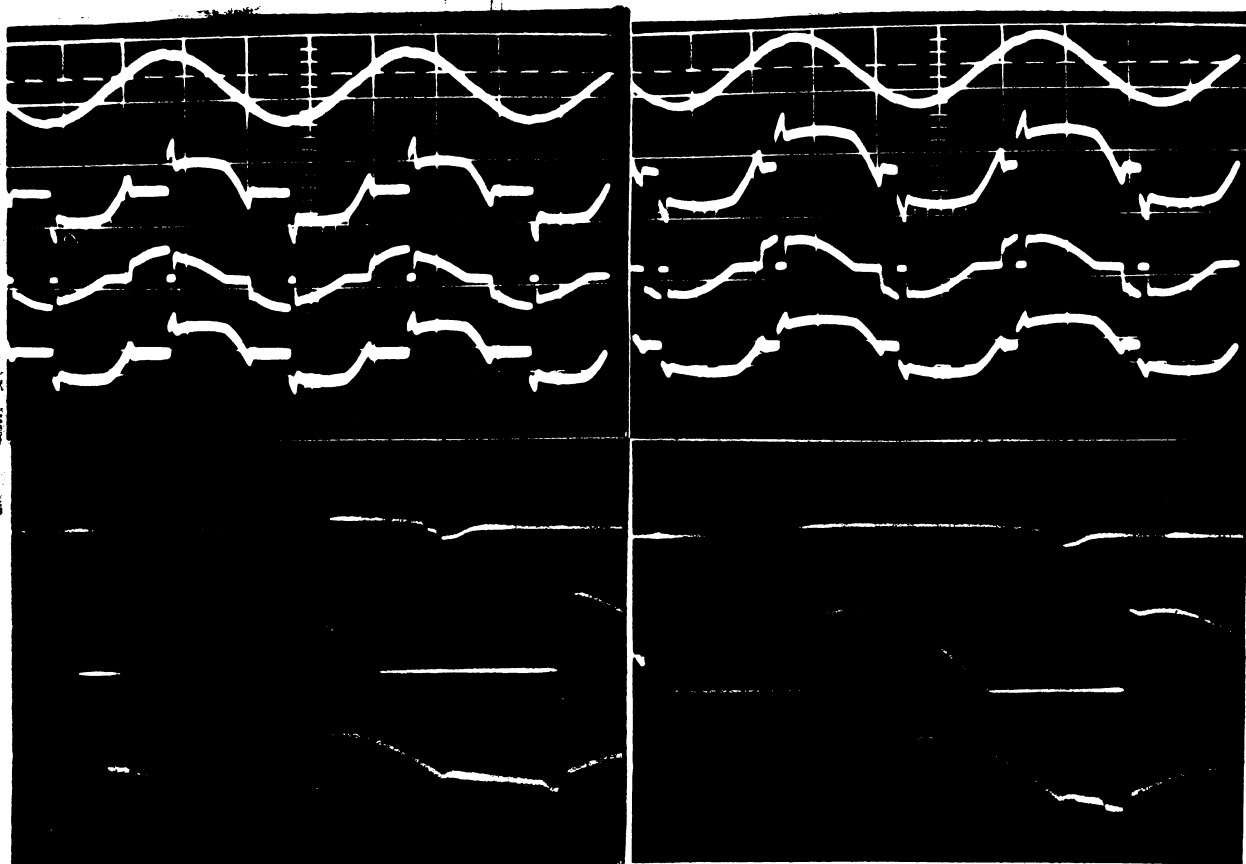


Figura nr.6.4. Forme de undă pentru CSAC monofazat în punte de tip SNA la $I_d = I_{mn}$ pentru a) $\alpha = 90^\circ$; b) $\alpha = 60^\circ$. Explicații în text.

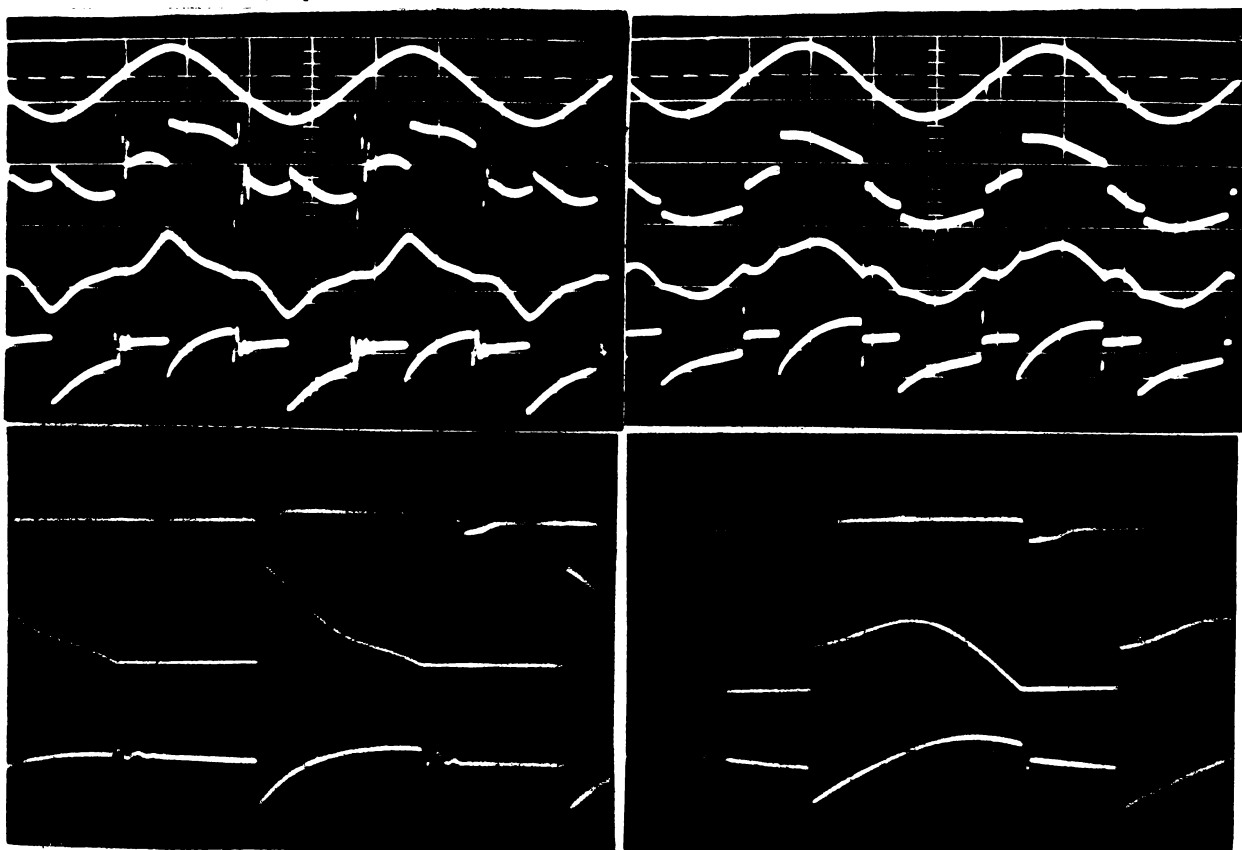


Figura nr.6.5. Forme de undă pentru CSAC monofazat în punte de tip SNA cu compensare la $I_d = I_{mn}$ și $X_c/R_m = 10$ pentru a) $\alpha = 90^\circ$; b) $\alpha = 60^\circ$. Explicații în text.

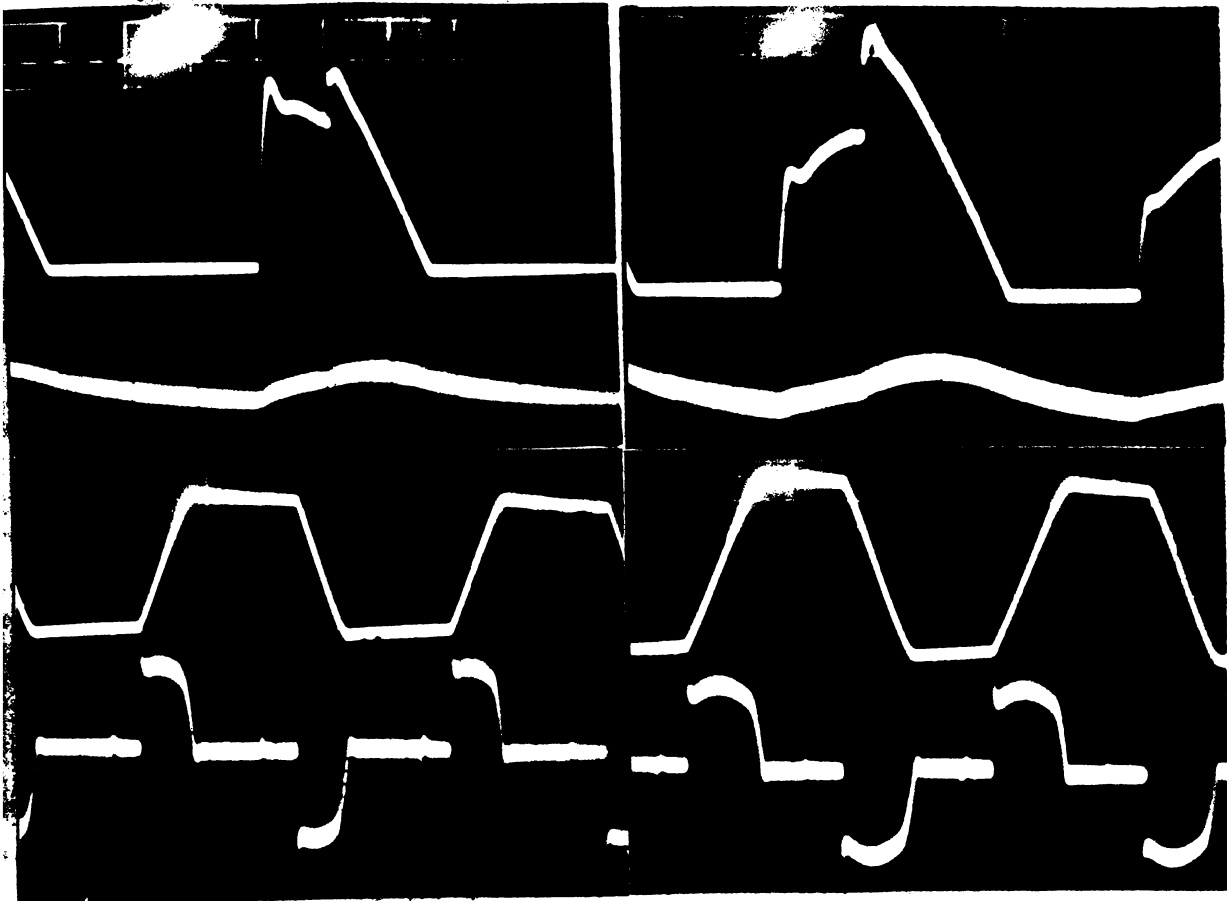


Figura nr.6.6. Forme de unda pentru CSAC monofazat in punte de tip SNFA pentru $I_d=1$ mp la a) $\alpha_1=90^\circ$; $\alpha_2=120^\circ$ și b) $\alpha_1=30^\circ$; $\alpha_2=90^\circ$. Explicații în text.

sistemului, curentul alternativ absorbit de la sursă, tensiunea alternativă la bornele CSAC, curentul alternativ absorbit de CSAC (la cel de tip SNA necompensat identic cu curentul absorbit de la sursă), impulsurile de comandă ale tiristoarelor, tensiunea și curentul redresat, iar pentru CSAC de tip SNFA : tensiunea și curentul redresat și tensiunea și curentul capacității de stingere.

La CSAC de tip SNA necompensat (figura nr.6.4) se pot identifica clar zonele de comutație în forma de variație a tensiunii la bornele acestuia. Prezența capacității de compensare la bornele CSAC (figura nr.6.5) aduce după sine regimurile de comutație forțată autonomă, de durată foarte scurtă, ceea ce justifică neglijarea lor. Se observă în aceste cazuri ca imediat după apariția impulsului de comandă pe tiristor apare tensiunea redresată pe sarcină fără pauza corespunzătoare comutației la CSAC de tip SNA necompensat.

Comutația forțată în curent alternativ este evidențiată în figura nr.6.6. Devanșarea momentului blocării (figura nr.6.6.b) conduce la creșterea tensiunii pe capacitățile

de stingere și implicit la al tensiunii redresate.

Măsurătorile experimentale efectuate pentru cazurile menționate mai sus evidențiază o bună concordanță cu rezultatele calculate obținute. În figurile nr.6.7-6.12 s-au sintetizat, selectiv curbele de variație ale unor mărimi caracteristice sistemelor studiate calculate și experimentale și anume: caracteristicile externe ale CSAC, cele mecanice ale mașinii electrice, factorul de putere global, cel reactiv, randamentul și căderea de tensiune pe impedanța din circuitul de alimentare. În general se poate afirma că:

- erorile în curenți și tensiuni sînt în medie de 3% și nu mai mari de 5%;
- erorile în puteri, cupluri și turații sînt în medie de 5% și nu mai mari de 10%;
- erori mai mari s-au obținut în mărimile de curent alternativ datorită problemelor de măsură ce apar;
- randamentele măsurate au fost sistematic mai reduse decît cele calculate, aceasta deoarece în calcule au fost neglijate protecțiile CSAC;
- valorile măsurate pentru factorul reactiv s-au obținut de asemenea sistematic mai mici avînd în vedere că prin modul de măsură adoptat s-a obținut numai puterea reactivă corespunzătoare fundamentalei.

S-au efectuat și măsurători privind spectrele de armonici ale mărimilor de curent continuu (I_d) și curent alternativ (I_e) cu un analizor de tip RFT 01012 cu aparatul de afișaj SGI, obținîndu-se o bună concordanță cu calculele cu excepția armonicilor ce nu au putut fi măsurate datorită frecvențelor caracteristice de intrare ale analizorului (la I_e armonicile a 3-a și a 7-a; iar la I_d armonicile 2, 12 și 14).

$U/U_{mn} = 0,4$; $X_e/R_m = 0,74$; $R_e/R_m = 0,37$

— calculat ; - - - experimental

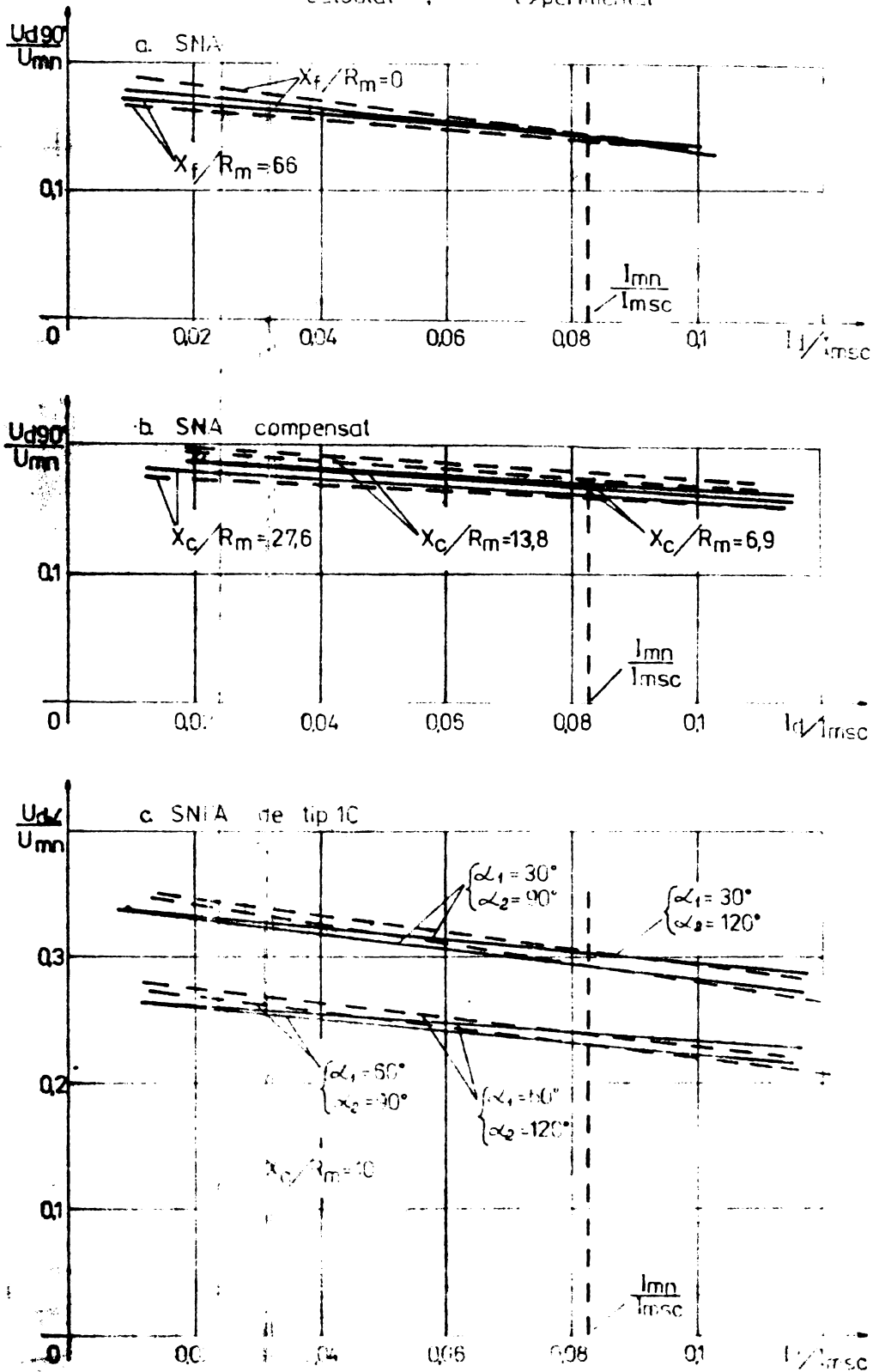


Figura nr.6.7. Caracteristicile externe pentru $U/U_{mn} = 0,4$ calculate și experimentate pentru SNA monofazate de tip a) SNA ; b) SNA compensat ; c) SNA de tip 1C

$U/U_{mn}=0,4$; $X_e/R_m=0,74$; $Re/R_m=0,37$

— calculat — — experimental

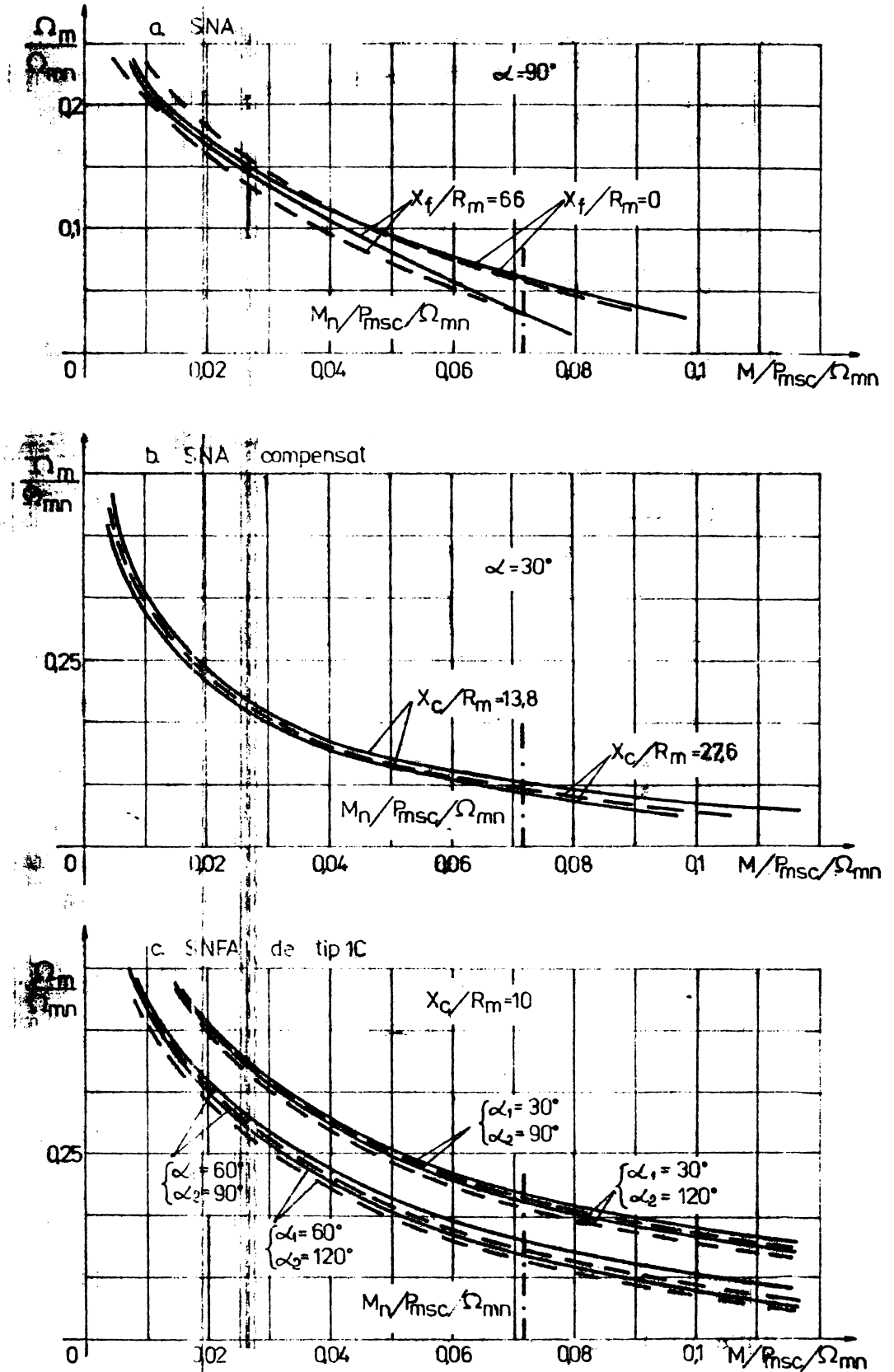


Figura nr.6.8. Caracteristicile mecanice calculate și experimentale ale motorului de c.c. serie la $U/U_{mn}=0,4$ alimentat de la CSAC de tip
 a) SNA; b) SNA compensat; c) SNFA de tip 1C

$U/U_{min} = 0,4$; $X_e/R_m = 0,74$; $R_e/R_m = 0,37$

— calculat ; - - - experimental

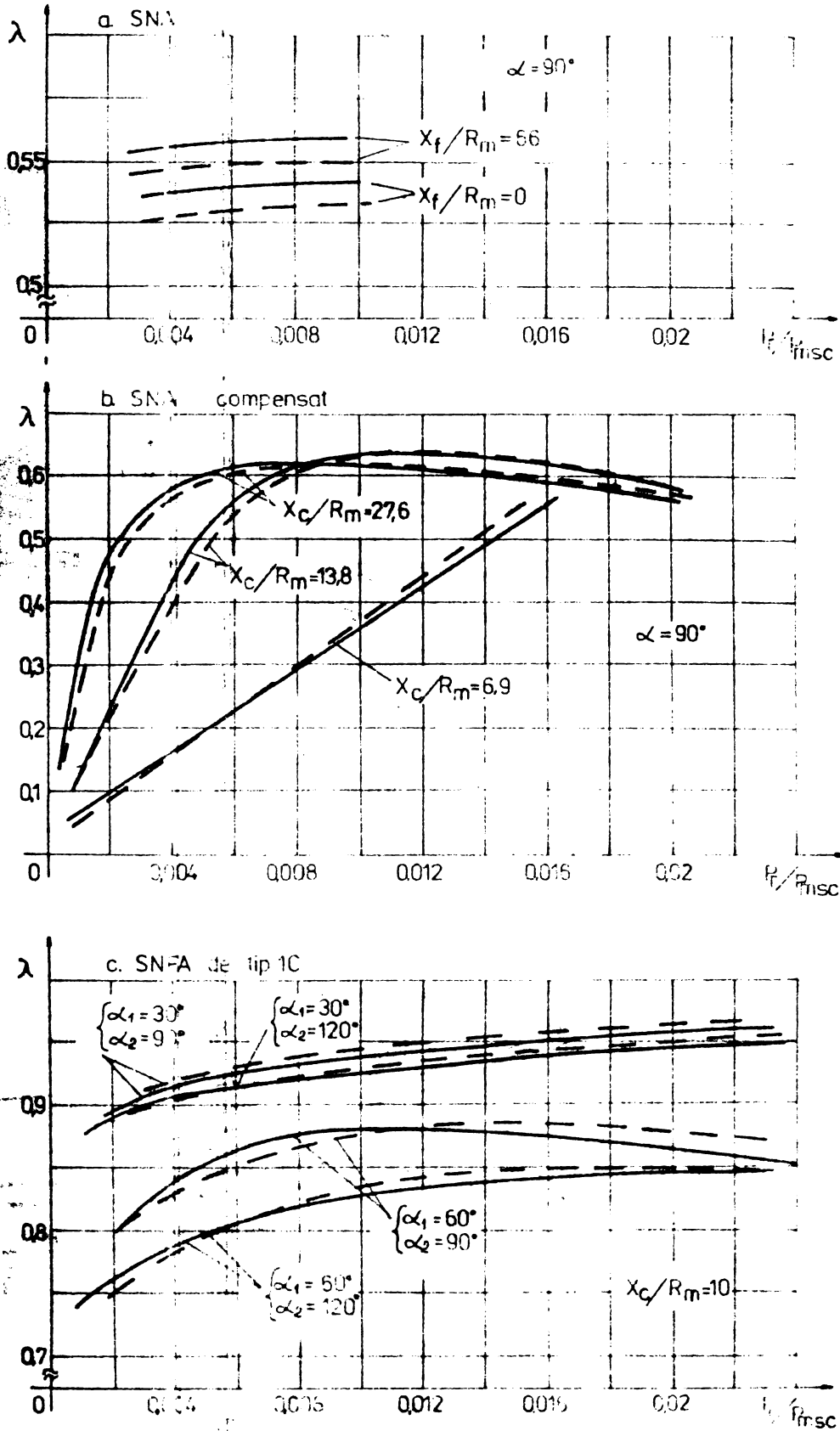


Figura nr.6.9. Factorul de putere global λ funcție de P_r/P_{msc} la $U/U_{mn} = 0,4$, calculat și măsurat pentru sistemele motor de c.c. serie-SNA: a) SNA; b) SNA compensat; c) SNFA de tip 1C

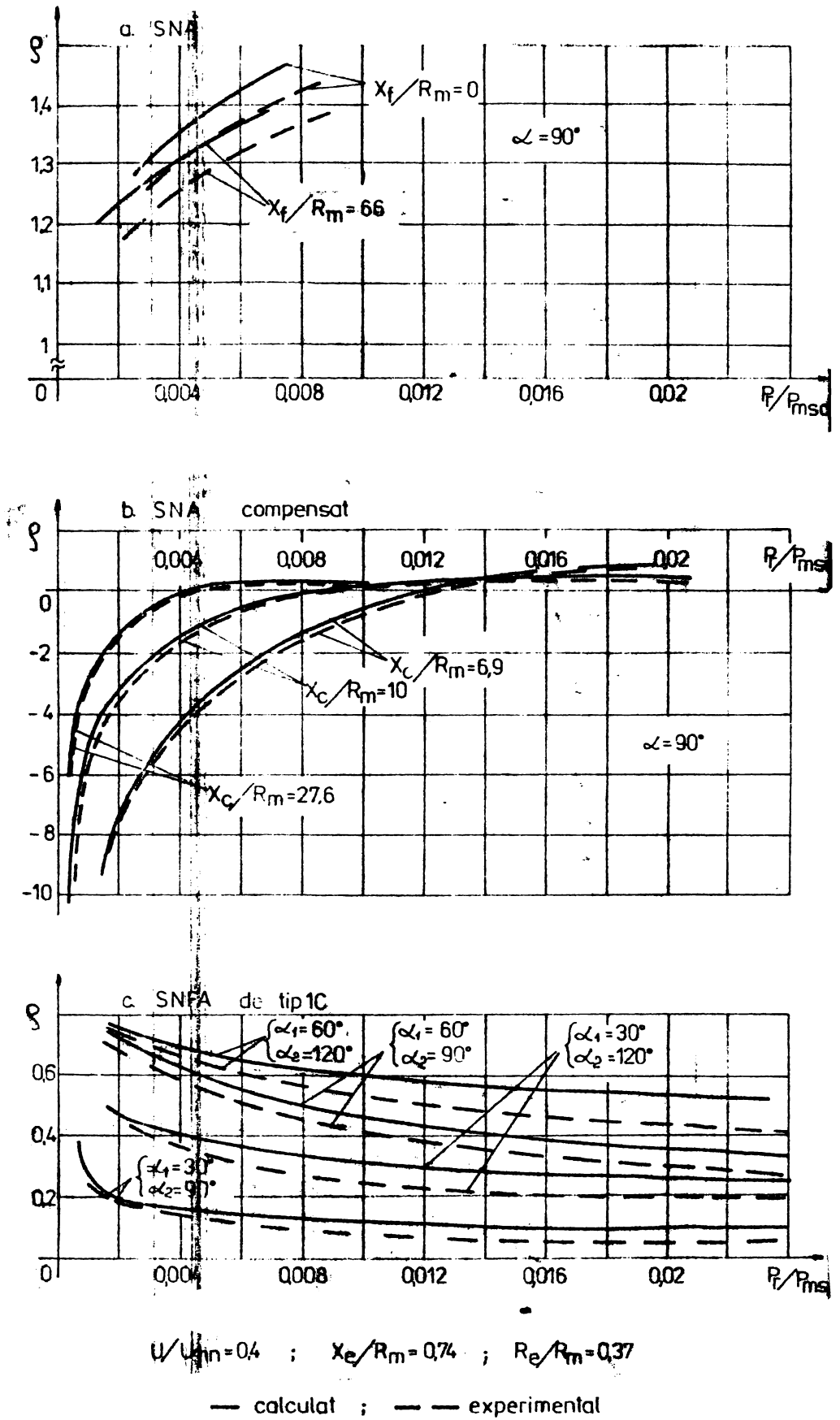


Figura nr.6.10. Factorul reactiv ϕ funcție de P_r/P_{msc} , la $U/U_{mn} = 0,4$, calculat și măsurat, pentru sistemele motor de c.c. serie-CSAC monofazat de tip a) SNA, b) SNA compensat, c) SNFA de tip 1C

$U/U_{mn} = 0,4$; $X_e/R_m = 0,74$; $R_e/R_m = 0,37$

— calculat ; - - - experimental

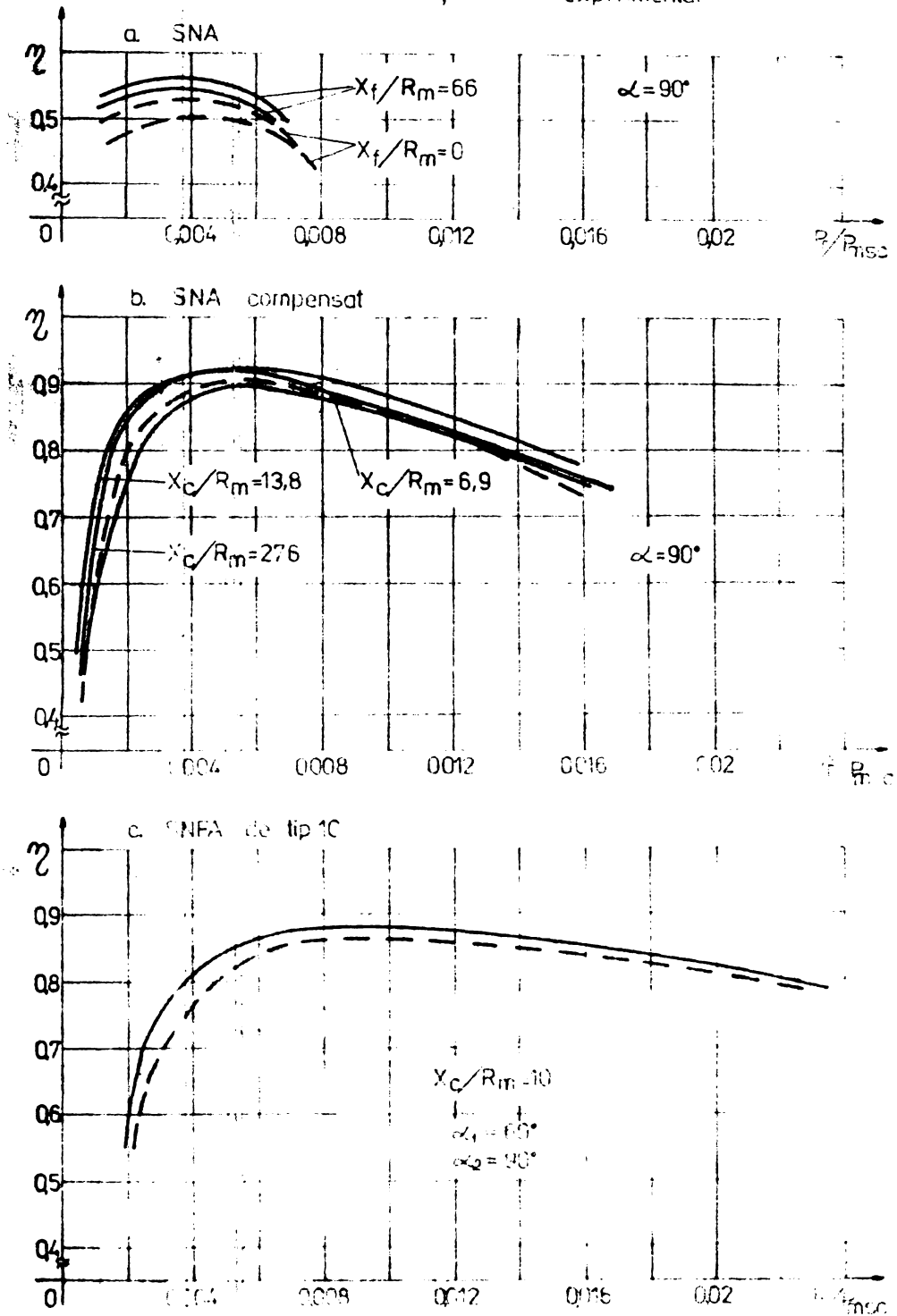


Figura nr.6.11. Randamentul η funcție de P_r/P_{msc} la $U/U_{mn} = 0,4$, calculat și măsurat, pentru sistemele motor de c.c. serie-CSAC monopazat de tip a) SNA, b) SNA compensat, c) SNFA de tip 1C.

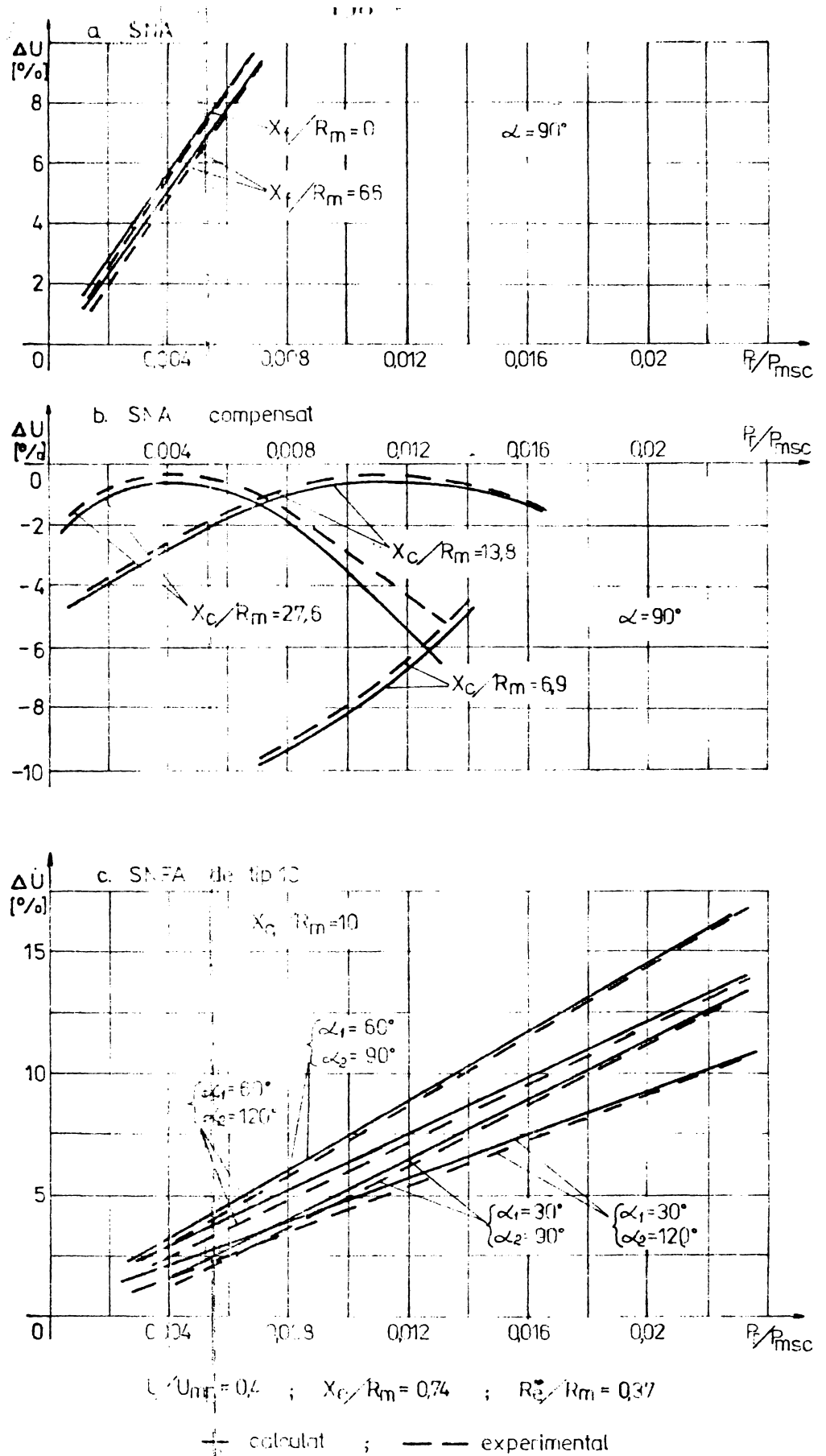


Figura nr.6.12. Căderea de tensiune relativă pe impedanța din circuitul de curent alternativ ΔU % funcție de P_r/P_{msc} , la $U/U_{mn} = 0,4$, calculat și măsurat pentru sistemele motor de c.c. serie-CSAC monoazat de tip a) SNA, b) SNA compensat, c) SNFA de tip 1C.

CAPITOLUL 7

REALIZĂRI INDUSTRIALE PRIVIND SISTEMELE DE TRACȚIUNE DE MEDIE PUTERE ÎN CURENT ALTERNATIV

7.1. Introducere

Cu scopul experimentării sistemului de convertire propus pentru tracțiunea de medie putere, domeniul vizat a fost cel al tracțiunii miniere care oferă multiple avantaje și anume :

- puteri instalate în locomotivele miniere relativ reduse (20 - 100 kW);
- ritmul de punere în funcție a unor noi linii de tracțiune este mai ridicat decât în cea urbană sau uzinală, deci nu se pune problema înlocuirii echipamentelor specifice tracțiunii în curent continuu;
- problemele legate de influențele sistemelor asupra rețelelor înconjurătoare sînt mult simplificate față de tracțiunea urbană.

7.2. Descrierea soluțiilor tehnice adoptate

Ca unitate standard s-a considerat locomotiva de serie cu alimentare de la fir de contact cu tensiune continuă LMT-7, cu două motoare de tracțiune de curent continuu serie, pentru care s-a conceput, realizat și experimentat un echipament tiristorizat corespunzător.

La alegerea tipului de CSAC al echipamentului s-au avut în vedere următoarele:

- nu se necesită decât funcționarea în primul cadran al sistemului de referință (u, i);
- frînarea recuperativă este practic imposibilă la tipul de locomotivă preconizat datorită vitezelor mici de deplasare și condițiilor foarte proaste de captare a curentului;
- reversarea turației se realizează electromecanic;
- nu se impun condiții de gabarit și greutate speciale;

- răcirea semiconductoarelor de putere să fie naturală, iar echipamentul în ansamblu etanș.

Tipul de convertor static ales pentru prima etapă de experimentare este un CSAC în punte, de tip SNA cu posibilitatea de compensare a puterii rective la bornele CSAC, cu avantaje multiple de simplitate, autoprotejare la supratensiuni de la sarcină, siguranță în funcționare și preț de cost redus.

Figura nr.7.2. prezintă schema bloc a echipamentului de tracțiune a locomotivei cu alimentare în curent alternativ LTA-7. Puntea semicomandată RSC este alimentată de la firul de contact FC, avînd conectată pe partea de alternativ protecția la supratensiuni din rețea, filtrul pentru armonici 2 și instalația de compensare a căderii de tensiune pe linie 3. Ea furnizează puterea necesară motoarelor de tracțiune de curent continuu M_1, M_2 cu excitațiile serie E_1, E_2 . Mărimea impusă a curentului continuu, stabilită de blocul de prescriere 5 este coparată cu valoarea măsurată a acestuia prin șuntul S, adaptată de blocul de amplificare 10 și reglată de regulatorul de curent cu limitare 9 care stabilește mărimea de comandă a redresorului. Prin intermediul blocului 6 se pot asigura diverse accelerații ale locomotivei iar blocul 7 intervine la defecțiuni ale potențiometrului general de comandă. Impulsurile de amorsare ale tiristoarelor, furnizate de generatoarele 12, 13 sînt condiționate de blocul logic 11 care analizează starea convertorului, existența tensiunilor furnizate de transformatorul auxiliar 4, a celor furnizate de sursele stabilizate prin intermediul blocului de tensiune minimă 16. Reversarea turației se comandă mecanic, prin blocul 19, inversorul fiind protejat prin blocarea electronică a convertorului prin blocul de protecție inversor 18, permițîndu-se, după reversare, numai comanda de la zero a curentului impus. Locomotiva este echipată cu frînă electrică rezistivă 20, cu rezistența de frînare R_f , blocul de protecție 21 nu permite simultan regimul de mers și de frînare. Bateria de acumulație auxiliară 14 este echipată cu un redresor tampon de încărcare 8, cu controlul curentului, conectare și deconectare automată funcție de nivelele de tensiune ale acesteia, iar blocul de semnalizări 16 afișează diver-

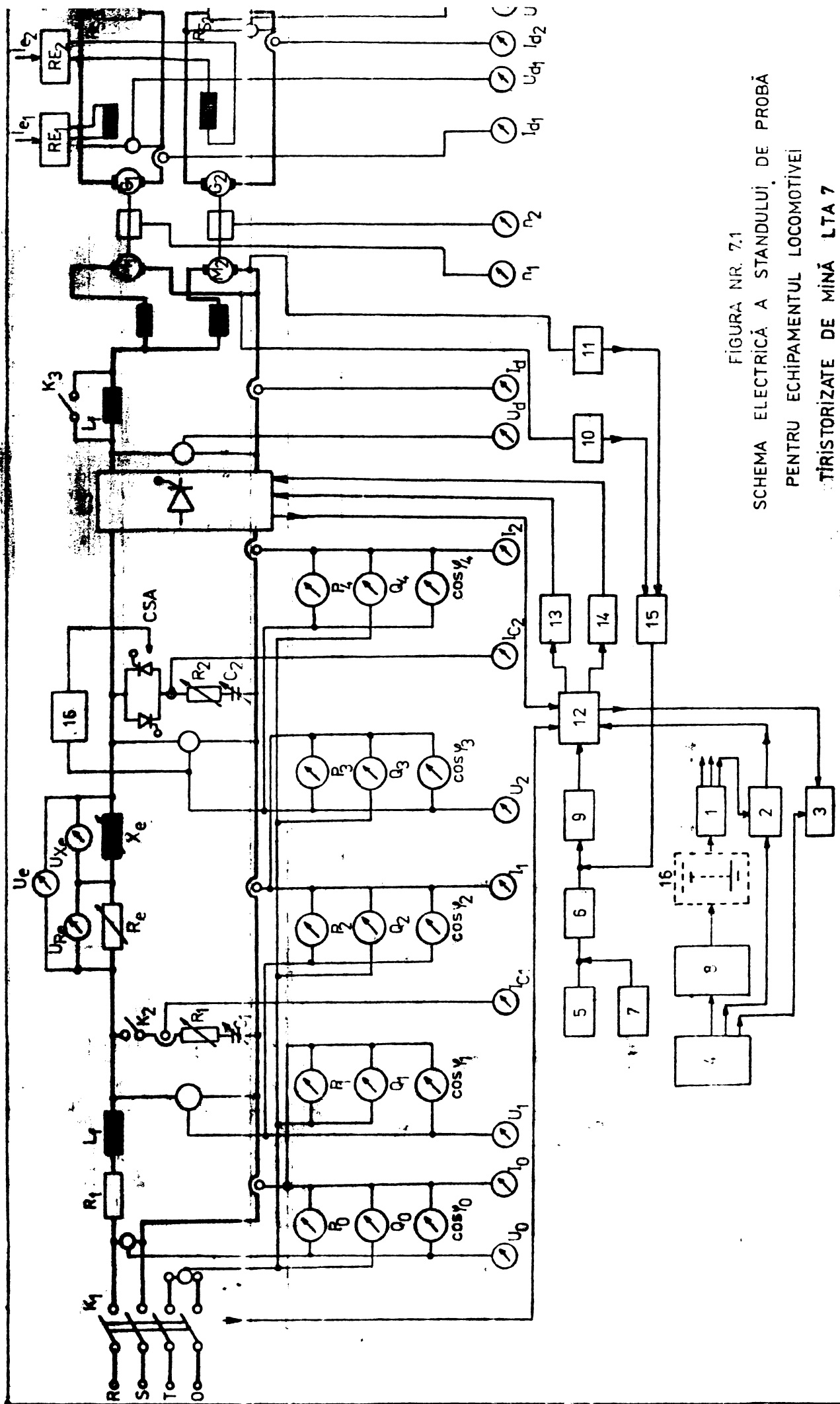


FIGURA NR. 7.1
 SCHEMA ELECTRICALĂ A STANDULUI DE PROBĂ
 PENTRU ECHIPAMENTUL LOCOMOTIVEI
 TIRISTORIZATE DE MINĂ LTA 7

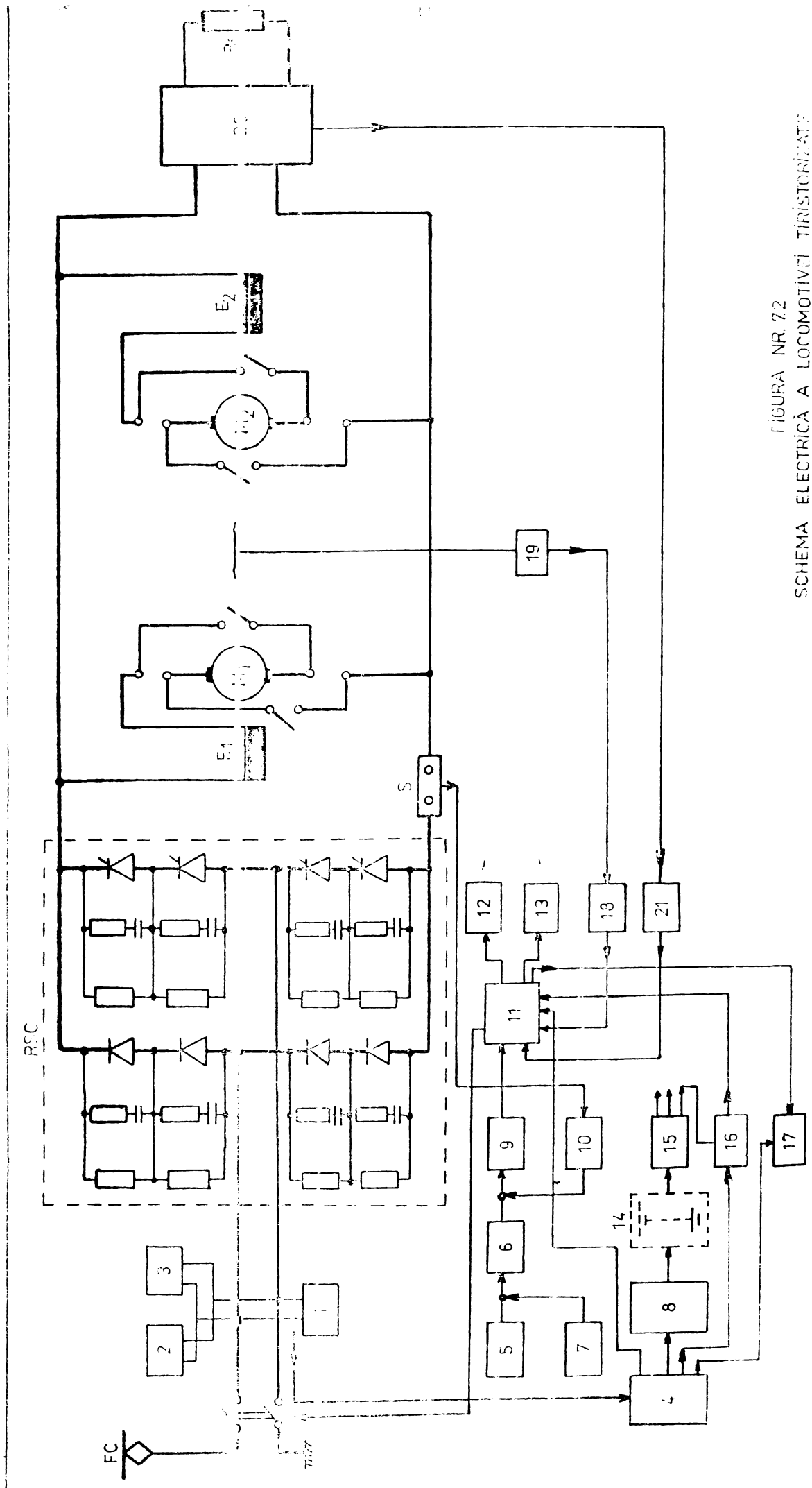


FIGURA NR. 72
 SCHEMA ELECTRICALĂ A LOCOMOTIVEI TIRISTORIZATE
 DE MINĂ LTA7 CU ALIMENTARE ÎN CURENT

sele regimuri de funcționare ale echipamentului de tracțiune.

Standul de probă al echipamentelor tiristorizate destinate locomotivelor de mină cu alimentare în curent alternativ cu schema electrică redată în figura nr.7.1 (vedere generală în figura nr.7.3) servește următoarelor scopuri:

- verificarea dimensionării corecte a circuitelor de forță și ale protecțiilor aferente,
- fiabilizarea subansamblurilor electronice de mică putere,
- studiul soluțiilor tehnice pentru realizarea compensării controlate a puterii reactive,
- experimentarea diverselor blocuri de automatizare și protecții electronice,
- probe de anduranță pentru diverse tipuri de convertoare statice propuse spre aplicare,
- studiul metodelor de eliminare a efectelor patinării roților locomotivei,
- efectuarea de măsurători complete de sistem sau referitoare la subansambluri.

În circuitul de forță, pe stand, se asigură parametrii variabili ai transformatorului din substația de alimentare (R_t, L_t), a liniei (R_l, L_l), a inductivității de filtrare (L_f). Compensarea în substație se simulează prin grupul R_1 ,

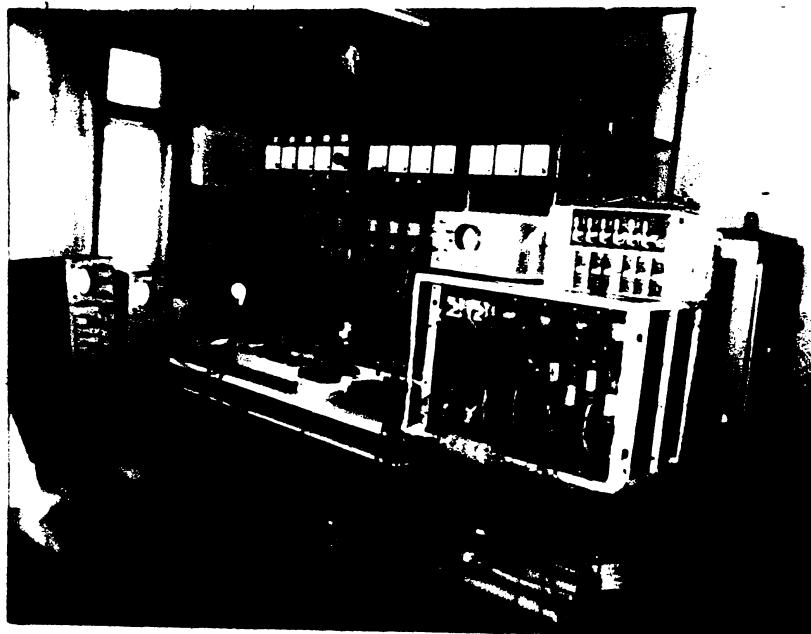


Figura nr.7.3. Stand de probă pentru echipamente tiristorizate destinate locomotivei de mină cu alimentare în curent alternativ LTA 7

C_1 , pe locomotivă prin R_2, C_2 variabili în trepte sau comandabile prin contactorul static CSA funcționând cu comandă bipozițională. Încărcarea motoarelor de c.c. serie de tracțiune M_1, M_2 se realizează prin generatoarele de c.c. cu excitație separată G_1, G_2 ce debitează peste rezistențe de sarcină fixe, transferul de energie modificându-se prin comandă curenților de excitație I_{e1}, I_{e2} a generatoarelor.

Semnificația blocurilor de comandă sînt următoarele (vezi și descrierea echipamentului locomotivei) (fig.nr.7)

- 1-bloc surse stabilizate
- 2-bloc de protecție la tensiune minimă
- 3-bloc de supraveghere a tensiunii transformatorului auxiliar
- 4 -transformator auxiliar
- 5-bloc de prescriere
- 6-bloc de prestabilire a accelerației locomotivei
- 7-bloc de protecție la supraîncălzirea firului potențio-metrului de comandă
- 8-reversor tampon pentru bateria de acumuloare
- 9-regulator de curent cu limitare
- 10,11-blocuri amplificatoare de curent
- 12-bloc logic de condiționări
- 13,14-blocuri generatoare de impulsuri pentru semiconductoare
- 15-bloc de selectare a valorii celei mai mari a curenților motoarelor
- 16-baterie de acumulatori
- 17-sistem de control bipozițional al tensiunii la bornele CSAC

Schemele electrice detaliate ale principalelor subansambluri de mai sus sînt redată în anexa nr.2.

Probele pe stand au condus, pe lângă acumularea experienței necesare aplicării sistemului preconizat, la elaborarea și materializarea a 3 idei originale, brevetate de autor și un colectiv, două referindu-se la metodele de protecție și fiabilizare a CS utilizate [81], [83], iar una rezolvînd simultan problema protecției motoarelor de tracțiune și a patinării prin comanda convertorului static avînd ca valoare de referință cea mai mare valoare a curenților individuali prin cele două motoare. Este de menționat că în săși ideea fiabilizării sistemului de convertire a energiei

în tracțiunea minieră, urbană, etc., prin înlocuirea alimentării în curent continuu cu cea în curent alternativ este brevetată de autor împreună cu un colectiv [72].

7.3. Date tehnice și constructive ale echipamentului și locomotivei

Caracteristicile tehnice principale ale locomotivei de mină cu alimentare de la fir de contact cu tensiune alternativă LTA-7 (figura nr.7.4) sînt :



Figura nr.7.4. Locomotiva de mină tiristorizată cu alimentare în curent alternativ LTA-7

| | |
|---|--------------------------------|
| - putere instalată în motoare | 2x20,5 kW |
| - tipul motoarelor de tracțiune | c.c. serie |
| - tensiune alternativă nominală | 600 V \pm 15% |
| - putere instalată în CSAC | 100 kVA |
| - curent continuu maxim | 200 A |
| - răcirea circuitului de forță al CSAC | naturală |
| - sisteme de frinare | electrică, rezistivă, mecanică |
| - tensiune de alimentare pentru electronica de comandă și auxiliare | 12 V |

La realizarea constructivă a echipamentului tiristorizat destinat locomotivei LTA-7 s-au avut în vedere cerințele de gabarit, condițiile de răcire și criteriile impuse de testarea și întreținerea ușoară în subteran. Echipamentul electronic de putere, circuitele de comandă, automatizare și protecții de electronică de mică putere aferente e cît și inversorul sensului de mers sînt plasate în cabin

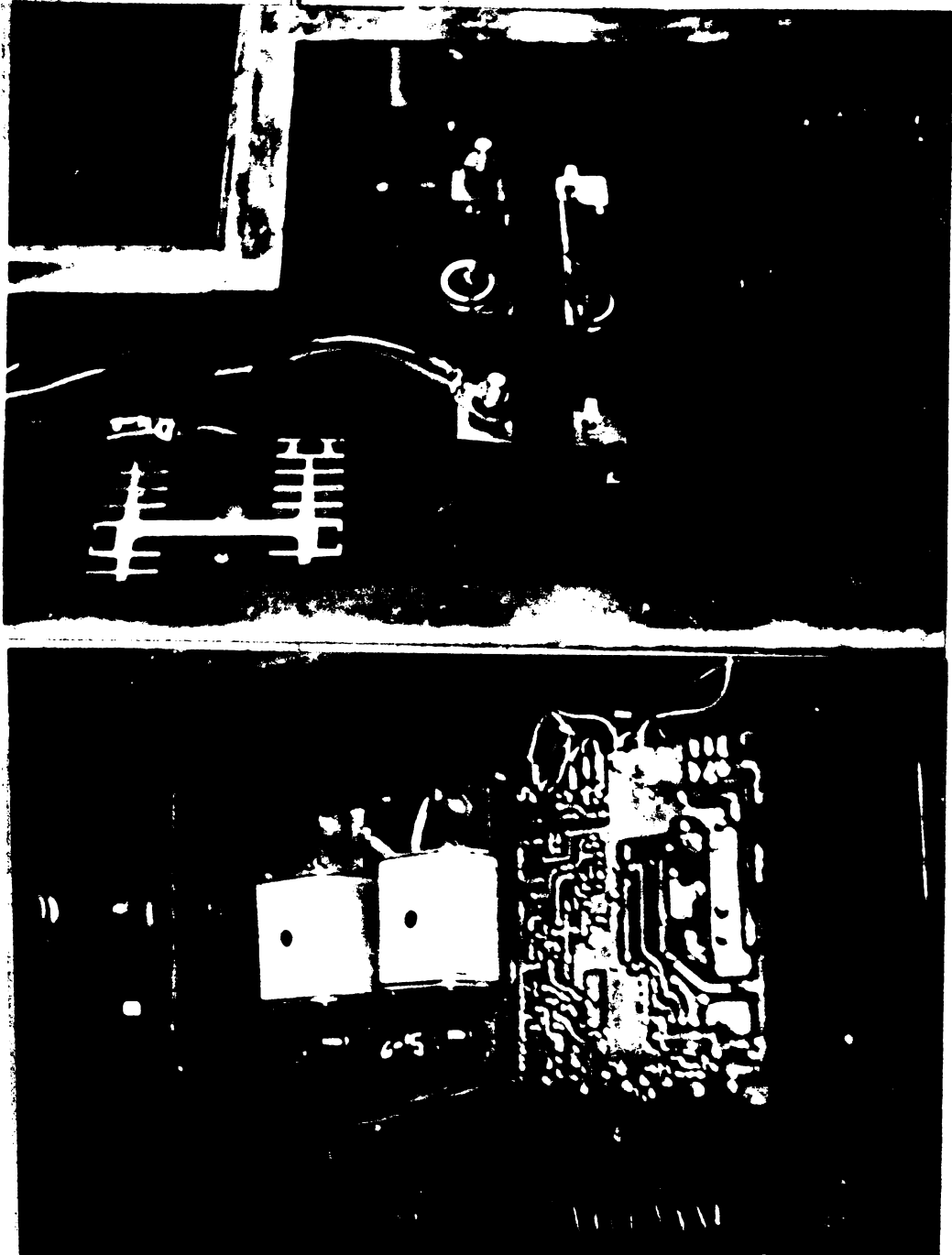


Figura nr.7.5. Echipamentul tiristorizat al locomotivei de mină cu alimentare în curent alternativ LTA-7

mecanicului conductor în locul controlerului clasic de la

locomotiva alimentată în curent continuu și sub scaunul acestuia, într-o construcție metalică etanșă. Electronica de mică putere este realizată modular, în vederea unei depanări convenabile. Elementele de comandă propriuzise și cele de supraveghere a funcționării corecte a locomotivei precum și sistemul de încărcare automat al bateriei de acumulare sunt plasate într-o cutie etanșă pe peretele interior al cabinei în poziție convenabilă pentru manevrare. Contactoarele și rezistențele sistemului de frînare sunt dispuse în partea din față a carcasei locomotivei; punerea lor în funcție efectuându-se de la un controler de comandă acționat de o pedală la picior, asigurându-se în felul acesta condiții de securitate marită la această manevră.

7.4. Concluzii generale ale testării în condiții de exploatare a sistemului CSAC, monofazat în punte de tip SNA - motor de c.c. serie

În timpul experimentărilor pe stand și în condiții de exploatare în subteran s-au urmărit în special problemele de sistem în ansamblu, cu evaluarea performanțelor globale energetice și individuale (convertor, elemente de filtrare în curent continuu, motoare de tracțiune), cele de fiabilitate, cele legate de căderea de tensiune pe firul de cale, mai mare decât la alimentarea în curent continuu și metodele cele mai eficiente pentru ameliorarea acestora, stabilirea sistemului, rezonanțele de tensiune accidentale, fenomenul de patinare, etc.

Pe lângă avantajele generale ale tiristorizării cunoscute, în urma experimentărilor s-au constatat următoarele :

- creșterea gradului de utilizare al motoarelor de tracțiune prin mărirea forței de tracțiune utilizabile cu aproximativ 50% datorită posibilității modificării continue a forței de tracțiune și utilizării la limită a aderenței;
- economii substanțiale de energie datorită eliminării rezistențelor de la locomotiva clasică necesare modificării vitezei acesteia; evaluarea exactă a acestora depinde de regimul de lucru al locomotivei și randamentul energetic al sistemului este evident mai bun la viteze reduse ale locomotivei;

- comanda electronică a locomotivei a permis, pe baza unor idei originale, automatizarea unor manevre ale ei în ideea de a nu se permite comenzi false și de a simplifica manevrele necesare conducerii locomotivei, contribuindu-se în acest fel la rărirea securității circulației în subteran;
- echipamentul tiristorizat asigură protejarea electronică a motoarelor de tracțiune, a echipamentului electric de forță în general, prelungind durata de funcționare a acestora;
- prin modificarea continuă, fără șocuri a forței de tracțiune, se protejează de asemenea transmisia mecanică de la motorul de tracțiune la șină;
- efectul compensării pe vehicul a puterii reactive poate conduce la o lungire a tronsonului alimentat în medie cu 50%.

CAPITOLUL 8

CONCLUZII

Lucrarea abordează o problemă deosebit de actuală privind analiza sistemelor de convertire a energiei în tracțiunea electrică, denumită de autor de "medie putere", ce se referă la tracțiunea de tip urban, minier, uzinal, cu alimentarea firului de cale cu tensiune alternativă în loc de modul uzual de alimentare cu tensiune continuă și cu menținerea motoarelor de tracțiune de curent continuu cu excitație serie.

În comparație cu tracțiunea electrică în curent alternativ de mare putere, cea de medie putere prezintă o serie de particularități. Se justifică astfel, în primă fază, sinteza conținută în Capitolul 2 a tipurilor de convertitoare statice utilizabile și a problematicii ce însoțește utilizarea acestora și anume: metodele de comandă ale acestora, probleme specifice comutației forțate în curent alternativ și influențele asupra rețelelor de alimentare și a mașinii electrice. Se constată că rezolvarea teoretică a problemelor de sistem este mult în urma realizărilor experimentale și rezultatelor practice. De asemenea, pentru ameliorarea mărimilor caracteristice în rețeaua de tensiune alternativă a sistemului se constată că este necesară fie compensarea puterii reactive prin filtre RC, fie utilizarea convertoarelor statice curent alternativ-curent continuu cu comutație forțată.

Analiza teoretică a sistemului convertor static c.a.-c.c. monofazat în punte semicomandat asimetric-motor de curent continuu serie conținută în Capitolul 3, considerată ca soluție etalon pentru tracțiunea de medie putere, evidențiază avantajele metodei de integrare numerică a sistemelor de ecuații diferențiale pe un calculator numeric, utilizată în întreaga lucrare. Se pot delimita, în acest fel, toate regimurile de funcționare ale sistemului (regimul cu conducție neîntreruptă, cu conducție întreruptă cu o comutație și fără nici o comutație pe semiperioada tensiunii alternative de alimentare), cu considerarea impedanței variabile în circuitul de tensiune alternativă, a parametrilor variabilelor semiconductoare, a inactivității finite și variabilelor în circuitul de curent continuu, a t.e.m. induse și vitezei an-

ghiulare a mașinii variabile în timp și mașina electrică saturabilă.

Prin evaluarea sistematică a performanțelor energetice globale ale sistemului precizat se pot constata principalele deficiențe și limitări ale acesteia și anume dependența puternică a parametrilor de unghiul de comandă al convertorului, necesarul de putere reactivă și deformantă al sistemului, ceea ce conduce la căderi de tensiune apreciabile pe impedanța din rețeaua de tensiune alternativă, mai ales la unghiuri de comandă mari ale convertorului (regim de pornire al mașinii de c.c. serie).

Ca primă metodă de ameliorare a performanțelor sistemului de mai sus precizat s-a luat în considerare compensarea puterii reactive în rețeaua de tensiune alternativă prin dispunerea unor filtre RC la bornele de alimentare ale convertorului static. Analiza completă a sistemului în acest caz, conținută în capitolul 4 al lucrării evidențiază regimurile speciale de funcționare ale convertorului static, specifice deja comutației forțate, care, pe de o parte, permit neglijarea zonelor de comutație cunoscute din literatură, deci ușurarea studiului teoretic, dar, care pe de altă parte, poate crea dificultăți datorită regimurilor foarte dure de solicitare ale semiconductoarelor de putere. Pe ansamblul parametrilor energetici, sistemul compensat este superior celui necompensat, exceptându-se de la aceasta randamentul, care este mai scăzut. Se obține o scădere convenabilă a căderii de tensiune pe impedanța serie de curent alternativ, mărime importantă în evaluarea utilității practice a sistemelor de conversie a energiei în tracțiunea de medie putere.

Principala deficiență a utilizării compensării în rețeaua de tensiune alternativă o constituie faptul că pentru fiecare valoare a unghiului de comandă al convertorului precum și a impedanței din rețeaua de tensiune alternativă există o singură valoare optimă a capacității de compensare, ceea ce conduce la necesitatea modificării permanente a acesteia, cu dificultățile tehnice inerente.

Analiza teoretică efectuată în capitolul 5 al lucrării în ipoteza utilizării unui convertor static c.a.-c.c. în punte semicomandată asimetrică cu comutație forțată cu

un condensator de stingere (schema 1C), cu comutația dependentă de curentul de sarcină, confirmă așteptările, parametrii energetici calculați fiind comparabili cu cei obținuți la compensarea puterii reactive prin filtre RC. Principala deficiență semnalată este aceea că, la utilizarea comutației forțată în curent alternativ este necesară o supradimensionare în tensiune a semiconductoarelor de putere ale convertorului.

Din comparația performanțelor globale ale cazurilor analizate, în Capitolul 6 al lucrării rezultă că CSAC în punte semicomandată asimetrică cu compensare și cu comutație forțată, schema 1C, prezintă performanțe sensibil egale, superioare însă punții fără compensare. Verificările experimentale efectuate pe standul conceput în acest scop confirmă justetea analizelor teoretice din capitolele 3, 4 și 5 ale lucrării.

Viabilitatea sistemului de convertire propus pentru tracțiunea de medie putere este dovedită prin cele relatate în Capitolul 7 al lucrării referitor la concepția, realizarea și experimentarea în condiții concrete de exploatare a mai multor locomotive tiristorizate de mină cu alimentarea firului de contact cu tensiune alternativă.

Este de menționat că metoda de analiză a sistemelor CSAC-motor de c.c. serie prin integrarea numerică a sistemelor de ecuații diferențiale aferente poate fi ușor extinsă la alte tipuri de CSAC cu comutație forțată utilizate în tehnica curentă. De asemenea ea se pretează, cu modificări minime, la studiul regimului dinamic, al sistemelor de tipul precizat, al accelera de pornire, precum și la studiul în regim staționar și tranzitoriu a sistemelor de convertire utilizând punți multiple cu comutație naturală sau forțată.

Pentru elaborarea lucrării a fost utilizată o bibliografie ce cuprinde un număr de 219 titluri, incluzând și 24 de lucrări, în domeniu, ale autorului, elaborate singur și în colaborare. De asemenea, s-au adăugat și două titluri ce cumulează protocoalele contractelor elaborate de Institutul Politehnic "Traian Vuia" Timișoara, care înglobează și aportul autorului la soluționarea problemelor ce s-au pus.

ANEXA NR.1

RELATII UTILIZATE LA PRELUCRAREA REZULTATELOR
IN URMA INTEGRARII NUMERICE

1. Analiza armonică (AA) :

$$y = Y_0 + \sum_{k=1}^n (a_k \cos kz + b_k \sin kz) = Y_0 + \sum_{k=1}^n \sqrt{2} Y_k \sin(kz - \phi_k) \quad (A.2-1)$$

$$Y_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} y \, dz \quad (A.2-2)$$

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y \cos kz \, dz \quad (A.2-3)$$

$$b_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y \sin kz \, dz \quad (A.2-4)$$

$$Y_k = \sqrt{(a_k^2 + b_k^2)}/2 \quad (A.2-5)$$

$$\phi_k = - \operatorname{arctg} (a_k/b_k) \quad (A.2-6)$$

2. Valoarea efectivă (VE)

$$Y = \sqrt{Y_0^2 + Y_1^2 + Y_2^2 + \dots} \quad (A.2-7)$$

3. Coeficient de distorsiune (δ)

$$\delta = \frac{\sqrt{Y^2 - Y_0^2}}{Y} = \frac{\sqrt{Y_1^2 + Y_2^2 + Y_3^2 + \dots}}{Y} \quad (A.2-8)$$

4. Factor de vîrf (f_v):

$$f_v = \frac{\max(y)}{Y} \quad (A.2-9)$$

5. Putere activă (P):

$$P = U_0 I_0 + \sum_{k=1}^n U_k I_k \cos \varphi_k \quad (A.2-10)$$

6. Putere reactivă (Q):

$$Q = \sum_{k=1}^n U_k I_k \sin \varphi_k \quad (A.2-11)$$

$$\varphi_k = \phi_{ki} - \phi_{k1} \quad (\text{A.2-12})$$

7. Putere deformantă (D):

$$D = \sqrt{S^2 + P^2 - Q^2} \quad (\text{A.2-13})$$

8. Factor de putere global (λ):

$$\lambda = P/S \quad (\text{A.2-14})$$

9. Factor reactiv (ρ):

$$\rho = Q/P \quad (\text{A.2-15})$$

10. Factor deformant (ξ):

$$\xi = D / \sqrt{(P^2 + Q^2)} \quad (\text{A.2-16})$$

ANEXA NR. 8

SCHEMELE ELECTRICE ALE PRINCIPALELOR
SUBANSAMBLURI ELECTRONICE DE COMANDA UTILIZATE
LA REALIZAREA STANDULUI DE PROBA SI A ECHIPAMEN-
TULUI TIRISTORIZAT PENTRU LOCOMOTIVA DE MINA
LTA 7

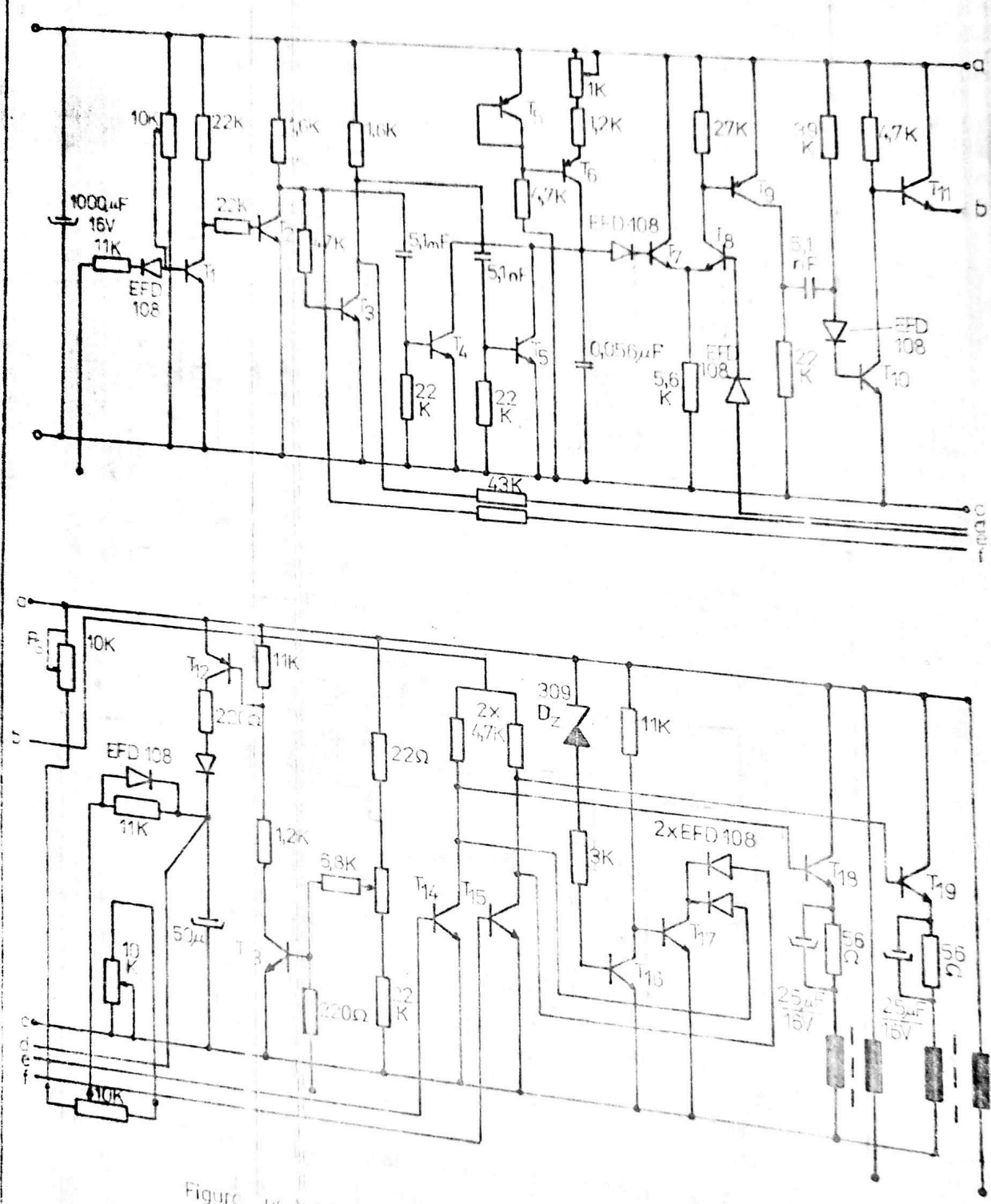


Figura nr A.84. Bloc logic și generator de impulsuri pentru CSAC monofazat în punte de tip SNA

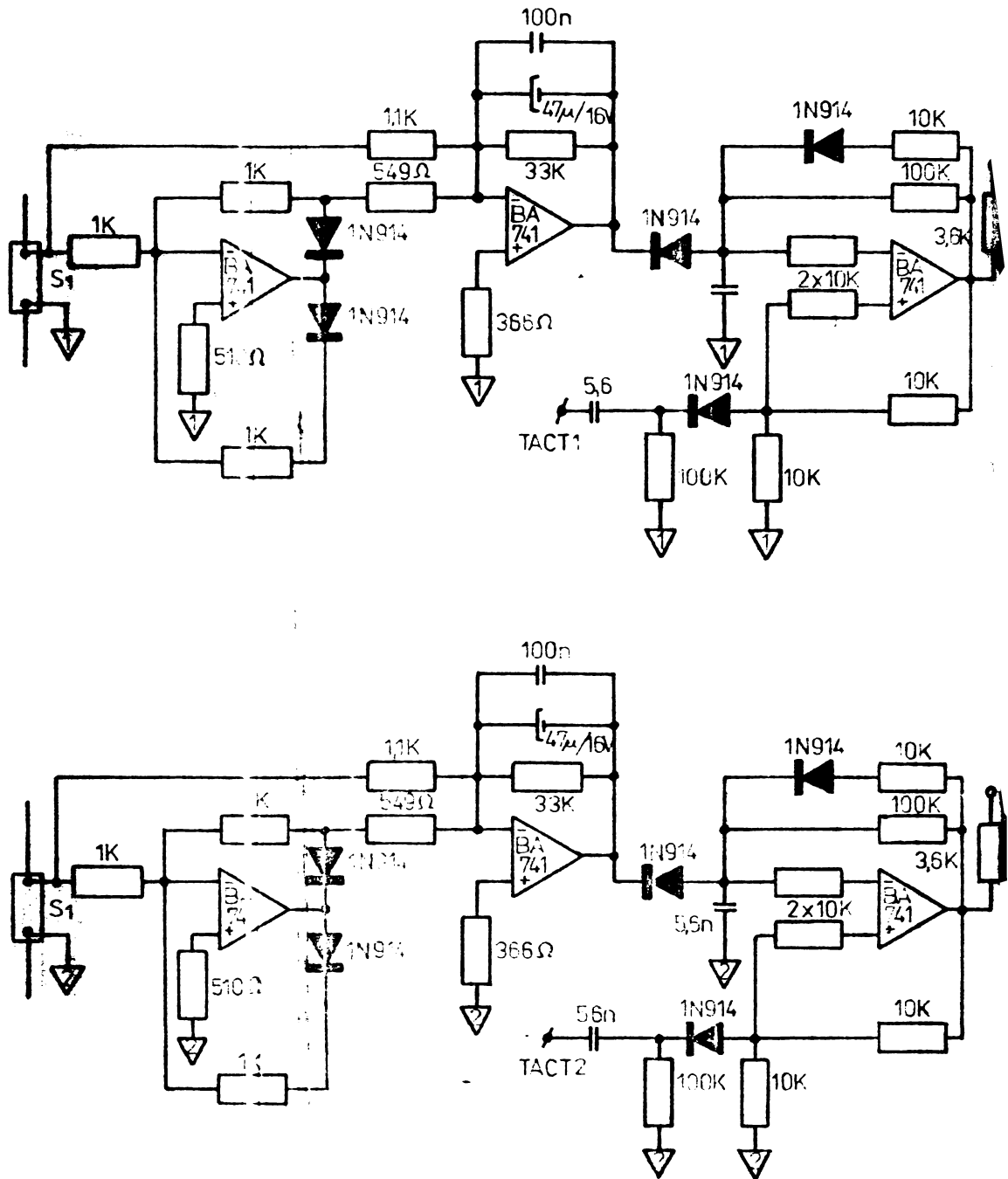


Figura nr.A.8.2 Protecție și control selectiv al curenților motoarelor de tracțiune — amplificator de șunturi

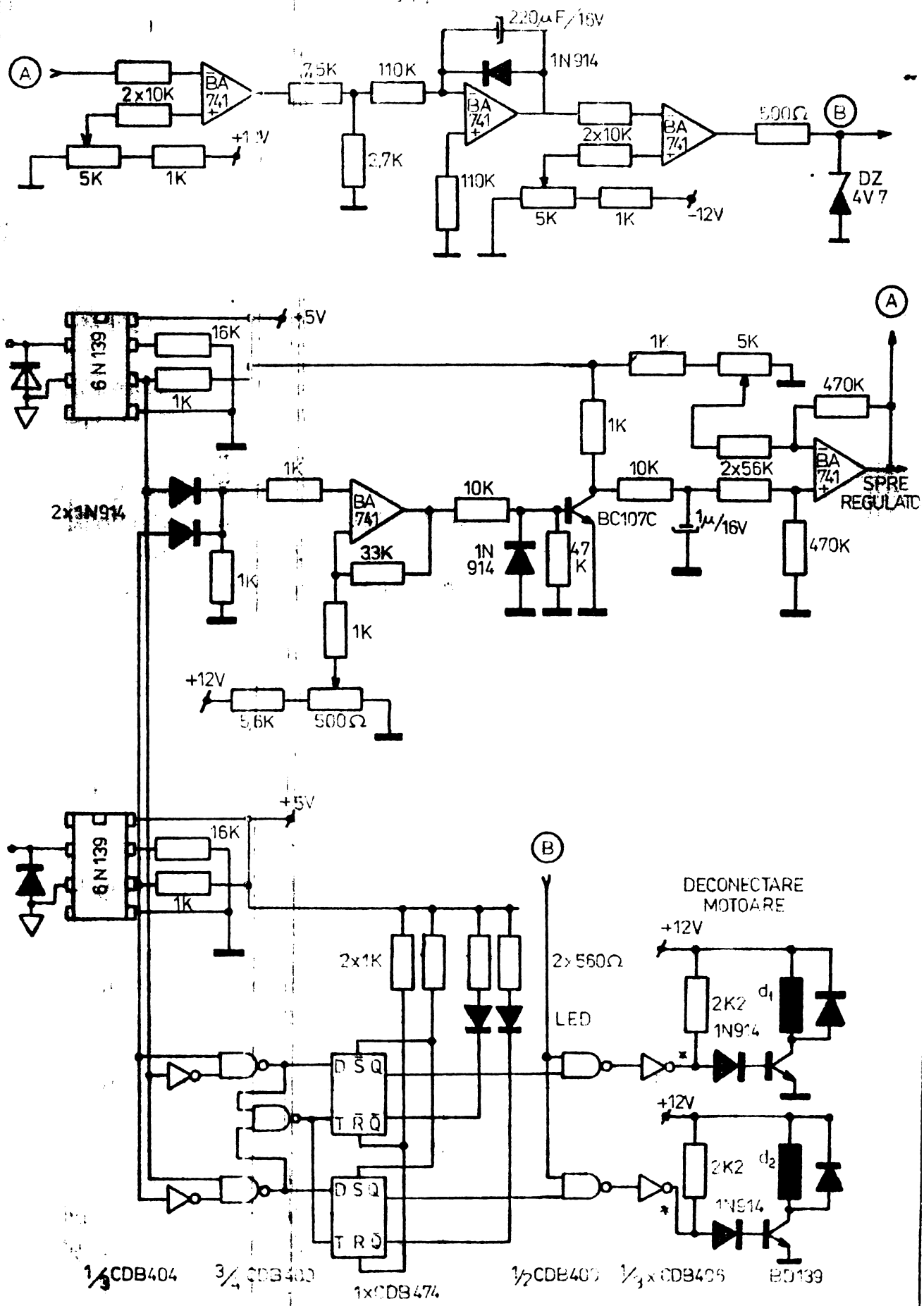


Figura 2. ASB. Protecție și control selectiv al curenților motorilor trifazici - funcționare, deconectare motorilor, comandă

BIBLIOGRAFIE

Cărți

- C 1.. ANTONIU, I.S.: "Bazele electrotehnicii" vol.II, Editura Didactică și Pedagogică, București 1974
- C 2 . ANTONIU, I.S. ș.a.: "Leții de Bazele Electrotehnicii", Editura Didactică și Pedagogică, București 1970
- C 3 . ANTONIU, I.S.: "Chestiuni speciale de electrotehnică", Editura Academiei, București 1956
- C 4 . BELFORD, B.D., HOFT, R.G.: "Principles of Inverter Circuits", John Wiley and Sons, New York 1964
- C 5 . DORDEA, T.: "Mașini electrice", Editura Didactică și Pedagogică, București 1970
- C 6 . GYUGYI, L., PELLY, B.R.: "Static power frequency changers. - Theory, performance and application", John Wiley and Sons, New York 1976
- C 7 . HEUMANN, K., STUMPE, C.: "Thyristoren. Eigenschaften und Anwendungen", B.G. Teubner, Stuttgart 1969
- C 8 . HEUMANN, K.: "Grundlagen der Leistungselektronik", Teubner Studienbücher, Stuttgart 1976
- C 9 . HOFFMANN, STOCKER: "Thyristor Handbuch", Siemens Aktiengesellschaft, 3. Auflage 1965
- C10 . JÖTTEN, R.: "Stromrichtertechnik", Vorlesungen TU, Darmstadt 1972
- C11 . JÖTTEN, R.: "Regelung in der Antriebstechnik", Vorlesungen TU, Darmstadt 1972
- C12 . KELEMEN, A.: "Acționări electrice", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1976
- C13 . KELEMEN, A.: "Mutatoare", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1978

- C14 . BRITTFAN, F.: "Berechnung von Strömen und Spannungen thyristor-gesteuerter Eisenbahn-Triebfahrzeuge", Dissertation, Universität Karlsruhe, 1971
- C15 . MÜCKEL, F.: "Elektrische Antriebstechnik", Springer Verlag, Wien, 1971
- C16 . MEYER, M.: "Mutatoare cu comutație forțată", Editura Tehnică, București 1970
- C17 . MÖLTGEN, G.: "Netzgeführte Stromrichter mit Thyristoren", Siemens Aktiengesellschaft, 2. Auflage 1967
- C18 . NICULESCU, S.: "FORTRAN-inițiere în programare structurată", Editura Tehnică, București 1979
- C19 . PONNER, I.: "Electronică industrială", Editura Didactică și Pedagogică, București 1972
- C20 . PUSCASU, S.; MARCOVICI, J.: "Mărimi și regimuri electrice nesinusoidale", Editura Scrisul Românesc, Craiova 1974
- C21 . PADULET, R.: "Bazele electrotehnicii. Probleme II", Editura Didactică și Pedagogică, București
- C22 . SALVADORI, M. G.; BARON, M. L.: "Metode numerice în tehnică", Editura Tehnică, București 1972
- C23 . SEN, P. C.: "Thyristor DC Drives", John Wiley and Sons, New York, Chichester, Brisbane, Toronto 1981
- C24 . SIMONIN, A. ș. a.: "Lecții de bazele Electrotehnicii" Editura Didactică și Pedagogică, București 1970
- C25 . TOMAȘ, I.; OGADESCU, I.: "Metode numerice subrutine", Editura Tehnică, București 1980
- C26 . "Memorialul inginerului electrician", Editura Tehnică, București 1971
- C27 . SER Manual General Electric 1967
- C28 . VEM Handbuch "Die Technik der elektrischen Antriebe", VEB Verlag Technik, Berlin 1974

Articole

- 1 . AB JUS, A.: "Fortschritte auf dem Gebiet der Steuerung und Regelung bei Wechselstrom-Triebfahrzeugen", ETZ-A 16/1967
- 2 . ABRAHAM, L.; KOPPEIMANN, F.: "Die Zwangskommütierung ein neuer Zweig der Stromrichtertechnik" ETZ-A nr.18/1966 (87), pag.649-658.
- 3 . ARIE, A.: "Influence des chemins de fer electricien courant alternatif monophasé de 50 Hz sur la system electroenergetique", Electrotechnique et energetique ,nr.4/1968 (13), pag.579-595.
- 4 . ARRILLAGA, J.: "Fault-development control in a.c.-d.c. converters", P.I.E.E. nr.7/1969
- 5 . BARZ, J.: "Fahrzeugelektronik der Zweifrequenz-Serien-lokomotive, Baureihe 181,2, der DB", Elektrische Bahnen 47 (1976), H 10, s.230-2
- 6 . BECKER, E.; GAMMERT, R.: "Drehstromversuchsfahrzeug - DE 2500 mit Steuerwagen. Systemerprobung eines Drehstromantriebes an 15 kV/16 2/Hz", EB, H 1/1976 (47), s.18-23
- 7 . BELLINI, A.; FIGALLI, G.: "Simplified Analysis and Design of an AC/DC Power Conversion System for Traction Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.1A-17, nr.2 March/April, 1981, pag.167-173
- 8 . BILER, E.: "Einfluss der Glättungsinduktivität auf Kommutierung und Leistung thyristorgesteuerter Gleichstrom-Nebenschlussmotoren", Siemens Zeitschrift, nr.10/1968 (42), pag.843-854
- 9 . BERGER, H.: "Das dynamische Verhalten des Gleichstrom-Reihenschlussmotors", Elektrie, nr.9/1966, pag.359-362
- 10 . BREOLD, K.-H.: "Löschbare, einphasige Stromrichter mit Sektorsteuerung für die Speisung von Mischstommotoren", Elektrische Bahnen, nr.12/1974 (45), pag.281-287
- 11 . BRONKHORST, H.: "Der Thyristor in der Eisenbahntechnik ein Beispiel internationaler Zusammenarbeit", EUM, nr.5/1973 (90), pag.225-227

- 12 . BEHOLD, K.-H., PUMPER, J., RAHBEIN, H.: "Thyristor converters for traction DC Motor Drives", Conference Record IEEE, International Semiconductor Power Converter Conference, Baltimore Maryland, USA, 1972
- 13 . BEHOLD, K.-H., KARAMOUSI, N.: "Schwere Industrielokomotive mit Thyristorstromrichtern", Elektrische Bahnen, nr.10/1967, pag.230-237
- 14 . BJURKLUND, B.: "Thyristorlokomotiven Reihe No 2 und No 3 der Schwedischen Staatsbahnen", Elektrische Bahnen, nr.6/1971 (42), pag.122-130
- 15 . BLUMSCHNIG, E.: "Vergrößerarbeit und Aussagekraft des Totalen Leistungsfaktors", Elektrische, nr.4/1976 (30), pag.190-194
- 16 . BREYER, W.: "Besonderheiten der Thyristorlokomotive Reihe 1043 der ÖBB", Verkehrsannalen, nr.3/1975
- 17 . BROWN HORINE, : "Application of Silicon Rectifiers on Locomotives", IEEE Transactions on Apparatus and Industry, May/1968
- 18 . BENZINGER, H.: "Beimflussung von Rundsteueranlagen durch Netzüberschwingungen", ETZ -A, nr.4/1978 (99), pag.196-199
- 19 . BUCKEL, R.: "Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) zwischen thyristorgesteuerten Triebfahrzeugen und ortfesten elektrischen Anlagen", Fahrzeuge und Ihre Unterhaltung pag.419-450
- 20 . BUCKEL, R.: "Elektromagnetische Umweltbeeinflussung durch Triebfahrzeuge mit Anschmittsteuerung", Elektrische Bahnen, nr.1/1974, (45), pag.19-21
- 21 . BUCKEL, R.: "Schutz von Rohrleitungen und Kabeln in Wechselstrombahnen", ETZ -A nr.2/1964 (85), pag.48-52
- 22 . BUCKEL, R.: "Berührungsspannungen kurzer Dauer in Fernmelde -und Starkstromanlagen", ETZ -B nr.10/1970 (72), pag.221-231

- 23 . BUCKEL, R.: "Elektrifizierung in Südkorea",
Elektrische Bahnen, nr.7/1974 (45), pag.
110-155
- 24 . BUCKEL, R.: "Elektromagnetische Umweltbeeinflussung
durch Triebfahrzeuge mit Anschnittsteuerung", Elektrische Bahnen, nr.1/1974 (45),
pag.19-21, nr.2, pag.39-45
- 25 . BUCKEL, R.: "Oberschwingungen im Fahrleitungsnetz
von Wechselstrombahnen", ETZ-A nr.17/1967
(88), pag. 429-436
- 26 . BUCKEL, R.: "Dämpfung von Oberschwingungen in einer
50 Hz Fahrleitung mit Hilfe eines RC Glied
es", Elektrische Bahnen, nr.8/1959 (30),
pag. 173-178
- 27 . BUNIG, R.-K.: "Das Betriebsverhalten von Mischstrom
gespeisten Gleichstrommaschinen", Elektrische Bahnen,
nr.5/1970 (24), pag. 167-172
- 28 . CASHEN, R.; FODLESNIK, B.: "Bemessung der Glättung
drossel für nichtlückenden Betrieb in
stromrichter gespeisten Gleichstromantrieben",
Messern, Steuern und Regeln, nr.5/1975
pag.180-184
- 29 . CALVI, G.; KUHLOW, J.: "Der Bahnmotor bei Gleichrichter^{rich}
speisung", Elektrische Bahnen, nr.10/1963,
pag.218-229
- 30 . CETIN, I.; CETIN, O.: "Flussdurchflutungsverhältnisse
und Hauptinduktivitäten der Feldwicklung
bei Gleichrichter reihenschlussmaschinen",
Elektrische Bahnen, nr.4/1968 (39), pag.88-9
- 31 . CHELLAMUTHU, C.; SASTRY, V.V.: "Simulation of a 1-phase
Static converter -DC motor system", In
Electric Machines and Electromechanics,
1981, pag.263-279
- 32 . CHEUNG, W.H.: "Frequency response of a.c.-d.c. con-
verter with constant-current control",
P.I.E.E., nr.9/1971
- 33 . CIOBAN, P.: "Alimentarea cu energie a căilor ferate
electrificate", CDPT, 1967, București,
pag.210
- 34 . CSATI, P.; KARPATI, A.: "Fehler der Leistungsmessung
in Stromkreisen mit Gleichrichtern", Perio-
dica Polytechnica, I.P.Ungarî, nr.4/1967 (11)
pag.317-325

- 35 . DAUM, D.: "Unterdrückung von Oberschwingungen durch Pulsbreitensteuerung", ETZ-A nr.9/1972 (93), pag.528-530
- 36 . DEBENBROCK, M.: "Einphasenstromrichter mit sinusförmigem Netzstrom und gut geglätteten Gleichgrößen", ETZ-A nr.8/1973 (94), pag.466-471
- 37 . DEBENBROCK, M.: "Einphasenstromrichter mit optimierten Leistungsfaktor", ETZ-A nr.7/1974 (95), pag.360-363
- 38 . DEWAN, S.B.: "Optimum Input and Output Filters for a Single Phase Rectifier Power Supply", IEEE Transaction on Industry Applications, vol.IA-17, nr.3/1981, pag.282-288
- 39 . DOMAUER, E.: "Die Berechnung der Bremskennlinien eines Gleichstrom-Reihenschlussmotors", Elektrische, nr.8/1966, pag.308-309
- 40 . DOFTORT, J.K.: "Phase shifting of harmonics in a.c. circuits of rectifiers", IEEE Transaction on Industry and General Applications, nr.6/1968
- 41 . DRECHSLER, R.: "Scheinleistung und untraditioneller Leistungsfaktor beim Betrieb von Thyristorschaltungen", Elektrische, nr.6/1975 (29), pag.324-327
- 42 . DRECHSLER, R.: "Über pulsierende und verbräunete Leistung in einer unsymmetrisch belasteten Dreiphasenanlage", ETZ-A, nr.17/1969 (90), pag.421-424
- 43 . DRECHSLER, R.: "Neue untraditionelle Methode der Bestimmung des Leistungsfaktors", Elektrotechnicky obzor, nr.11/1972 (61), pag.586-591
- 44 . DREHMANN, K.; GLESSOW, R.: "Netzteile für Wechselstrom-Triebfahrzeuge mit stromgeführten Drehstromantrieb", Elektrische Bahnen, nr.11/1977 (48), pag.297-300
- 45 . DREHMANN, K.; FALK, P.: "Stand der Betriebsbeobachtung der löschbaren unsymmetrischen Brückenschaltung (LUB)", Elektrische Bahnen, nr.1/1976 (47), pag.132-136
- 46 . EISENACK, M.; CORDES, D.: "Digitale Nachbildung der Vorgänge in Stromrichterschaltungen", ETZ-A, nr.2/1971

- 47 . ELIKSSON, L.G.: "Thyristor Control of Multiple Unit Car Equipment by ASEA", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-8, nr.3 May/Juni 1972, pag.329-337
- 48 . ERLICKI, M.: "Power measurements errors in controlled rectifier circuits", IEEE Transactions on Industry and General Applications, nr.4/1966
- 49 . ERLICKI, M.; EMANUEL EIGELAS, A.: "New Aspects of Power Factor Improvement", IEEE Transactions on Industry and General Applications, nr.4/1968 (4), pag.441-455
- 50 . FICK, H.: s.a.: "Bahnstromrichter mit guten Leistungsfaktor", ETZ-A 1975 (96), pag.239-241
- 51 . FIESEB, K.: "Zum dynamischen Verhalten thyristor gespeister Gleichstromregelantriebe", EA A, nr.13/1969 (90)
- 52 . FLOWER, J.E.; HAZELL, P.A.: "Nonlinear analysis of a 1-st order thyristor-bridge control system", P.I.E.E., nr.10/1971
- 53 . FORSTER, J.: "Löschbare Fahrzeugstromrichter zur Netzentlastung und Stützung", Elektrische Bahnen, nr.1/1972 (43), pag.13-19
- 54 . FORSTER, J.: "Thyristor-Stromrichter grosser Leistung in elektrischen Triebfahrzeugen", ETZ-A, nr.16/1967 (88), pag.392-397
- 55 . FORSTER, J.: "Sektorsteuerung mit löschraren Stromrichterbrücken", Technische Rundschau, Bd. 65(1973), pag.25-29
- 56 . FORSTER, J.; PUTZ, U.: "Moderne Stromrichter auf elektrischen Triebfahrzeugen", Elektrische, nr.3/1970 (24), pag.98-101
- 57 . FORSTER, J.: "Zur Stromrichter-Netzbelastung", ETZ-A, nr.1/1975 (96), pag.52-57
- 58 . FRANK, H.; LANDSTROM, B.: "Compensarea factorului de putere cu condensatoare cuplate prin tiristoare", L'Electricier, nr.2140/1972, pag.121 (Rezumat in BIT Electrotehnică nr.3/1974, pag.39-45)
- 59 . FROHR, P.: "Drehzahlregelung von Gleichstrom Antrieben", Automatik, nr.4/1968 (13), pag.126-133 si nr.5/1968, pag.136-172
- 60 . FUKAO, S.: "AC-DC Converter with Improved Power Factor and Current Waveform on All Sides"

- 61 . GAWHEI, H.: "Umrichtertechnik in Zahnradlokomotiven", ETZ-A, nr.17/1967
- 62 . GEISLER, H.: "Leistungsfaktorverbesserung durch Kondensatoren und Kurzschlüsse in Industriewerken mit Stromrichteranlagen", EEG Mitteilungen, nr.11/12/1958 (48), pag.659-675
- 63 . GEIER, F.: "Regelungstechnische Probleme bei der Drehzahlregelung eines Gleichstrommotors bei gleichzeitige_m Eingriff im Anker und Feldstromkreis"
- 64 . GIERTH, E.: "Der internationale technische Stand der elektrischen Triebfahrzeuge und die Lokomotiven der DB", ETR nr.6/1972 (21), pag.205-216
- 65 . GLADIGAU, A.: "Betriebsverhalten und Betriebsbewahrung neuzeitlicher elektrischer Lokomotiven" Elektrische Bahnen, nr.10/1972 (43), pag.230-238
- 66 . GLADIGAU, A.; KUHLOW, J.: "Erläuterungen zu den VEE Bestimmungen 0535/1,69-Regeln für elektrische Maschinen und Transformatoren auf Bahn- und anderen Fahrzeugen", Elektrische Bahnen, Nr.7/1971 (42), pag.157-163
- 67 . GÜNTHER, H.: "Die elektrische Lokomotive 151", Elektrische Bahnen, nr.3/1973 (44), pag.50-61
- 68 . GÖLZ, G.; GRUMBRECHT, P.; HARMIS, D.; KLIZOWSKI, B.: "Wirkungsweise neuartiger Pulsstromrichter", ETZ-A, nr.5/1977 (98), pag.346-349
- 69 . GRAF, R.: "Problems Associated with the Load-Angle Control of Locomotive in Contact Line Networks", Brown Boveri Revue, nr.12/1977, pag.761-766
- 70 . GSCHWIND, F. X.: "Modelversuche über die Dämpfung von Oberwellen-Bedämpfungsmaßnahmen für Thyristortriebfahrzeuge", Elektrische Bahnen, nr.6/1971 (42), pag.130-135

71. GSCHWIND, F.K.: "Verbesserung des Leistungsfaktor bei Ausschnittsteuerung", Elektrische Bahnen, nr. 9/1979 (40), pag. 196-202
72. HAULER, E., ș.a.: "Metodă pentru ridicarea fiabilității sistemelor de convertire a energiei în tracțiunea urbană și minieră", Brevet, nr. 75059.
73. HAULER, E.: "Tendințe moderne privind utilizarea convertoarelor statice pentru acționări reglabile", In lucrările Sesiunii Stiințifice: "Electronica industrială", Timișoara, septembrie 1979, vol. 1, pag. 107-112.
74. HAULER, E.: "Convertoare statice c.a.-c.c. destinate alimentării motoarelor de curent continuu pentru tracțiunea de medie putere", In lucrările Sesiunii Stiințifice: "Electronica Industrială", Timișoara, septembrie 1979, pag. 141-146.
75. HAULER, E., GORBE, ST., BOKOR, L., STACESCU, I.: "Sisteme de convertire a energiei in tracțiunea minieră", Revista Transporturilor și Telecomunicațiilor, nr. 1/1984.
76. HAULER, E., BOKOR, L., GORBE, ST., STACESCU, I.: "Thyristorsteuerung für fahrleistungsgespeiste Wechselstromgrubenlokomotiven", Buletinul Stiințific tehnic al I.P. "Traian Vuia", Timișoara, 27 (41), Fascicula 1, pag. 47-52, 1982.
77. HAULER, E., BOKOR, L., GORBE, ST., STACESCU, I.: "Locomotiva tiristorizată cu alimentare in curent alternativ LTA-7", Construcția de Mașini, nr. 10/1983.
78. HAULER, E., GORBE, ST., BOKOR, L., STACESCU, I.: "Thyristorsteuerung für akkumulatorgespeiste Grubenlokomotiven", Buletinul Stiințific tehnic al I.P. "Traian Vuia" Timișoara, 27 (41), Fascicula 1, pag. 53-58, 1982.
79. HAULER, E., GORBE, ST., BOKOR, L., STACESCU, I.: "Locomotiva tiristorizată de mină cu acumulatori LTA-4", Construcția de Mașini, 34 (1982), nr. 10, pag. 569-575.

80. HAULER, E., JERBEI, ST., BUNIS, D., CSIRAK, E.: "Convertor c.a.-c.a. de frecvență și tensiune pentru modificarea vitezei vehiculului experimental cu motoare liniare ML 02", sesiunea de comunicări științifice, Craiova, 1981, pag. G1-G11.
81. HAULER, E., ș.a.: "Metodă pentru îmbunătățirea protecției circuitelor comandate cu convertoare statice", Brevet, nr. 72315/02.07.1979
82. HAULER, E., ș.a.: "Metodă și schemă pentru ridicarea fiabilității motoarelor electrice folosite în tracțiune", Brevet, nr. 84610/24.01.1976.
83. HAULER, E., ș.a.: "Metodă pentru mărirea fiabilității sistemelor de convertire statice", Brevet, nr. 87950/08.10.1976.
84. HAULER, E., JUNCU, M.: "Soluții de comandă, reglare și protecție pentru vehicule de tip urban sau suburban cu motoare asincrone liniare", Sesiunea de Comunicări Științifice, Craiova, 1981, pag. G111-G126.
85. HAULER, E., JERBEI, ST., JUNCU, M., HAULER, C., BUNIS, D.: "Metodă și schemă pentru frînarea rezistivă a vehiculelor echipate cu motoare asincrone și alimentate prin convertor de statice de frecvență și tensiune cu tensiune continuă imprimată", Dosar OS11, nr. 106.933, 17.03.1982.
86. HAULER, E.: "Sistemul convertor static curent alternativ-curent continuu-motor de curent continuu serie destinat tracțiunii electrice de medie putere", Electrotehnica, Electronica, Automatica, nr. 12/1983.
87. HAULER, E., SALEA SE-PUSCRAVEANU, I.: "Sistemul convertor static c.a.-c.c. în punte monofazată de tip semicomandat asincronic-motor de c.c. serie. Partea I. Stabilirea sistemelor de ecuații și integrarea numerică a acestora", Electrotehnica, Electronica, Automatica, nr. 2/1984.

88. HAULER, E.: "Sistemul convertor static c.a.-c.c. in punte monofazată de tip semicomandat asimetric-motor de c.c. serie. Partea a II-a. Prezentarea și discuția rezultatelor obținute în urma integrării numerice", *Electrotehnica, Electronica, Automatica*, nr. 3/1984.
89. HAULER, E., JENEI, ST., JUNCU, M., BUNIS, D.: "Echipamente tiristorizate ale vehiculului experimental cu motoare liniare ML 02", *Electrotehnica, Electronica, Automatica*, nr. 1/1984.
90. HAULER, E.: "Convertoare statice destinate vehiculelor urbane și suburbane cu motoare liniare asincrone", *Revista Transporturilor și telecomunicațiilor*, nr. 2/1984.
91. HAULER, E.: "Convertoare statice c.a.-c.a. cu circuit intermediar pentru alimentarea motoarelor liniare asincrone", *Sesiunea de Comunicări Științifice: "Electronica aplicată"*, Timișoara, 1979, vol. I, pag. 112-117.
92. HARTMANN, O., TIETZE, CH.: "Anwendung von Halbleiterstromrichter auf elektrischen Triebfahrzeugen", *ETZ-A*, nr. 7/1964.
93. HAZELL, P.A., FLOWER, J.O.: "Stability properties of certain thyristor-bridge control systems", *P.I.E.E.*, nr. 7/1970, pag. 1405-1412, Part I. "The thyristor bridge as a discrete control system". Part 2. "The interrelationships of discrete and continuous design methods", *P.I.E.E.* nr. 7/1970, pag. 1413-1420.
94. HELMICH, REICHELT.: "Einsatz von Halbleiterelemente für die Fahrmotorspeisung aus dem Wechselstromnetz", *BBC-Nachrichtere*, 1965, Juli, pag. 364-374.
95. HENGESBERGER, J., PUTZ, U., VETTERS, L.: "Thyristorstromrichter für Bahnmotoren", *AEK Mitteilung*, nr. 5/6/1964 (54), pag. 435-442.
96. HENGESBERGER, J., WIEGAND, A.: "Schutz von Thyristor-Stromrichtern Grösseren Leistung", *ETZ-A*, nr. 8/1965 (86), pag. 263-268.
97. HERMANSON, B.: "Thyristor convertors for the advanced passenger train", *Electrical Times*, 26.10.1972.

- A98 . HILF, J.: "Transformformung mit
 Stromrichter-ableitertechnischer Grund-
 richte", *ETZ-A*, nr. 68/1974, pag. 18-197
- 99 . HILF, J.: "Elektronische Grundlagen der
 wandlungs- umgekehrte Möglichkeiten
 der Stromrichter-technik", *Elektronische Tech-
 nik und Maschinenbau*, nr. 84/1967, pag. 99-
 112
- 100 . HOLPERT, W.: "Über den Entwurf und die Berechnung
 von Glättungs-drosselspulen für Gleich-
 richterlokomotiven", *Elektrie*, nr. 6/1960,
 pag. 206-210
- 101 . HOLTS, J.: "Ein neues Blindsterverfahren für
 Stromrichter am schwachen Netz", *ETZ-A*,
 nr. 91/1970, pag. 345-348
- 102 . HOLZMANN, F.; PAUER, G.: "Wirkungsgradbestimmung
 bei Stromrichter-Gleichstromantrieb"(1),
Industrie-Elektrek-Elektronik, nr. 17/1979
 (24), pag. 455-457
- 103 . HOLPERT, W.; WENDT, W.: "Strom- und Spannungsverhält-
 nisse von Zweiphasen-Gleichrichterschalt-
 tungen bei endlicher Glättung bei Be-
 achtung der Anwendung für Gleichrichter-
 lokomotiven", *Elektrie*, nr. 6/1960, pag. 195-
 205
- 104 . HUMPHREY, A.: "Inverter Commutation Circuits",
*IEEE Transactions on Industry and Gene-
 ral Application*, nr. 1/1968
- 105 . HILTMANN-MULLER, A.; SEWADNENY, H. G.: "Beitrag zur
 Systematik der Einphasen-Brückenschalt-
 tungen", *ETZ-A*, nr. 12/1977 (98), pag. 803-
 807
- 106 . JÖTTEN, E.: "Die Primärströme von Stromrichter-
 lokomotiven", *Elektrische Bahnen*, nr. 8/1959
 (30), pag. 170-173
- 107 . JÖTTEN, E.; LEBRECHT, L.: "Die Primärströme der
 Stromrichterlokomotiven in Fackelstrome-
 netz und Drehstromnetz", *ETZ-A*, 1956 (77),
 pag. 205-216
- 108 . KEMNER, R.: "Rectifying Single-Phase and Three
 Phase AC with Forced-Commutated Con-
 verters", *Control in Power Electronics and
 Electrical Drives 2nd IFAC Symposium 1977*,
 Preprints, pp. 303-310

- 109 . FAMILIEN, G.; MÜLLER-HELIEMANN, A.; WOELKER, W.: "Halbgesteuerte Brückenschaltung mit unterteilter Löschung", Elektrische Bahnen, 1975 (46), pag.279-285
- 110 . FEHLMANN, H.; LIENAU, W.; NILL, R.: "Vierquadrantensteller-eine netzfreundliche Einspeisung für Triebfahrzeuge mit Drehstromantrieb", Elektrische Bahnen, nr.6/1974 (45), pag.135-141
- 111 . KLEINRATH, H.: "Berechnungsverfahren für Mischspannungsmotoren", E.u.M., nr.3/1973 (90) pag.105-113
- 112 . KLIMOV, V.P.: "Elektromechanische Charakteristiken des Systems Thyristorstromrichter Gleichstromreihenschlussmotor", Elektrische, nr.11/1970 (24), pag.243
- 113 . KLINCK, M.: "Modell für einen fremderregten Gleichstrom-Nebenschlussmotor mit Freilaufdiode", ETZ-A, nr.2, 1972 (93), pag.78-81
- 114 . KOENIG, F.: "Eine Methode zur Messung des Leistungsfaktors in Bahnnetzen", Technische Mitt.AEG-Telefunken, nr.7/1974 (64), pag.257-259
- 115 . KROMBERG, u.a.: "Elektronischer Überstromschutz für Stromrichter großer Leistung", Elektrische, nr.6/1976 (30), pag.331-332
- 116 . KUHLOW, J.: "Bahnmotoren für den Nahverkehr", Elektrische Bahnen, nr.1/1968 (39), pag.17
- 117 . KUHLOW, J.: "Fahrmotoren für Stromrichterfahrzeuge", Elektrische Bahnen, nr.10/1967, pag.224-226
- 118 . KUHLMANN, H.: "Elektrische Grubenbahn mit Lokomotiven für 50 Hz-Einphasenwechselstrom sowie mit Mehrsystem-Lokomotiven für Verbundbetrieb", Elektrische Bahnen, 1968 (2), pag.30-37
- 119 . LEYVAZ, P.: "Gleichrichtergespeiste Bahnmotoren ohne Glättungsdrosselpulsen", Elektrische Bahnen, nr.9/1962, pag.206-210
- 120 . LUNDEN, H.: "Physikalisch bestimmte Greuzwerte der Fahrleitungsnetzgrößen bei Triebfahrzeugen mit Thyristorsteuerung",

Elektrische Bahnen, nr. 12/1973 (44), pag. 271-278.

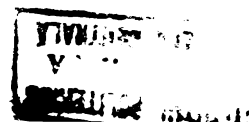
121. **MÄRZ, G.:** "Die ZPS-Steuerung, ihre Eigenschaften und ihre Anwendung in der Leistungselektronik", ETZ-A, nr. 10, 1972 (93), pag. 571-576.
122. **MAURER, F.:** "Vergleich verschiedener Zündsteuerverfahren für netzgeführte Stromrichter", ETZ-A, nr. 1, 1974 (95), pag. 50-55.
123. **MAUERSBERGER, Chr.:** "Ein pulsgesteuerter Stromrichter in Einphasen-Brückenschaltung", Elektrische Bahnen, nr. 21/1967, pag. 392-394.
124. **MANZ, G., GIERTH, E.:** "Eigenschaften von Wechselstrom-Grenzleistungslokomotiven bei konventioneller Technik und bei Anwendung der Leistungselektronik", Elektrische Bahnen nr. 3/1972, (43), pag. 50-58, nr. 4/1972, pag. 88-93.
125. **MEYER, F.:** "Netzverhalten eines Stromrichters in zweipulsiger unsymmetrischer halbgesteuerte Brückenschaltung", Siemens Z., nr. 12/1970 (44), pag. 740-749.
126. **MEYER, E.:** "Leistungsthyristoren auf elektrischen Teilfahrzeugen", Elektrische Bahnen, nr. 4/1971 (42), pag. 86-91.
127. **MEISSEN, W., RINKE, H.:** "Anforderungen der Elektronik in der Energietechnik an die Netzwechselspannung", ETZ-A, nr. 14/1969 (90), pag. 343-347.
128. **MEHRING, P., JANSCH, H.; JOHN, G., KEMMER, R.:** "NEBASTI - ein digitales Simulationssystem für die Leistungselektronik", ETZ-A, nr. 4/1972 (96), pag. 189-191.
129. **MICU, E.:** "Caracteristicile statice ale redresoarelor cu tiristoare la reglă învartor", Anale Institutului Politehnic Braşov, seria A, Mecanica, 1969, vol. 11.
130. **MICU, E.:** "Caracteristicile mecanice ale motorului serie alimentat de la un redresor comandat în reglă învartor", Electrotehnica, nr. 9/1969.
131. **MOLTGEN, G.:** "Eigenschaften des Stromrichters im zweipulsigen halbgesteuerten Brückenschaltung", Elektrische Bahnen, nr. 11/1968 (39), pag. 256-264.
132. **MÖLTGEN, G.:** "Unregelmäßige Oberschwingungen im Netz von zweipulsigen Stromrichtern", Elektrische Bahnen, nr. 11/1971 (42), pag. 175-178.
133. **MÖLTGEN, G.:** "Eigenschaften des Stromrichters in zweipulsiger Brückenschaltung", Siemens Zeit-

- schrift, nr. 2/1967, pag. 127-133.
134. MÖLTGEN, G.: "Die Blindleistung bei Stromrichtern mit Nullanoden", Arch. für Elektrotechnik, 1968, (43), pag. 276-288.
 135. MUTSCHLER, P.: "Verfahren zur digitalen Simulation beliebiger Stromrichterschaltungen", ETZ-A, nr. 11/1974, (95), pag. 610-614.
 136. MÜLLER-LÜBECK, K.: "Gleichrichter in halbgesteuerter Brückenschaltung und Wechselstromsteller", HBC Nachrichten, 1968, pag. 136-143.
 137. NILL, R.: "Berechnung der Stromrichtererwärmung bei Gleichrichter-Triebfahrzeugen", Elektrische Bahnen, nr. 12/1972 (43), pag. 270-272.
 138. NORDIN, T. I., MAGNUSSON, L. B. A.: "Advantages of Thyristor Locomotives and Experience in Sweden", I. E. E. Transactions on Industry Applications, vol. IA-8, nr. 3/1972, pag. 316-328.
 139. OHHISMI, T., OKETSU, H.: "Power-Factor Improvement of Single-Phase Converter by Means of Bias Voltage Control", I. E. E. Transactions on Industry Applications, vol. IA-17, nr. 2, March/April 1981.
 140. PALIT, B. B.: "Signalflussdiagramm und nichtstationäre Vorgänge in einer fremderregten Gleichstrommaschine", E. u. M., nr. 3/1973 (90), pag. 119-123.
 141. PFEIFFER, E.: "Netzrückwirkungsfreie Leistungssteuerung", ETZ-B, 1976 (28), pag. 297-300.
 142. PHILIPPS, W.: "Berechnung des Oberschwingung gehaltes von Ankerströmen stromrichtergespeister Gleichstrommotoren", ETZ-A, nr. 6/1968.
 143. PHILIPPS, W.: "Kommutierungsprobleme bei stromrichtergespeisten Gleichstrommaschinen mit massiven Ständerjoch", ETZ-A, nr. 5/1969 (90), pag. 103.
 144. POPESCU, I.: "Noul standard pentru motoare electrice de curent continuu pentru tractiunea urbană", Standardizarea, nr. 20/1968.
 145. PUTZ, U., MARDA, A.: "Die elektrischen Größen der blindstromsparenden Stromrichter auf Wechselstromtriebfahrzeugen", Elektrische Bahnen, nr. 9/1973 (42), pag. 200-209.
 146. REICHE, W.: "Steuerung von Stromrichtern", ETZ-A, nr. 9/1974 (95), pag. 446-449.

147. RIEDEL, H.: "Auswirkung des ... Wechselstrom-
bahnen mit ...",
...
... nr. 17/1977, pag. 250-252.
148. ROBINSON, CH. "Features of d.c. ...
with ... power ...", I. E. T. ...
... on industry and general applicat. ...
nr. 5/1968.
149. ROLLER, A.: "Einflussung von Nachrichtenkabeln durch ei-
ne 25-kV-/60-Hz-Bahnanlage mit Gangtransfor-
matoren", ETZ-A, nr. 4/1978 (99), pag. 192-194.
150. RONA, W.: "Untersuchungen an Zwangskommultierten Wechsel-
stromsteller", ETZ-A, nr. 10/1972 (93), pag.
560-564.
151. SATTLER, K.: "Aus einem Einphasenwechselstromnetz über 1
Siliziumgleichrichter gespeiste Bahnmotoren",
Elektrische Bahnen, nr. 5/1962 (33), pag. 118-124.
152. SAUER, H.-G.: "Zur Strom-, Spannungs- und Leistungsmessung
beim Stromrichter", Messen und Prüfen, nr. 2/1972,
pag. 369-373.
153. SCHAEFER, H. H.: "Verbesserung des Leistungsfaktors in der
Bahnstromversorgung beim Einsatz von Trieb-
fahrzeugen mit Antriebssteuerung", Elektrische
Bahnen, nr. 8/1970 (41), pag. 172-176.
154. SCHWARTZ, J.: "Das System 'Netzgelöschter Stromrichter -
Glättungsdrossel-Gleichstrommaschine' im
nichtlückenden Betrieb", Elektrik, nr. 6/1975
(30), pag. 325-330.
155. SCHULZE-BUXLOF, W.: "Glättungseinrichtungen für zweipol-
sige Stromrichter", Messen, Steuern und Regeln,
nr. 7/1973, pag. 174-176.
156. SCHRÖDER, D.: "Die dynamischen Eigenschaften von Strom-
richter-Stellglieder mit natürlicher Kompu-
tierung", ETZ-A, nr. 4/1976.
157. SCHULZE, K.: "Die ersten elektrischen Vollbahnlokomotiven
der Korean National Railroad (KORAIL)", Südkorea
158. SCHWARZENAU, R.: "Störstrombelastung in Bahnnetzen",
Elektrische Bahnen, nr. 6/1978 (49), pag. 154-158.
159. SCHAEFER, H.-H.: "Blind- und Scheinleistungsverhalten
schnittgesteuerter elektrischer Triebfahrzeuge
in Streckendienst", Elektrische Bahnen, nr.
1971 (42), pag. 170-175.
160. SEEFRIED, E.: "Stromregelung in Mischbetriebe von Stromloko-
motiven", Elektrik, nr. 4/1976 (30), pag. 255-

161. SAUER, H.-G.: "Einfluß der Überlappung auf die Leistungsmessung beim dreipulsigen Stromrichter", ETZ-A, nr. 8/1973 (94), pag. 472-478.
162. SHEPHERD, W., ZARIKHANI, P.: "Power factor compensation of thyristor-controlled single-phase load", Proc. IEE, nr. 2/1973, (120), pag. 245-246.
163. SHARON, D.: "Reactive Power Definitions and Power Factor Improvement in Nonlinear Systems", Proceedings IEEE, nr. 6/1973 (120), pag. 704-706.
164. SHEPHERD, W., CALLAGHER, P.: "Power Factor of Thyristor Controlled Single Phase Resistive Load", Proceedings IEEE, nr. 12/1973 (120), pag. 1538-1539.
165. SHEPHERD, W., ZARIKHANI, P.: "Suggested definition of reactive power for nonsinusoidal systems", PIEEE, nr. 9/1972 (119), pag. 1361-1362.
166. SKUDELNY, H.-Ch.: "Analyse der halbgesteuerten Einphasenbrückenschaltung", Archiv für Elektrotechnik, nr. 1/1972 (55), pag. 44-56.
167. SKUDELNY, H.-Ch.: "Stromrichterschaltungen für Wechselstrom-Triebfahrzeuge", ETZ-A, nr. 8/1965, pag. 249-259.
168. STARK, P.: "Die Kommutierung von Mischstrommotoren (gleichrichtergespeiste Bahnmotoren)", Elektrische Bahnen, nr. 9/1962 (33), pag. 210.
169. STOTLER, K. S.: "Leistungselektronik in Wechselstromtriebfahrzeugen", AEG Mitteilungen, nr. 4/1970.
170. STEIMEL, K.: "Die elektrische Energietechnik der Schienen und Straßenfahrzeuge", ETZ-A, nr. 24/1968.
171. STEWART, J.: "Beeinflussung von Fernmelde- und Signalanlagen durch Wechselstrombahnen", Elektrische Bahnen, nr. 6/1967, pag. 137-139.
172. STIEBLER, M.: "Die Nachbildung stationärer und nichtstationärer Vorgänge beim Mischstrombahnmotor mit Hilfe des Analogrechners", Elektrische Bahnen, nr. 10/1967, pag. 226-228.
173. STANTON, N.: "Instrumentation for Thyristor control", IEEE Transactions on Industry and General Application, nr. 4/1968.
174. STIOP, Ja., JARCV, V.: "Ameliorarea factorului de putere la redresoare trifazate în punte" (lb. rusă), Electrotehnica, nr. 9/1973 (44), pag. 20-22.
175. SCHLOTHEIM, G.: "Untersuchungen an einem neuen Zwangskommutierten Direktumrichter zur Speisung ein- oder mehrphasiger Verbraucher", Disserta-

- tion, Darmstadt, 1972.
176. SAUER, H.: "Ladegarät mit Halbleiterbauelementen für die Hilfsbatterie von Nahverkehrfahrzeugen, Siemens-Zeit, nr. 1/1968, pag. 36-39.
177. SCHUBERT, G.: "Comportement des thyristors de puissance aux fréquences élevées, Revue ABC, nr. 9/1969, pag. 446-477.
178. STECK, B., WIPPERT, G.: "Flickerscheinungen in folge periodischer Spannungsschwankungen", ETA-8, nr. 1/1973, pag. 8-10.
179. STENZEL, O.: "Wechselstromspeisung von Strombahnen an Stelle der bisherigen Gleichstromversorgung", Elektrische Bahnen, nr. 5/1973.
180. STUART, P. J.: "Multiple pulse modulation in static inverters reduces selected output harmonics and provides smooth adjustment of fundamentals", IEEE, I6A, nr. 6/1970, pag. 357-360.
181. STAHL, B.: "Interaction between SCR Drives", nr. 6/1968.
182. STEFANOVIC, V. R.: "Power Factor Improvement with a Modified Phase-Controlled Converter", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-15, nr. 2, March/April, 1979, pag. 193-200.
183. SUCENA-PAIVA, J. L., NDEZ, R., PEREIRA, L. A.: "Stability study of controlled rectifiers using a discrete model", IEEE, nr. 9/1972 (119), pag. 1283-1288.
184. SVOBODA, J.: "Anfiltern von Netz-Überschwingungen", Elektro-Anzeiger 32 Jg, nr. 6/1970, pag. 48-50.
185. TERVO KATAOKA, KATSUMI, MIZUMACHI, MOTONOBU, MIYAZAKI: "Pulsewidth Controlled AC-to-AC Converter to Improve Power Factor and Waveform of AC Line Current", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-15, nr. 6, Nov./Dec. 1979, pag. 670-678.
186. TIETZE, C.: "Die elektrische Ausrüstung der Mehrsystemlokomotiven 2410 und 310 mit Thyristorleistungsstromrichtern, Bauart 8G", Elektrische Bahnen, nr. 11/1966 (37), pag. 259-269.
187. TIETZE, C., BEHREND, H.-J., PARZ, J.: "Elektrische zwei-frequenz-Isolierten 180103/104 - 111 Netzbaureihe", Elektrische Bahnen, nr. 8/1976 (47), pag. 179-186.



188. TRÖGER, R.: "Energetische Darstellung von Blindstromvorgängen", ETZ-A, 1953 (74), pag. 533.
189. TRÖGER, R.: "Blindstromtarif auf energetischer Grundlage", ETZ-A, 1956 (77), pag. 706-709.
190. UHLENHUT, G.: "Halbgesteuerte Brückenschaltungen mit Thyristoren", Elektrische, nr. 11/1966.
191. VAN LEUVEN Julien, CUYPERS Christian: "Gleich- und Mischstromotors", Elektrische Bahnen, nr. 7/1974 (45), pag. 152-155.
192. VAN LEUVEN, Julien.: "Optimale Welligkeit von Mischstromotoren", Elektrotechnische Zeitschrift-A, 1972, (93), pag. 86.
193. VOSS, V.: "Schaltung und Steuerung des Triebzuges Baureihe 420 der Deutschen Bundesbahn", Elektrische Bahnen, nr. 11/1969, pag. 255-257 și nr. 12/1969.
194. VÖLKL, H.: "Techniken zur Beherrschung der Netzrückwirkungen", ZEV-GLASER ANNALEN, nr. 2/3 -1979, (103), pag. 107-113.
195. WASSERRAB, Th.: "Über den energetischen Wirkungsgrad von elektrischen Antrieben", E.u.M., nr. 7/1972, (89), pag. 275-283.
196. WASSERRAB, Th., BÖSENER, J.: "Betriebsdiagramme netzgeführter, symmetrisch gesteuerter Stromrichter", ETZ-A, 1969 (90), pag. 323-327.
197. WEBER, J.: "Strombelastbarkeit von Stromrichtern in halbgesteuerte Brückenschaltung mit Freilaufventil", ETZ-A, nr. 8/1965 (86), pag. 242-249.
198. WINKLER, K.: "Ausserordentliche Betriebszustände in gesteuerte Einphasen- Gleichrichterschaltungen und Massnahmen zu deren Vermeidung", Brown Boveri Mitteilungen, nr. 12/1969, pag. 589-596.
199. WILLIAMS, S., SIMPSON, I. R.: "Fast digital computation of 3-phase thyristor bridge circuits", Proceedings IEEE, nr. 7/1973 (120), pag. 791-795.
200. WINTER, P.: "Netzverhalten von Wechselstrom-Triebfahrzeugen mit Mehrfachfolgesteuerungen in Stromrichtersparschaltung", Elektrische Bahnen, nr. 12/1973 (44), pag. 279-284 și nr. 1/1974 (45), pag. 15-18.

201. ZACH, F.: "Optimierung des Oberschwingungsgehaltes und Leistungsfaktors von Stromrichterschaltungen durch "Leistungssteuerung", ETZ-A, 1973 (94), pag. 31-33.
202. ZANDER, H.: "Self commutated rectifier to improve line conditions", IEEE, nr. 9/1973 (120), pag. 977-981.
203. ZEYHER, H.: "Harmonische Instabilität bei Wechselstrombetrieb", ETZ-A, 1972 (93), pag. 134-138.
204. ZUBE, B.: "Erläuterungen zu DIN EN 50006 VDE 0838/1 : 1976", ETZ-A, nr. 5/1978 (99), pag. 277-282.
205. ZWICKY, R.: "Theoretische Grundlagen der Beeinflussung von Schwachstromkreisen durch thyristor gespeiste Triebfahrzeuge", Bulletin SEV, nr. 1/1971 (62), pag. 55-65.
206. * * * "Culegere de materiale pentru calculul protecției liniilor de telecomunicații interurbane în cablu sau aeriene împotriva influenței din partea rețelei de contact a căilor ferate electrificate în c.a.", Traducere din limba rusă, București, CIEP, 1967, 143 pag.
207. * * * "Instrucțiuni de exploatare pentru linii electrificate în curent alternativ", Traducere din limba engleză, București, CIEP, 1967, 143 pag.
208. * * * "Thyristorgesteuerte Wechselstrom-Nahverkehrsmotriebzüge" Baureihe 610 der DRG.
209. * * * STB 695-71: "Fir de contact pentru linii aeriene de tracțiune electrică".
210. * * * "Stand der betriebserprobung der löschschalt, unymetrischen Brückenschaltung (LUB)", AB 1971, 4, 11.
211. * * * "Thyristor-Stromrichter für eine Wechselstromlokomotive der DRG", AB 1971, 4, 11.
212. * * * "Der Hauptbereich der Thyristor-1971", AB 1971, 4, 11.
213. * * * "Beurteilung der Leistungsfähigkeit der Thyristor-1971", AB 1971, 4, 11.

214. * * * I.P.T.V. Timișoara-CCSITUM Satu Mare, Locomotiva tiristorizată de mină, protocoale 1976, 1977.
215. * * * I.P.T.V. Timișoara -CCSITUM Electroputere Craiova, Sisteme electrice de transport acționate cu motoare liniare, protocoale 1976, 1977, ...1982.
216. Hauler, E., Makszem-Dumbrăveanu, I.: "Calculul capacității de stingere la un redresor monofazat în punte cu comandă forțată", în Bul. St. tehn. al I.P.T.V. Timișoara, Fascicula nr.2, 1984.
217. Hauler, E., Makszem-Dumbrăveanu, I.: "Sistemul convertor static c.a.-c.c. monofazat în punte semicomandat-motor de c.c. serie cu compensare pe partea de alimentare", în Lucrările Simpozionului "Aplicații ale electronicii industriale", Craiova, 1983, pag.276-289.
218. Hauler, E., Jenci, St., Juncu, M., Buniș, D., Varga, R., Stern, M.: "Echivalent tiristorizat de modificare și reglare a vitezei metroului aerian cu motoare liniare ROM-U-LIM", în Lucrările Simpozionului "Aplicații ale electronicii industriale", Craiova, 1983, pag.290-299.
219. Varga, R., Stern, M., Hauler, E.: "Metodă și schemă de control selectiv și protecție la curent maximal pentru motoare electrice de tracțiune", în Lucrările Simpozionului "Aplicații ale electronicii industriale", Craiova 1983, pag.300-305.