

INSTITUTUL POLITEHNIC „TRAIAN VUIA” TIMISOARA  
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICA

ing.Virgil Maier

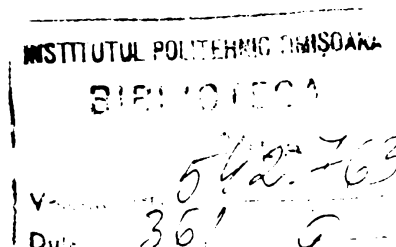
# FUNCȚIONAREA ANSAMBLULUI CICLOCONVERTOR-MOTOR SINCRON

Teză de doctorat

BIBLIOTECA CENTRALĂ  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA

Conducător științific:  
Prof.Dr.Ing.TOMA DORDEA

1987





## C U P R I N S

INTRODUCERE . . . . .	3
NOTATII SI PRESCURTARI . . . . .	5
1.. ACTIONARI CU MOTOR SINCRON COMANDAT IN FRECVENTA . . . . .	9
1.1. Aplicatii ale MS comandat în frecvență . . . . .	9
1.2. Structura acțiunilor cu MS comandat în frecvență . . . . .	13
1.3. Alimentarea MS de la CCV . . . . .	14
1.4. Comanda sistemelor de acționare mutator-motor sincron .17	
1.4.1. Principiile generale ale comenzii acțiunilor mutator-motor sincron . . . . .	17
1.4.2. Structura sistemelor de comandă . . . . .	20
1.4.3. Traductoare pentru mărimile de stare . . . . .	22
2. TIPURI DE CICLOCONVERTOARE . . . . .	24
2.1. Schema bloc a unui CCV . . . . .	24
2.2. Criterii de clasificare . . . . .	25
2.3. Principiile convertirii c.a. la CCV . . . . .	26
2.3.1. Redresarea cu polaritate periodic inversată . . . . .	26
2.3.2. Redresare-însumare . . . . .	37
3. CARACTERISTICA INTRARE-IESIRE A CCV . . . . .	40
3.1. Definiții și ipoteze . . . . .	40
3.2. Tensiuni de sincronizare . . . . .	41
3.3. Tensiuni de referință . . . . .	44
3.4. Tensiunea de ieșire a CCV . . . . .	46
3.4.1. Formarea tensiunilor de ieșire . . . . .	46
3.4.2. Unghiurile de conducție . . . . .	49
4. ECUATIILE MASINII SINCRONE . . . . .	57
4.1. Ecuatiile mașinii sincrone reale . . . . .	57
4.1.1. Mașina sincronă polifazăată . . . . .	57
4.1.2. Mașina sincronă trifazăată . . . . .	60
4.2. Ecuatiile mașinii sincrone echivalente . . . . .	63
4.2.1. Mașina echivalentă MS polifazate . . . . .	63
4.2.2. Determinarea mărimilor fizice ale mașinii echivalente . . . . .	65
4.2.3. Determinarea mărimilor fizice ale mașinii reale pe baza celor corespunzătoare mașinii echiva- lente . . . . .	66
4.2.4. Ecuatiile matriciale ale mașinii echivalente MS trifazate . . . . .	67

4.2.5. Ecuatiile maşinii echivalente scrise cu fazori spaţiali. . . . .	.70
4.2.6. Ecuatiile cu mărimi raportate . . . . .	.77
4.2.7. Modelul fazorial cu mărimi raportate. . . . .	.80
4.2.8. Sistemul de ecuaţii relativ la fluxuri. . . . .	.81
4.3. Cuplul electromagnetic al MS . . . . .	.84
5. STUDIUL UNOR REGIMURI DE FUNCTIONARE ALE SISTEMULUI CCV-MS. . . . .	.86
5.1. Regimul tranzitoriu la cuplarea înfăşurării de excita- ţie a MS . . . . .	.86
5.2. Modelarea numerică a sistemului CCV-MS . . . . .	.92
5.2.1. Programe şi subrutine . . . . .	.92
5.2.2. Caracteristica intrare-ieşire a CCV . . . . .	.93
5.2.3. Componentele fazorului spaţial al tensiunii statorice. . . . .	.96
5.3. Determinarea modalităţii de alimentare a MS în condiţii electrice şi mecanice date . . . . .	.97
5.4. Regimul de pornire al MS cu fixarea fazorului spaţial. al curentului statoric în axa q . . . . .	.99
6. APLICATII PRACTICE. . .	
SISTEMUL CCV-MS INELAR PENTRU MORI DE CIMENT . . . . .	.108
6.1. Consideraţii asupra sistemului de acţionare . . . . .	.108
6.2. Parametrii sistemului de acţionare . . . . .	.110
6.3. Regimul de pornire cu flux magnetic constant . . . . .	.113
6.4. Analiza comparativă a rezultatelor modelării . . . . .	.118
6.5. Analiza armonică a principalelor forme de undă. . . . .	.122
6.6. Economia de energie. . . . .	.127
CONCLUZII. . . . .	.129
REFERINTE BIBLIOGRAFICE. . . . .	.133
ANEXE. . . . .	.145



## INTRODUCERE

Strategia industrializării țării, stabilită prin Programul P.C.R., cuprinde dezvoltarea acelor tehnologii care să permită folosirea cu rezultate economice optime a tuturor resurselor energetice și de materii prime. În acest context, mutații continue se înregistrează în domeniul acționărilor electrice. O atenție specială și aplicații în continuă extindere revin motorului sincron, care alimentat de la surse de tensiune reglabile, este performant în numeroase situații practice.

Cerințele industriale urgente au dus la rapida punere în funcțiune a unui mare număr de sisteme de acționare, reglabile, cu motor sincron, dar utilizarea lor curentă evidențiază necesitatea aprofundării diferitelor aspecte funcționale, pentru o exploatare tehnico-economică superioară. Puterile unitare mari, de ordinul megawaților, sporesc interesul pentru aceste sisteme de acționare, atât pentru importanța tehnologică a utilajelor acționate, cât și pentru efectele economice semnificative ale oricăror soluții pozitive.

În lucrare se studiază sistemul de acționare bazat pe alimentarea motorului sincron de la cicloconvertor, a cărui principală utilizare este reprezentată de morile rotative din industria materialelor de construcții.

În capitolul 1 se prezintă spectrul larg al aplicațiilor motorului sincron comandat în frecvență, structura generală a acestor sisteme de acționare, avantajele utilizării cicloconvertoarelor ca surse de tensiune și frecvență variabile, precum și principiile generale după care se organizează comanda unor astfel de sisteme.

Capitolul 2 realizează o bază sistematică de tratare a cicloconvertoarelor ca surse statice de convertire directă a curentului alternativ, ca tensiune, frecvență și număr de faze, și elucidează principiile convertirii directe, fundamentând tratarea analitică a acestui mecanism pe modulația de amplitudine.

Capitolul 3 tratează obținerea tensiunilor de ieșire ale cicloconvertoarelor și prezintă relațiile generale de determinare

a unghiurilor de conducție în diferite momente semnificative.

În capitolul 4 se prezintă ecuațiile mașinii sincrone reale și echivalente, din teoria celor două axe, conturându-se o concepție elastică în stabilirea modelelor matematice ale diferitelor regimuri de funcționare. De asemenea, se dezvoltă modelul fazorial al mașinilor de curent alternativ, elaborându-se un model fazorial complet al mașinii sincrone.

Capitolul 5 constituie partea de aplicare a considerațiilor teoretice la studiul unor regimuri de funcționare ale sistemelor de acționare cicloconvertor-motor sincron. Mai întâi, se tratează analitic regimul tranzitoriu la cuplarea înfășurării de excitație a motorului sincron, aceasta fiind manevra care precede orice regim de pornire. Se definește apoi concepția de modelare numerică a sistemului cicloconvertor-motor sincron și se prezintă principalele programe întocmite și utilizate. Se dezvoltă metoda determinării tensiunilor de alimentare a motorului sincron, când se impun de la început anumite condiții electrice și mecanice, concretizată mai întâi pe studiul regimului de pornire al motorului sincron, cu fixarea fazorului spațial al curentului statoric în axa  $q$ .

Capitolul 6 cuprinde aspecte ale valorificării directe în producție a fundamentelor teoretice dezvoltate în lucrare. Echipamentul de acționare a morilor rotative din industria cimentului este abordat în problematica sa funcțională și energetică.

Analiza acestui sistem, a cărui funcționare trebuie să se caracterizeze prin flux magnetic constant în indus și factor de putere unitar, a făcut obiectul contractului de cercetare cu Combinatul de Lianți și Azbociment (C.L.A)- Aleșd. Economii de energie și avantajele tehnice conturate sînt semnificative.

În finalul lucrării se evidențiază principalele concluzii, ca o sinteză a aspectelor elucidate și o referință pentru cercetările de perspectivă.

Contribuțiile mai importante aduse de autor în cadrul lucrării sînt următoarele:

1. Justificarea matematică a principiului conform căruia modulația de amplitudine stă la baza funcționării mutatoarelor care realizează convertirea directă a curentului alternativ, independent de felul comutației, traterea analitică a mecanismului convertirii la cicloconvertoare pînă la obținerea formei de serie Fourier a tensiunilor de ieșire.

2. Evidențierea existenței a patru valori distincte ale unghiurilor de conducție a tiristoarelor pe durata unei perioade a tensiunii de ieșire la cicloconvertoare, stabilirea relațiilor lor de calcul în caz general.

3. Modelul fazorial complet al mașinii sincrone.

4. Tratarea analitică a regimului tranzitoriu al mașinii sincrone la cuplarea înfășurării de excitație.

5. Algoritm și program pentru modelarea caracteristicii intrare-ieșire a cicloconvertoarelor și determinarea mărimilor funcționale aferente.

6. Structura sistemului de ecuații a mașinii sincrone pe trei subsisteme, „d”, „q” și omopolar, și ecuația mișcării, expunerea concepției privind utilizarea acestora în raport cu caracterul mișcării.

7. Metodă de determinare a tensiunilor ideale de alimentare a motorului sincron pentru a se îndeplini trei condiții scalare, electrice și mecanice, date.

8. Model matematic și program pentru studiul funcționării motorului sincron, cu înfășurare de amortizare, într-un regim caracterizat prin fixarea fazorului spațial al curentului statoric în axa q

9. Model matematic și program pentru studiul funcționării motorului sincron, fără înfășurare de amortizare, la flux magnetic în inducție constant și factor de putere unitar.

10. Stabilirea curbelor de reglare pentru comanda echipamentului cicloconvertor-motor sincron inelar, de la morile rotative, în vederea funcționării la flux magnetic constant și factor de putere unitar.

11. Program pentru aproximarea curbelor tehnice prin polinoame Lagrange, cu determinarea coeficienților polinomului ordonat după puterile variabilei independente.

La cele de mai sus se pot adăuga unele idei, relații și scheme originale.

---

#### NOTAȚII ȘI PRESCURTĂRI

---

1. Notații pentru mărimi fizice sau matematice

- a =  $\exp(j2\pi/3)$  - operator de rotire;
- A - amplitudine a unei oscilații;
- B - inducție magnetică; coeficienții ecuațiilor diferențiale ale mașinii sincrone echivalente, scrise în raport cu fluxurile magnetice;
- f - frecvența;

- g - element general al unei matrici;
- i - curent instantaneu;
- I - valoare eficace a unui curent; funcția curent electric;
- j -  $\sqrt{-1}$
- J - moment de inerție;
- k - coeficient de cuplaj;
- K - număr de pulsuri ale sistemului de tensiuni de la intrare într-o alternanță a tensiunii de ieșire;
- L - inductivitate în general, inductivitate proprie;
- m - numărul de faze, număr de pulsuri, moment de rotație raportat;
- M - inductivitate mutuală, moment de rotație;
- n - viteză (frecvență) de rotație (turație);
- N - număr de spire;
- p - numărul perechilor de poli;
- P - putere activă;
- Q - putere reactivă;
- r - rezistență electrică raportată;
- R - rezistență electrică;
- S - putere aparentă;
- t - timp;
- T - perioadă;
- u - tensiune instantanee;
- U - valoare eficace a unei tensiuni alternative, simetrice;
- v - raportul amplitudinilor tensiunilor de referință/sincronizare;
- x - reactanță raportată, variabilă curentă;
- X - reactanță;
- Z - impedanță;
- $\alpha$  - unghi de comandă (amorsare, aprindere, reglare);
- $\gamma$  - unghi de comutație (de suprapunere anodică);
- $\delta$  - coeficient de distorsiune, unghi intern (de sarcină) al mașinii sincrone (fără indice), unghi dintre fazorii spațiali cu două tensiuni;
- $\varepsilon$  - accelerație unghiulară;
- $\vartheta$  - unghi electric;
- $\lambda$  - unghi de conducție; curent relativ de pornire;
- $\mu$  - coeficient de dispersie;
- $\nu$  - raport al frecvențelor de intrare/ieșire;
- $\omega$  - frecvență unghiulară (pulsatie);
- $\kappa = -x_{sq} \operatorname{ctg} \alpha / x_{sd}$  ;
- $\Omega$  - viteză unghiulară;
- $\sigma$  - factor de dispersie;

- $\varphi$  - defazaj curent-tensiune, fază inițială a unei oscilații;
- $\psi$  - flux magnetic instantaneu, defazaj curent-tensiune electromotoare de mers în gol a înfășurării indusului;
- $\tau$  - durată, întârziere.

## 2. Semnificațiile exponenților

- t - transpusa matricii;
- \*

## 3. Semnificațiile indicilor

- a - admisibil;
- a,b,c - fazele mașinii trifazate;
- A - amortizare;
- d - axa longitudinală, valoare medie pe intervalul de conducție;
- D - amortizare longitudinală;
- e - echivalent;
- E - excitație;
- i - inițial;
- m,M - amplitudine a unei mărimi alternative simetrice;
- n - nominal, al n-lea, negativ;
- N - convertor de două cadrane prin care trece alternanța negativă a curentului; neutru;
- o - omopolar; de intrare; principal, de bază; momentan;
- p - pozitiv;
- P - convertor de două cadrane prin care trece alternanța pozitivă a curentului;
- q - axa transversală;
- Q - amortizare transversală;
- r - redresat, referință, rotor;
- s - stator, indus, sincronizare;
- (n) - ordinul armonicii;
- u - unghiul dintre fazorii spațiali  $\underline{u}_s$  și alt.e.m. de mers în gol a înfășurării indusului;
- U,V,W-fazele rețelei trifazate;
- us - unghiul dintre fazorul spațial al tensiunii statorice  $\underline{u}_s$  și cel al tensiunii de excitație  $\underline{u}_E$  (axa d);
- $\lambda$  - ordinul fazei statorice;
- $\nu$  - ordinul fazei curenți la un sistem polifazat;
- $\vartheta$  - raportare la un sistem de axe rotite cu unghiul  $\vartheta$  ;
- 1 - intrare;
- 2 - ieșire;

- \* - raportat, adimensional;
- ⊥ - raportare la un sistem de axe rectangulare.

#### 4. Prescurtări

- c.a. - curent alternativ;
- c.c. - curent continuu;
- ct. - constant;
- t.e.m. - tensiune (forță) electromotoare;
- t.m.m. - tensiune magneto motoare;
- CCV - cicloconvertor;
- CDF - convertor direct de frecvență;
- CIF - convertor indirect de frecvență;
- MA - modulație de amplitudine, motor asincron;
- MEC - mecanism;
- MECS - mașină electrică cu comutație statică;
- MP - microprocesor;
- MS - mașină sincronă, motor sincron;
- RPFI - redresare cu polaritate periodic inversată;
- TG - tahogenerator;
- TFR - traductorul poziției rotorice.

# Capitolul 1 ACTIONARI CU MOTOR SINCRON COMANDAT IN FRECVENTA

## 1.1. Aplicații ale MS comandat în frecvență

Domeniile de aplicație ale acționărilor reglabile cu mașini de c.a. se împart în două categorii: una este reprezentată de aplicațiile care necesită performanțe de reglaj ridicate, iar cealaltă de cele care vizează reducerea consumurilor de energie electrică [65].

Astfel, acționările de c.a. le-au înlocuit pe cele de c.c. în aplicații cu reglaj de înaltă performanță, ca în cazul laminoarelor, mașinilor unelte și laminoarelor de hârtie. De asemenea s-au dezvoltat continuu sistemele de tracțiune cu mașini de c.a. [69]. Pe de altă parte, eficiența energetică a pompelor, suflantelor, exhaustoarelor, ventilatoarelor și compresoarelor a fost considerabil sporită prin recurgerea la acționări reglabile de c.a.

Aplicațiile tipice ale acționărilor reglabile de c.a. sînt prezentate în figura 1.1, sub forma unor domenii definite în sistemul de coordonate putere-răspuns dinamic [24,65].

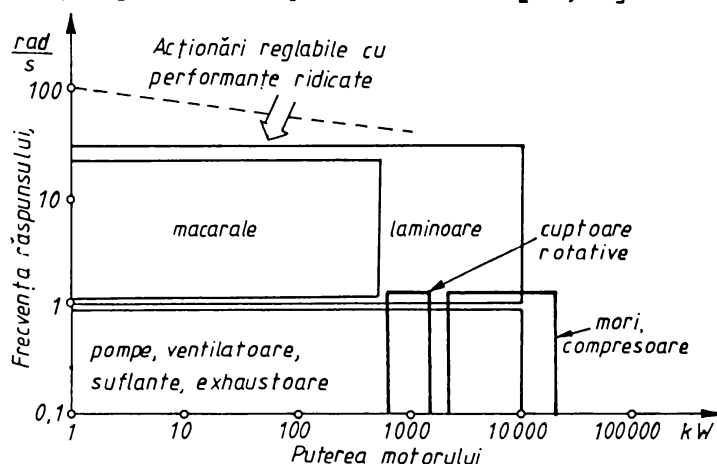


Fig. 1.1. Domeniile de aplicații ale acționărilor reglabile de c.a. în coordonate putere-răspuns dinamic.

Comanda în frecvență reprezintă pentru MS unica metodă posibilă pentru reglajul vitezei de rotație. Aceasta a determinat elaborarea unor surse de alimentare cu frecvență reglabilă, care să

fie economice, fiabile și simple din punct de vedere tehnic. Cercetările și realizările de până acum au conturat că mijlocul tehnic fundamental pentru reglajul în frecvență al mașinilor de c.a. îl reprezintă convertoarele cu ventile semiconductoare care, alimentate de la rețeaua trifazată uzinală, să furnizeze la ieșire tensiuni reglabile, de frecvențe reglabile [18].

Avantajele MS, care îl fac să fie preferat în numeroase aplicații, sînt următoarele [18,71]:

- permit funcționarea sincronă riguroasă, importantă fie din punct de vedere al vitezei de rotație, fie al poziției unghiulare;
- există posibilitatea menținerii factorului de putere la valori apropiate de unitate și a obținerii, în consecință, a unor valori maxime ale factorului de putere pe partea rețelei de alimentare.

Domeniile particulare de utilizare a MS rotativ, comandat în frecvență, se conturează în raport cu puterea astfel:

- acționări de mică putere, sub 50 kW, la care sincronismul riguros este necesar, alimentate în joasă tensiune;
- acționări de puteri medii (50 kW... 1 MW) și mari (peste 1 MW), la care tensiunile de alimentare se pot ridica la 4...20 kV [71]. Dacă în gama de puteri 1...10 MW sînt utilizate atât MS cît și MA, peste 10 MW se recomandă a se folosi numai MS [65].

La rîndul lor, acționările cu MS de putere mare se pot diferenția în raport cu turația astfel [3,77]:

- de turație mică, cum sînt cele destinate laminoarelor, elevatorilor de mină, morilor sau cuptoarelor rotative, cazuri în care se apreciază oportună utilizarea MS cu poli aparenti, alimentat de la CCV. MS poate avea 60 poli sau chiar mai mulți, iar frecvențele nominale ale CCV sînt în gama 3...10 Hz [3,39];
- de turație mare, pînă la 10000 rot/min, cînd se preconizează alimentarea MS de la un CIF, incluzînd un invertor de curent. Această soluție este recomandată pentru acționarea pompelor de alimentare a cazanelor, pentru compresoare, pentru acționări specifice din industria petroliferă, a gazelor naturale și extractivă, fiind utilizabilă și pentru pornirea turbinelor cu gaze sau a pompelor de acumulare.

Acționarea morilor cilindrice de ciment, a celor de sfărîmat și măcinat (mori cu bile sau autogene), reprezintă una din aplicațiile deja consacrate ale MS de mare putere [39,49,68,73,94,100]. Este cazul utilajelor cu gabarite mari, diametrele tamburelor situfîndu-se în gama 4...7,5 m, cu turații nominale de 8...20 rot/min și puteri de acționare de 3...15 MW, pentru care realizarea unor reductoare mecanice, sigure și economice este o problemă tehnică dificilă.



În lucrarea [94] sînt analizate variantele structurale cunoscute pentru sistemul mecanic de antrenare a unei mori cu unul sau două MS, prin reductor sau ambreiaj-reductor și se formulează aprecieri critice asupra acestora.

Simplificarea sistemului mecanic de acționare a morilor, constînd în principal în eliminarea reducăției mecanice, și alimentarea MS de la un mutator cu frecvență reglabilă fac să crească substanțial siguranța în funcționare a agregatelor, randamentul acestora și calitatea produselor. Posibilitatea reglării vitezei de rotație crează avantaje suplimentare celor legate de pornire, constînd în obținerea unei productivități maxime și în creșterea calității producției [47, 68] sau în implementarea unor criterii de optimizare funcțională cum ar fi minimizarea consumului de energie electrică. Pentru cazuri concrete sînt estimate creșteri de productivitate cu 25% și reducerea consumului specific de energie electrică cu 26% [47].

Motorul sincron de acționare trebuie să fie proiectat în concordanță cu tipul morii [68], care poate să fie prevăzută cu lagăre cu fus sau pe tobă. Special pentru acționarea morilor, au fost proiectate MS inelare, a căror cuplare cu moara se face conform reprezentărilor din figura 1.2.

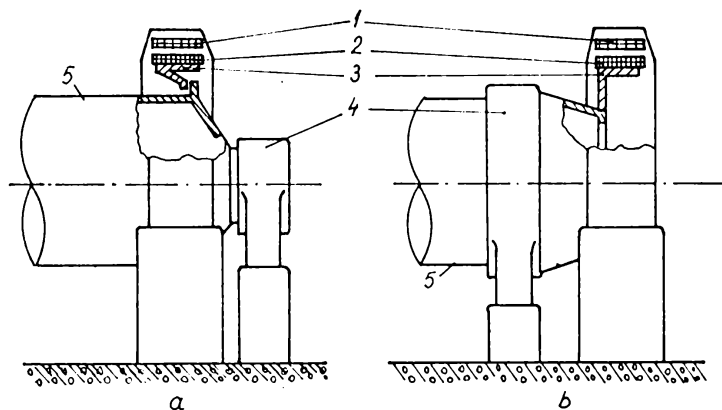


Fig.1.2. Dispunerea MS inelar în raport cu moara: a- între lagăre; b- în afara lagărelor, cu rotorul fixat în prelungirea carcasi morii; 1-indus; 2-bobinaj rotor; 3-roata polară; 4-lagăr; 5-toba morii.

În cazul în care roata polară a MS inelar se fixează între lagăre (v.fig.1.2,a), direct pe carcasa morii sau prin intermediul unei flanșe, puterea motorului nu poate fi stabilită întotdeauna în concordanță cu cerințele concrete, datorită restricțiilor dimensionale și a unui domeniu limitat pentru raportul diametru-lungimea motorului.

Amplasarea MS la un capăt al morii (v.fig.1.2,b), în afara lagărelor pe tobă (periferice), permite proiectantului mașinii să aibă în vedere, în primul rînd, caracteristicile de viteză și de cuplu impuse acesteia [94].

Este posibilă și o a treia soluție de acționare, cînd se utilizează un MS separat, de construcție normală, cuplat mecanic direct

la arborele morii. În acest caz, utilizarea materialelor active din construcția motorului este mai eficientă, iar motorul este mai puțin expus acțiunii mediului înconjurător. Agregatul ocupă însă un spațiu mai mare decât în cazul folosirii MS inelare [94].

Dintre realizările cunoscute, următoarele trei sînt de menționat prin datele lor caracteristice:

- acționarea morilor de ciment (cu bile),  $P_n=6,4$  MW,  $n_n=15$  rot/min,  $2p=44$ ,  $f_n=0...5,5$  Hz (fabricație Brown Boveri), prima în lume fiind instalată la Le Havre, Franța, în 1969 [13,68];

- acționarea morilor de ciment cu MS lent comandat prin convertizor static de frecvență,  $P_n=5,5$  MW,  $n_n=14$  rot/min,  $2p=40$ ,  $f_n=4,66$  Hz (concepție și fabricație R.S.R) [39];

- acționarea unei mori cilindrice  $4 \times 13,5$  m,  $P_n=3,2$  MW,  $f_n=0...8$  Hz, realizată în U.R.S.S. [47].

Date suplimentare asupra acționărilor reglabile pentru mori de măcinat instalate în lume, precum și asupra preocupărilor de viitor în acest domeniu, sînt date în lucrările [47,68].

O altă aplicație de interes a MS comandat în frecvență o constituie acționarea cuptoarelor rotative de calcinare. Acestea reprezintă utilajele tehnologice de bază ale fabricilor de ciment, dar își găsesc aplicații și în alte ramuri industriale, ca de exemplu în metalurgia feroasă și neferoasă, chimie ș.a. Viteza unghiulară a cuptorului reprezintă parametrul reglabil fundamental al procesului tehnologic, a cărui desfășurare mai depinde de admisia materiilor prime, a combustibilului și a aerului. Acționările cu caracteristici moi nu sînt corespunzătoare în acest caz, deoarece - pe de o parte - determină o mișcare neuniformă a cuptorului în decursul unei rotații, iar pe de altă parte nu permit obținerea vitezei de "mers liniștit"  $n=0,5 n_n$ , necesară în anumite perioade reprezentînd 10...15% din timpul de lucru. Aceste acționări necesită motoare cu puteri de 640...1300 kW. Se estimează că, prin aplicarea acționării reglabile, productivitatea cuptoarelor rotative crește cu 6...8% datorită optimizării procesului tehnologic și a creșterii siguranței în funcționare [13,47].

Alte aplicații ale MS comandat în frecvență sînt descrise în lucrările [41,65,71,89,97,105].

În domeniul tracțiunii electrice, se constată dezvoltarea acționărilor de c.a. și, în particular a acționării prin CCV a MS, ceea ce permite creșterea puterii instalate a locomotivelor electrice

la valori depășind chiar 5 MW [3]. Se apreciază că alimentarea MS de la un invertor cu comutație de la sarcină este mai puțin potrivită pentru tracțiune, deoarece la viteze mici curentul în indus poate fi întrerupt, rezultând pulsații de cuplu și o slabă utilizare a motorului și ventilelor invertorului [69].

În ceea ce privește MS liniar, majoritatea firmelor care elaborează sisteme de transport terestru de mare viteză (depășind 300 km/h) preconizează utilizarea acestuia în varianta având înfășurarea indus distribuită în lungul drumului [96]. Sînt citate realizări cu puteri de 5,2 MW,  $\eta = 72\%$  și  $\cos\varphi = 0,82$ .

### 1.2. Structura acționărilor cu MS comandat în frecvență

Comanda în frecvență a MS are în practică o diversitate de concretizări, diferențiate prin felul sursei de frecvență variabilă, prin existența și felul reacțiilor utilizate, prin caracteristicile funcționale ale dispozitivului de comandă.

Structura unui sistem de acționare generalizat cu MS, care să redea multitudinea de soluții propuse, este prezentată prin schema bloc din figura 1.3. Între rețea și MS-M este interpusă sursa de frecvență variabilă G1. Excitația MS este alimentată printr-un redresor comandabil G2. Dispozitivul de comandă UC prelucrează semnalele provenite de la transformatoarele de tensiune T1 (pentru sincronizare cu rețeaua), de la transformatoarele de măsură de curent T2

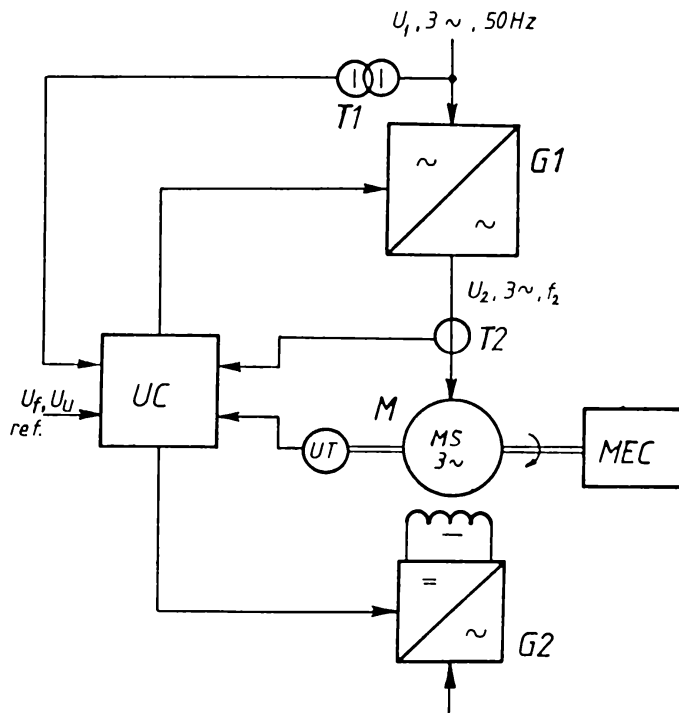


Fig.1.3. Schema bloc generală a unui sistem de acționare cu MS comandat în frecvență.

(pentru comanda separată a ventilelor sau pentru impunerea formei curentului prin sarcină) și de la traductorul cu funcții multiple UT, capabil să furnizeze indicații asupra vitezei de rotație și poziției rotorului MS în raport cu statorul. Pe această bază, sînt generate semnalele de comandă a ventilelor din compunerea mutatorului G1, care reglează tensiunea de alimentare a înfășurării indus și frecvența acesteia, precum și a celor din

compunerea redresorului G2, care reglează tensiunea de alimentare a înfășurării de excitație.

Mutatorul G1 poate fi de unul din următoarele tipuri [20,23]:

- convertor indirect de frecvență (CIF), constând dintr-un redresor comandabil urmat de un invertor de tensiune sau de curent;
- cicloconvertor (CCV);
- convertor direct de frecvență (CDF).

Cerințele generale pe care trebuie să le satisfacă mutatorul G1, de orice tip ar fi, sînt expuse în lucrările [69,105], iar pentru o aplicație particulară, cum este tracțiunea electrică, se formulează condiții suplimentare în [69].

Un număr important de lucrări [21,32,44,45,53,59,66,71,85,90,93] tratează problema alimentării MS prin convertoare de frecvență indirecte. După structura circuitului intermediar de c.c. și a invertorului, aceste sisteme de convertire a energiei prezintă caracteristici funcționale specifice, pretîndu-se unor aplicații diferite. O sinteză asupra problematicii alimentării MS de la CIF este prezentată în [24].

De asemenea, într-o serie de lucrări [13,21,58,63] sînt semnalate un mare număr de CDF, foarte diferențiate din punct de vedere al organizării circuitelor de forță și al algoritmilor de funcționare.

### 1.3. Alimentarea MS de la CCV

Sistemele de acționare CCV-MS prezintă o serie de avantaje în raport cu cele folosind CIF (sau CDF), dintre care se menționează [14,97,105]:

- convertirea directă se realizează cu randament mai bun, putînd prezenta un plus de 2% la sarcină nominală;
- schimbul de putere între rețea și sarcină este posibil fără complicarea suplimentară a schemei;
- se poate asigura orice relație între tensiunea și frecvența de ieșire;
- sarcina poate avea un factor de putere variabil și nu este necesară folosirea unei instalații de compensare;
- capacitatea de suprasarcină ridicată;
- întreruperea întîmplătoare a comutației nu duce la avarierea mutatorului;
- conținutul în armonici superioare poate fi redus prin alegerea legii de comandă;
- masa specifică, raportată la unitatea de putere instalată, este de peste două ori mai mică decît la CIF.

Limitarea superioară a frecvenței de ieșire la valori relativ scăzute [13,23,97], de circa  $(0,3...0,8)f_1$ , este considerată ca unul dintre dezavantajele CCV. Desigur, aceasta constituie un impediment în extinderea aplicațiilor cicloconvertoarelor, dar nu poate fi considerată ca un dezavantaj general, avînd în vedere că o bună parte din aplicații reclamă surse de alimentare cu frecvențe mult sub limita superioară proprie CCV.

De asemenea, dispozitivul de comandă al CCV prezintă o complexitate deosebită în varianta electronicii cablate. Acest dezavantaj dispăre însă prin trecerea la electronica programată, al cărei suport material îl reprezintă sistemul de comandă cu microprocesor.

În ceea ce privește tipurile de CCV utilizate, criteriul de diferențiere cel mai important îl reprezintă numărul de pulsuri, judicios stabilit în concordanță cu puterea și exigențele acționării alimentate.

Cicloconvertoarele avînd circuitul de forță după schema trifazată - monoalternanță ( $m=3$ ), reprezentată în figura 1.4 sînt

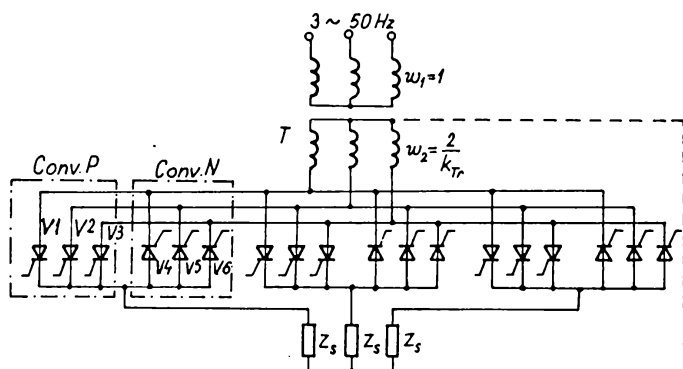


Fig.1.4. Schema circuitului de forță a CCV trifazat-trifazat monoalternanță.

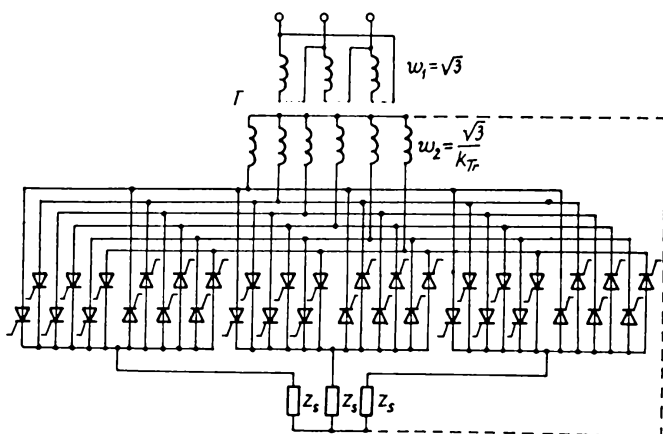


Fig.1.5. Circuitul de forță al unui CCV hexafazat monoalternanță, cu ieșire trifazată.

utilizate pînă la puteri de circa 200 kVA și frecvențe de ieșire maxime  $f_{2M}=10$  Hz [18]. Această schemă prezintă avantajul unui număr minim de ventile, însă coeficienții de utilizare ai transformatorului și ventilelor sînt reduși, iar componența în armonici a tensiunii și curentului de ieșire este defavorabilă [13].

Acționări de puteri mai mari, în gama 200...7000 kW, sau care necesită o gamă mai largă de variație a frecvenței de ieșire trebuie alimentate de la CCV cu șase pulsuri ( $m=6$ ). Numărul de șase faze echivalente poate fi realizat

cu ajutorul unui transformator multiplicator de număr de faze, ca în figura 1.5, sau prin folosirea schemelor trifazate-dublă alternanță (în punte), concretizate în două variante în figura 1.6. În primul caz, numărul fazelor la intrare este  $m_1=6$ , fiind în cauză un CCV hexafazat-monoalternanță, iar în al doilea caz  $m_1=3$ , dar datorită schemei dublă alternanță, numărul de pulsuri este dublu ( $m=6$ ).

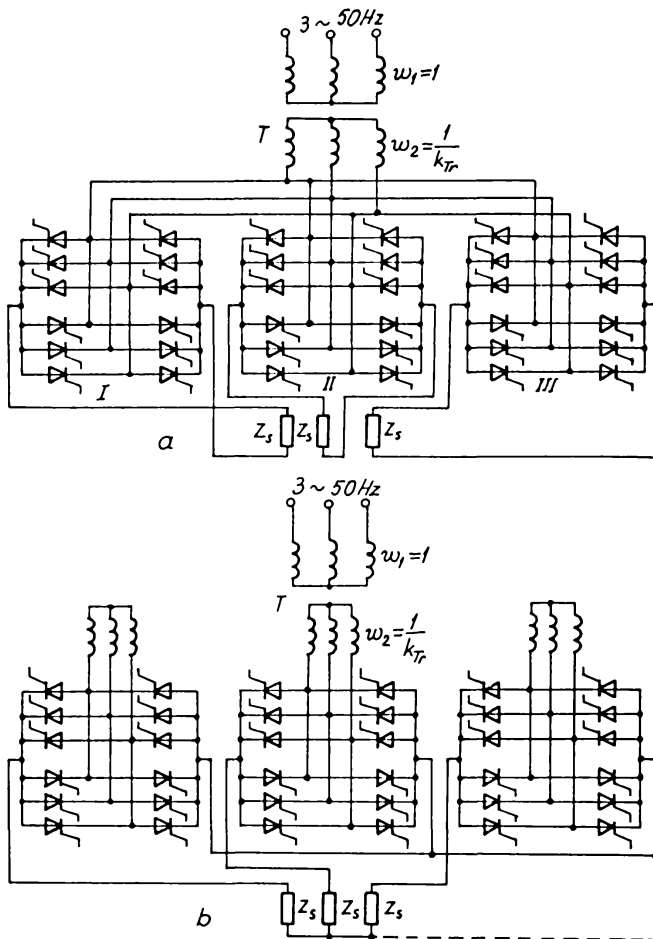


Fig.1.6. Scheme ale circuitelor de forță pentru CCV trifazate dublă alternanță, cu ieșiri trifazate: a-cu separarea galvanică a fazelor sarcinii; b-cu grupe de înfășurări secundare distincte pentru fiecare fază a sarcinii.

realizabile cu un număr de faze  $m_1=6$  la intrarea CCV și cu folosirea circuitelor de forță de tipul dublă alternanță [68]. Circuitele de forță ale CCV cu 12 pulsuri și principalele lor caracteristici sînt prezentate în [13]. Avantajele schemelor cu 12 pulsuri sînt legate de reducerea puterii instalate a ventilelor, a influenței asupra rețelelor de alimentare, a valorilor reactanțelor de egalizare, precum și

Schemele trifazate dublă alternanță pot fi realizate cu separarea galvanică a fazelor sarcinii (fig.1.6,a) sau cu grupe de înfășurări secundare distincte pentru fiecare fază a sarcinii (fig.1.6,b). În ultima variantă, conectarea fazelor sarcinii se face în stea [68,105]; această schemă a fost adoptată și în R.S.R. pentru acționarea morilor de ciment [39]. Puterea transformatoarelor de adaptare este cu 10% mai mică decît în cazul schemelor trifazate-monoalternanță (v.fig.1.4), frecvența pulsațiilor este dublată, iar amplitudinea lor se reduce de două ori, ceea ce este avantajos și pentru dimensionarea filtrelor [13].

În domeniul puterilor mai mari de 7 MW, este necesar să se treacă la scheme cu 12 pulsuri, rea-



512 163  
361 5

de asigurarea unor valori ridicate parametrilor energetici ai acționării, cum sînt randamentul și factorul de putere [13,97].

Nu se recomandă realizarea de scheme cu mai mult de 12 faze echivalente (pulsuri), deoarece complicarea devine importantă, iar îmbunătățirea indicatorilor tehnico-economici este ne semnificativă [13].

În ceea ce privește comanda grupurilor de ventile corespunzătoare celor două convertoare de două cadrane, o răspîndire mai largă a dobîndit-o comanda separată (sau succesivă), mai ales în domeniul puterilor medii și mari, unde realizarea bobinelor de șoc și curenții mari de egalizare ar crea probleme deosebite. Lipsind bobinele de șoc, indicatorii tehnico-economici ai CCV se îmbunătățesc, mai ales dacă se lucrează în domeniul frecvențelor mici [13].

Tracțiunea electrică reprezintă o aplicație particulară a MS alimentat prin CCV, motiv pentru care și schemele circuitelor de forță sînt speciale. Alimentarea CCV se poate face de la rețeaua monofazată sau de la un generator trifazat de c.a. (alternator). Configurații și caracteristici ale circuitelor de forță corespunzătoare acestor două situații sînt tratate în lucrările [3,69].

#### 1.4. Comanda sistemelor de acționare mutator-motor sincron

##### 1.4.1. Principiile generale ale comenzii acționărilor mutator-motor sincron.

Alimentarea MS prin intermediul surselor de c.a. cu frecvențe de ieșire variabile conferă unele particularități sistemelor de acționare în ansamblu, în raport cu felul în care se face comanda proceselor de comutație din mutatorul respectiv. Din punct de vedere al structurii sistemelor de acționare, comanda se poate realiza în circuit deschis sau închis.

Comanda în circuit deschis presupune ca frecvența comutațiilor din mutator să fie determinată de un generator de referință, independent, de mare stabilitate, capabil să furnizeze semnale de comandă de o formă dată și cu frecvență reglabilă (comandă proprie). Rezultă un sistem de acționare cu MS cu viteză variabilă, precizia vitezei de rotație fiind, în limitele stabilității mașinii, independentă de sarcină [28]. Singurele particularități ale acestor sisteme de acționare, în raport cu acționările normale cu MS, sînt legate de frecvența variabilă, dependența tensiune-frecvență [77], conținutul în armonici ale undelor de tensiune și curent din indus, de interdependența mutator-motor în timpul proceselor tranzitorii care însoțesc procesele de comutație.

Comanda în circuit închis realizează corelația dintre poziția rotorului MS și comutațiile din mutator. Infășurarea polifazată din indusul MS poate fi privită, în acest caz, ca o infășurare de c.c.

cu "m" legături exterioare ( $m=3,6,\dots$ ), iar mutatorul, conectat la aceste borne, împreună cu traductorul poziției rotorice (TPR) se pot asimila funcțional cu colectorul mecanic al mașinilor de c.c. [3,28]. În unele lucrări de specialitate, sistemul mutator - MS, cu comandă folosind reacția de poziție, este apreciat ca o mașină electrică specială, fiind denumit: mașină electrică cu comutator electronic [16], mașină electrică cu comutație statică -MECS [5], *ventilnyj dvigatelj tihohodnyj dvigatelj* [3] ș.a. În cele ce urmează, se adoptă denumirea de mașină electrică cu comutație statică, aceasta admițând și o prescurtare mai expresivă - MECS.

În consens cu ideea de mai sus, MECS este definită în lucrările [3,41] ca un sistem electromecanic specific mașină-mutator, al cărui element de execuție îl reprezintă mașina sincronă excitată în c.c., ai cărei curenți din înfășurările de fază sînt comutați cu ajutorul unui comutator cu ventile electronice-mutatorul-cu comanda de tact fie după poziția rotorului, fie după poziția spațială a vectorilor de tensiune sau de flux rezultanți.

Conform argumentărilor din [16], susținute și prin diagramele fazoriale ale cîmpurilor magnetice de excitație și de reacție reproduse în figura 1.7, mașinile de c.c. clasice, mașinile sincrone funcționînd la turație constantă și MECS se deosebesc principal între

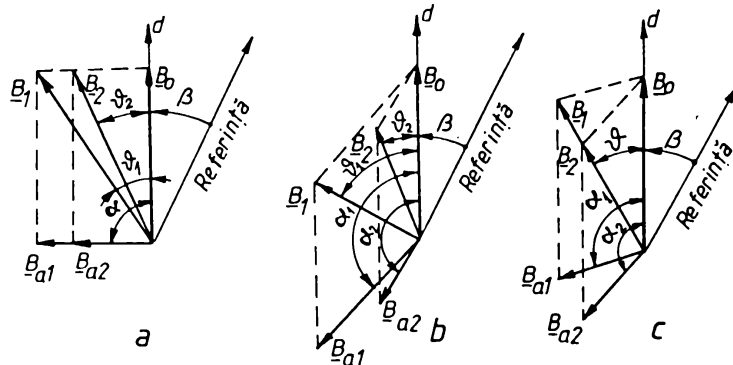


Fig.1.7. Diagramele de fazori ale cîmpurilor magnetice de excitație și de reacție: a-la mașina de c.c.; b-la mașina sincronă clasică; c-la mașina electrică cu comutație statică (MECS).

ele, asemănarea formală provenind din aceea că toate au structurile generale, constructive analoge [4], fiecare reprezentînd, de fapt, cazuri particulare de funcționare ale mașinii sincrone.

Caracteristicile fiecărui tip de mașină se definesc astfel:

- la mașina de c.c. clasică, unghiul  $\alpha$  dintre cîmpul de excitație  $B_0$  și cîmpul de reacție  $B_a$  este constant, deci



$$\alpha = \angle(\underline{E}_0, \underline{E}_a) = \text{ct.}; \quad (1.1)$$

- la mașina sincronă clasică, turația este constantă, unghiurile  $\alpha$  și  $\delta_u$  (unghiul intern) fiind variabile la diferite încărcări;

- la MECS se menține constant unul dintre parametrii unghiulari, determinați de fazorii spațiali ai armonicilor fundamentale ale curentului statoric  $\underline{I}_{(1)}$ , tensiunii statorice  $\underline{U}_{(1)}$  și t.e.m. de mers în gol a înfășurării indusului  $\underline{E}_{0(1)}$  [3,44]. Așadar, poate fi menținut constant unghiul dintre axa transversală ( $\underline{E}_{0(1)}$ ) și fazorul curentului  $\underline{I}_{(1)}$

$$\psi = \angle(\underline{E}_{0(1)}, \underline{I}_{(1)}) = \text{ct.} \quad (1.2)$$

sau unghiul intern

$$\delta_u = \angle(\underline{U}_{(1)}, \underline{E}_{0(1)}) = \text{ct.} \quad (1.3)$$

sau, în sfârșit, defazajul curent-tensiune din indus

$$\varphi = \angle(\underline{U}_{(1)}, \underline{I}_{(1)}) = \text{ct.} \quad (1.4)$$

Sistemul de comandă al MECS, indiferent de varianta de reglaj adoptată, impune o relație de identitate, deci o dependență rigidă, între viteza de rotație a rotorului și cea a cîmpului magnetic învîrtitor statoric, ceea ce explică faptul că în regimurile tranzitorii electromecanice nu se produce fenomenul pendulațiilor, ca la mașina sincronă clasică [5].

În afară de diferențierile legate de tipul motorului utilizat, sistemele cu MECS au caracteristice anumite procedee de sincronizare a comenzii ventililor și influența sarcinii asupra orientării spațiale a vectorilor generalizați corespunzători primelor armonici ale tensiunii și curentului statorici și t.e.m. de mers în gol a înfășurărilor indusului, la frecvența de rotație a rotorului [44].

În raport cu parametrul unghiular a cărui constanță se asigură prin legea de comandă a MECS, conform uneia din relațiile (1.2)... (1.4), se definesc [3,44] trei tipuri de colectoare statice:

- colectorul static de tip I realizează  $\psi = \text{ct.}$ , deci constanța poziției spațiale a fazorului curentului statoric în raport cu axa transversală  $q$ . Acest tip de colector static corespunde cazului alimentării MS de la un invertor de curent, fiind aplicabil la puteri mari ale mașinilor acționate;

- colectorul static de tip II se consideră cel care impune constanța unghiului intern al mașinii,  $\delta_u = \text{ct.}$ , fixîndu-se prin aceasta poziția spațială a fazorului  $\underline{U}$  față de axa  $q$ . Este cazul

alimentării MS printr-un invertor de tensiune, fiind recomandat pentru sisteme de acționare cu MECS de putere mică;

- colectorul static de tip III corespunde situației în care prin sistemul de comandă se impune  $\varphi = \text{ct.}$  (în particular  $\varphi = 0$ ). Este tipul de colector static adoptat la I.C.P.E. [39], pentru echipamentul de acționare a morilor de ciment.

Consecințele utilizării unuia dintre colectoarele statice prezentate mai sus sînt expuse mai detaliat în lucrările [3,44].

Orice alt tip de colector static, realizat pe alte principii sau pe bază de mutatoare cu caracteristici intermediare invertoarelor de curent și tensiune, se încadrează în grupa colectoarelor statice de tip IV.

Comanda proceselor tranzitorii din MECS, ca și din mașinile de c.a. în general, se bazează pe folosirea variabilelor de stare cum sînt: fazorii spațiali corespunzători curenților statorici  $i_s$  și rotorici  $i_r$  și cei corespunzători fluxurilor magnetice statoric  $\Psi_s$ , rotoric  $\Psi_r$  și principal al mașinii  $\Psi_o$  [55]. Aceste variabile de stare se influențează între ele prin legături încrucișate, astfel încît un reglaj independent al unora din mărimile de funcționare necesită separarea acțiunilor variabilelor de stare pe calea compensației.

#### 1.4.2. Structura sistemelor de comandă

În structurile diferitelor sisteme concrete de comandă sînt incluse, în afara reacției de poziție, reacții de viteză de rotație și cuplu. De asemenea, dat fiind faptul că în majoritatea aplicațiilor intervin acționări cu motoare de puteri mari, pentru care costul transductoarelor este semnificativ, este posibilă chiar o ajustare a parametrilor mașinii, bazată pe măsurători, cum ar fi corecția rezistențelor înfășurărilor în funcție de temperatură [77].

Dezvoltarea microelectronicii a făcut posibilă aplicarea teoriei fazorilor spațiali, ca mărimi de stare, la proiectarea unor sisteme de reglare complexă, cum este sistemul "Transvektor" (Siemens). Aplicabil mașinilor de c.a. alimentate prin mutatoare, sistemul de reglaj are la bază principiul „orientării după cîmp”. Ideea folosirii unui astfel de principiu se justifică prin aceea că toți fazorii spațiali ai mărimilor de stare statorice se rotesc sincron, cu aceeași viteză, determinată de frecvența de alimentare. Schema bloc a sistemului de reglaj organizat pe principiul „orientării după cîmp” este prezentată și descrisă pe larg în lucrarea [20]. Sistemul de reglaj „Transvektor”, care permite reglarea tuturor mărimilor de stare ale mașinii, poate fi simplificat pentru aplicații concrete,

în raport cu specificul acestora. Avîndu-se în vedere faptul că, în acest sistem, impunerea cuplului electromagnetic se realizează indirect, prin intermediul curenților, se apreciază că prin impunerea nemijlocită a acestuia ar fi posibilă simplificarea substanțială a schemei structurale de reglare [78].

O structură similară sistemului „Transvektor” o are comanda acționării prin CCV a MS prezentată în [77]. Particularitatea schemei menționate o constituie poziționarea fazorului curentului statoric în axa  $q$ , realizată prin prevederea unui semnal de referință adecvat,  $i_{sdRef}=0$ . Ca atare, unghiul  $\psi$  rezultă egal cu zero, ansamblul comandă-CCV reprezentînd pentru mașină un colector static de tip I.

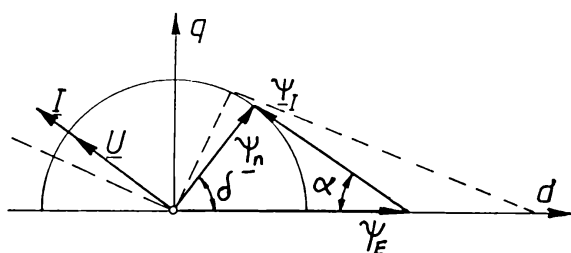


Fig.1.8. Diagrama vectorială simplificată a MS în condițiile  $\Psi_s = \Psi_n$ ,  $\varphi=0$ .

netic în motor egal cu cel nominal și defazajul nul dintre curent și tensiune ( $\varphi=0$ ). În acest fel, schema de reglare asigură cuplul transmis rotorului și viteza de rotație necesară, în condițiile de utilizare optimă a motorului și instalației de alimentare.

Perfecționarea sistemelor de comandă urmărește decuplarea variabilelor intercorelate, separarea pe această bază a buclelor de reglaj și asigurarea unor comportări dinamice optime ale acționărilor [41,92].

Analiza acționării CCV-MS, efectuată în lucrarea [92], evidențiază că sistemul de curenți ( $i_d, i_q, i_E$ ) poate fi descompus în trei subsisteme separate, folosind teoria reglajului automat. Pentru aceasta, sistemul de ecuații al MS se liniarizează în vecinătatea unui punct de funcționare ( $n_0, i_{s0}$ ), astfel încît comportarea motorului să poată fi descrisă de un sistem de ecuații diferențiale de ordinul întâi.

Pe linia perfecționării sistemelor de comandă se înscriu multiplele variante descrise în literatura de specialitate; atât pentru cazul alimentării MS de la CCV [68,69,77,92,97,105], cît și de la

Sistemul conceput de I.C.P.E. [39] realizează reglajul amplitudinii  $I_M$  a curentului statoric, iar curentul de excitație  $I_E$  și unghiul  $\alpha$ , definit aici drept complementul unghiului intern, sînt mărimi comandate în raport cu  $I_M$  după funcții specifice. În figura 1.8 se prezintă diagrama vectorială simplificată a MS pentru cazul fluxului mag-

CIF. [44,55,75,77] sau CDF [46]. Dintre particularitățile lor, sînt de menționat impunerea dependenței  $i_E(i_s)$ -conform curbelor în  $V$ -din [68], utilizarea reacției de la tensiunile de linie [105] și modelarea analogică a blocurilor funcționale [97]. Există tendința de a se elabora sisteme generale de comandă, indiferent de tipul de motor utilizat [78].

În afara progreselor legate de principiile și structura reglajului, sistemele de comandă s-au dezvoltat în strînsă legătură cu avansul continuu din domeniul microelectronicii. Utilizarea microprocesoarelor (MP) la comanda sistemelor mutator-motor, a dus la îmbunătățirea performanțelor reglajului și la lărgirea domeniului algoritmilor de reglaj [65]. Capacitatea de calcul disponibilă a MP oferă posibilitatea aplicării celor mai noi și sofisticate concepte ale teoriei moderne a reglajului.

Configurația de bază a reguletoarelor cu MP este prezentată în figura 1.9. Majoritatea aplicațiilor pot fi satisfăcute de MP cu 8 biți, dar în cazul unor acționări de mare performanță sînt tot mai larg utilizate MP cu 16 biți. Pentru performanțe de reglaj și mai pretențioase, sînt utilizate configurații multiprocesor [65].

Flexibilitatea algoritmilor de reglaj ai sistemelor de comandă cu MP face posibilă realizarea unei precizii ridicată, a unui proces dinamic rapid și a unei siguranțe superioare în funcționare [65].

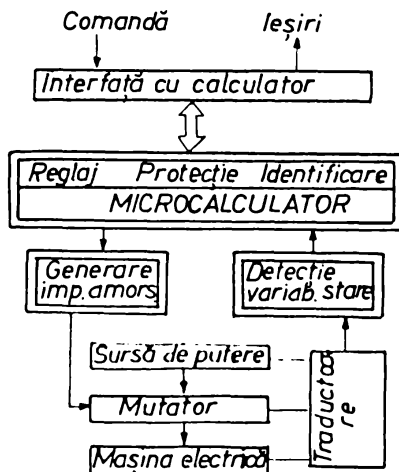


Fig.1.9. Structura reguletoarelor cu MP pentru sisteme de acționare mutator-motor.

#### 1.4.3. Traductoare pentru mărimile de stare

Problema traductoarelor este strîns legată de dinamica și precizia reglajului. Cele mai frecvent utilizate reacții sînt cele de poziție, viteză și curenți și ca urmare traductoarele pentru aceste mărimi sînt necesare în primul rînd. În diversitatea aplicațiilor, se mai întîlnesc traductoare de cuplu, tensiune și temperatură [77, 92, 105].

Traductorul poziției rotorice (TPR) este nelipsit din sistemele de comandă ale acționărilor mutator-M.S. Acesta impune succesiunea și frecvența de comutație a ventilelor, sincronizînd impulsurile de comandă ale ventilelor cu poziția rotorului. Împreună cu mutatorul și cu dispozitivul de comandă al acestuia, TPR alcătuiește așa numitul colector static al mașinii.

Pentru TPR există o serie de variante constructive, acesta putând fi sub forma unui comutator cuplat direct pe arborele motorului sau pot fi utilizate traductoare electromagnetice, inductive, optice sau cu efect Hall [28,39,48,55,56]. Traductorul inductiv, constând dintr-o înfășurare suplimentară pe rotor, alimentată la o frecvență de câțiva kilohertz, permite sesizarea poziției rotorice prin analiza tensiunilor induse în înfășurările statorice. Acest tip de traductor, la fel ca și cel cu efect Hall, este recomandabil și pentru indicarea poziției inițiale a rotorului [56].

Ca traductor de poziție se poate folosi însă și înfășurarea indusului, prelucrând informațiile conținute în undele de tensiune ale fazelor [3,56]. O altă variantă a acestui tip de traductor necesită măsurarea tensiunilor și curenților la bornele motorului și, folosind un algoritm bazat pe tehnica filtrelor Kalman, determină direct poziția și viteza MS [62]. În același timp, se estimează și fluxul statoric, care poate fi utilizat în cadrul sistemului de reglare. Acest traductor este aplicabil chiar la viteze mici.

Aplicarea teoriei moderne a reglajului necesită o cunoaștere precisă a variabilelor de stare transmise pe căile de reacție. Aici trebuie avut în vedere că performanțele traductoarelor sînt limitate. Traductoarele în fabricație, cum sînt cele de poziție, viteză, curent sau tensiune dau semnale de ieșire într-o bandă limitată, cu anumite perturbații și de precizie nesatisfăcătoare. În plus, adeseori este necesară o reacție de la variabila de stare pentru care nu se dispune de senzor [65]. Variabilele de stare, pentru care nu există traductoare adecvate, pot fi sintetizate însă prin combinarea corespunzătoare a unor semnale de ieșire provenite de la traductoare existente.

La puteri mari, se utilizează CCV fără curenți de circulație, astfel încît apare necesară prevederea unor traductoare care să determine momentele de trecere prin zero ale curenților de sarcină. Variantelor constructive mai cunoscute, pe bază de dispozitive magneto-semiconductoare sau cu două diode în antiparalel, li se adaugă soluția cu tiristor-diodă în serie, prezentată în lucrarea [99]. Punctul de zero al curentului este detectat prin intermediul tensiunii inverse, luate de pe terminalele diodei.

## Capitolul 2 TIPURI DE CICLOCONVERTOARE

### 2.1. Schema bloc a unui CCV

Cicloconvertoarele sînt convertoare directe de frecvență cu comutație naturală, la care frecvența de ieșire este inferioară celei de la intrare [23].

Din diversitatea relativ mare a CCV este posibilă evidențierea unei structuri constructive comune, dată în figura 2.1 sub forma unei scheme bloc, avînd următoarele elemente componente:

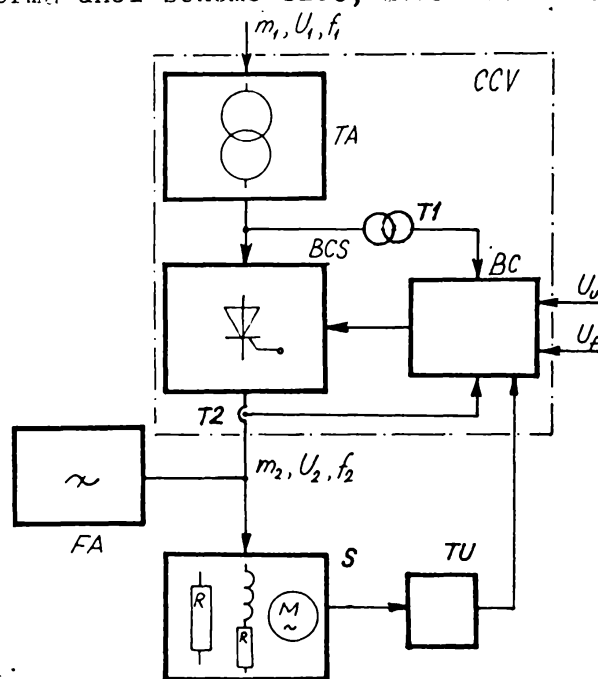


Fig.2.1. Schema bloc a unui CCV: TA-transformator de adaptare; BCS-bloc de comutație statică; BC-bloc de comandă; FA-filtru de armonici; S-sarcină; T1-transformatoare de măsură de tensiune; T2-idem, de curent; TU-tra-ductor cu funcții multiple.

- transformatorul de adaptare TA;
- blocul de comutație statică BCS;
- blocul de comandă BC;
- filtrul de armonici FA;
- sarcina S.

Transformatorul de adap-tare se prevede pentru a îndeplini una sau mai multe din următoarele funcții: -separarea galva-nică a sarcinii de rețea; -multiplicarea numărului de faze secundare; -asigura-rea nivelului corespunză-tor al tensiunii; -simetri-zarea încărcării rețelei; -furnizarea tensiunilor în opoziție de fază pentru schemele cu punct median.

BCS cuprinde ansamblul ventilelor semiconductoare comandabile și elementele conexe acestora, nedeosebindu-se practic de partea corespunzătoare a mutatorului de patru cadrane (redresor comandabil reversibil) [18,21]. Ventilele coman-dabile sînt organizate în  $2m_2$  grupuri,  $m_2$  fiind numărul fazelor la

ieșirea CCV, și controlează circulația curenților prin fazele sarcinii.

Transformatorul de adaptare și blocul de comutație statică alcătuiesc împreună circuitul de forță al CCV.

Blocul de comandă BC are rolul de a asigura ventilelor comandabile din cadrul circuitului de forță impulsurile de amorsare corespunzătoare. Unghiurile de comandă  $\alpha$  ale tiristoarelor sînt o funcție de frecvența de ieșire, tensiunea de ieșire și defazajul curent - tensiune pe sarcină.

Dacă în privința circuitelor de forță ale CCV și redresoarelor reversibile nu se constată deosebiri, în schimb funcțiile blocurilor de comandă corespunzătoare celor două tipuri de mutatoare sînt net diferențiate [18].

Filtrul de armonici FA se prevede numai în cazul aplicațiilor mai pretențioase sub aspectul conținutului în armonici.

Traductorul cu funcții multiple TU (v.fig.2.1) este utilizat dacă generarea tensiunilor de referință în BC trebuie făcută în raport cu anumite mărimi neelectrice, caracteristice sarcinii S. Astfel de mărimi neelectrice pot fi poziții, unghiuri, cupluri sau viteze.

## 2.2. Criterii de clasificare

Avînd în vedere structura unui CCV, prezentată anterior, și apartenența acestuia la familia mutatoarelor, se pot enumera următoarele criterii de clasificare ale CCV:

- principiul de funcționare;
- numărul de faze  $m_1$  la intrarea CCV;
- numărul de faze  $m_2$  la ieșirea CCV, reprezentînd totodată numărul de faze ale sarcinii;
- numărul de pulsuri  $m$  din curba tensiunii de ieșire, pe intervalul unei perioade a tensiunii rețelei de alimentare, la un unghi de comandă constant;
- schema circuitului de forță;
- comanda comună sau separată a grupurilor de ventile.

În lucrarea [80] s-a evidențiat faptul că există două clase de cicloconvertoare, ale căror principii de funcționare sînt:

- redresarea cu polaritate periodic inversată (RPFI);
- redresare -însurare, care constă în redresarea cu polaritate periodic inversată a tensiunilor monofazate ale unui sistem polifazat, însoțită de însurarea tensiunilor electrice sau magnetice astfel obținute.

Numărul de faze  $m_1$  la intrarea CCV este practic  $m_1=1$  sau  $m_1=3$ ; la ieșire, prezintă interes următoarele valori ale numărului



de faze  $m_2=1, 2$  sau  $3$ . În funcție de combinația de valori ale numerelor  $m_1$  și  $m_2$ , CCV pot fi mono-monofazate, mono-trifazate, tri-trifazate etc.

După numărul de pulsuri  $m$ , se pot enumera CCV cu un singur puls, cu două, trei, șase, douăsprezece ș.a.m.d. pulsuri. Numărul de pulsuri din curba tensiunii de ieșire este determinat de domeniul de variație a frecvenței de ieșire și de conținutul în armonici impus pentru tensiunea de ieșire și curentul primar. Schemele cu mai multe pulsuri sînt avantajoase la puteri mari; cele mai răspîndite sînt cele cu șase și cu douăsprezece pulsuri.

Pentru CCV cu ieșire polifazată se mai poate adăuga un criteriu de clasificare și anume - modalitatea de separație galvanică rețea-sarcină [18]. Astfel, se pot evidenția CCV cu separația galvanică a fazelor sarcinii, a înfășurărilor secundare a transformatorului de adaptare sau fără separație galvanică între rețeaua de alimentare și sarcină. Separația galvanică a fazelor sarcinii se realizează, în cazul motoarelor, cu anumite complicități constructive, putînd determina apariția unor armonici de ordinul trei în curentul de sarcină.

### 2.3. Principiile convertirii c.a. la CCV

Baza fenomenologică ce a permis tratarea matematică a principiilor convertirii directe a c.a. o constituie modulația de amplitudine (MA). Astfel, a fost sesizat faptul că unda tensiunii de ieșire se obține ca rezultat al MA a unor tensiuni redresate, ambele operațiuni-redresarea și modularea-fiînd asigurate prin comanda adecvată a ventilelor din circuitul de forță. În final, tensiunile redresate și modulate se compun la bornele secundare ale CCV pentru a rezulta tensiunea de ieșire în forma care se aplică pe sarcină [23,81].

#### 2.3.1. Redresarea cu polaritate periodic inversată

Circuitul de forță al CCV funcționînd după principiul RPPI constă din două mutatoare reversibile, comandabile, montate în antiparalel, astfel încît acestea admit una din schemele echivalente reprezentate în figura 2.2 [14,18,21].

Fiecare din mutatoarele de două cadrane  $G1$  și  $G2$  conduce pe durata unei alternanțe a curentului de ieșire. Sensul curentului prin circuitul de sarcină este determinat de convertorul care lucrează în regim de redresor [21]. În ceea ce privește tensiunile de ieșire ale mutatoarelor  $G1$  și  $G2$ , între acestea trebuie să existe relația

$$u_T = - u_N = u_2 , \quad (2.1)$$



$u_P$  fiind tensiunea dată de convertorul G1, considerat ca pozitiv pentru-că participă la formarea alternanței pozitive a curentului, iar  $u_N$ -tensiunea dată de convertorul G2, considerat ca negativ;  $u_2$  reprezintă tensiunea la bornele circuitului de sarcină.

Condiția (2.1) nu poate fi îndeplinită de valorile instantanee ale tensiunilor respective, ci numai de valorile lor medii, caz în care unghiurile de comandă ale convertoarelor P și N trebuie să fie suplimentare

$$\alpha_P + \alpha_N = 180^\circ. \quad (2.2)$$

Diferența dintre valorile instantanee ale tensiunilor de ieșire  $u_P$  și  $u_N$ , considerate în valori absolute, duce la apariția

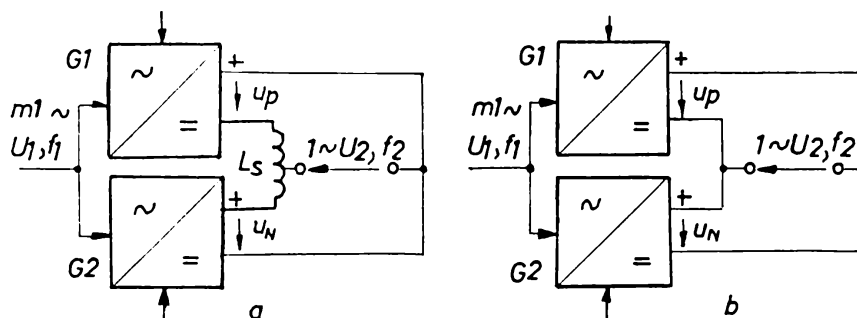


Fig.2.2. Schemele echivalente ale CCV funcționând după principiul RFI: a-cu comandă comună; b-cu comandă separată.

unui curent pulsator suplimentar între cele două mutatoare, numit curent de circulație. Limitarea sau eliminarea curentului de circulație se poate face prin măsuri luate în circuitul de forță, cum este prevederea inductanței suplimentare cu priză mediană  $L_s$  (fig.2.2,a), sau prin felul comenzii ventilelor, cum este cazul comenzii separate.

#### A. Cicloconvertoare cu alimentare monofazată

Se consideră cazul unui CCV cu intrare și ieșire monofazate, alcătuit pe bază de redresoare dublă alternanță, comandabile. Mecanismul formării tensiunii de ieșire, reprezentat în figura 2.3, este astfel divizat în etape, încît să se pună în evidență MA. Pentru simplificare, se consideră că sarcina are un caracter rezistiv.

Etapele în care se formează tensiunea de ieșire constau în următoarele:

- din tensiunea alternativă de la intrare  $u_1$  se obțin mai întâi două tensiuni redresate, de polarități opuse,  $u_{rp}$  și  $u_{rn}$  (fig.2.3,b, respectiv c);

- cele două tensiuni redresate sînt modulate în amplitudine după funcții de modulație rectangulară, aflate în opoziție de fază, obținîndu-se tensiunile  $u_p$ , respectiv  $u_n$  (fig.2.3,d și e);

- tensiunile modulate  $u_p$  și  $u_n$  se compun pentru a rezulta tensiunea de ieșire  $u_2$  (fig.2.3,f).

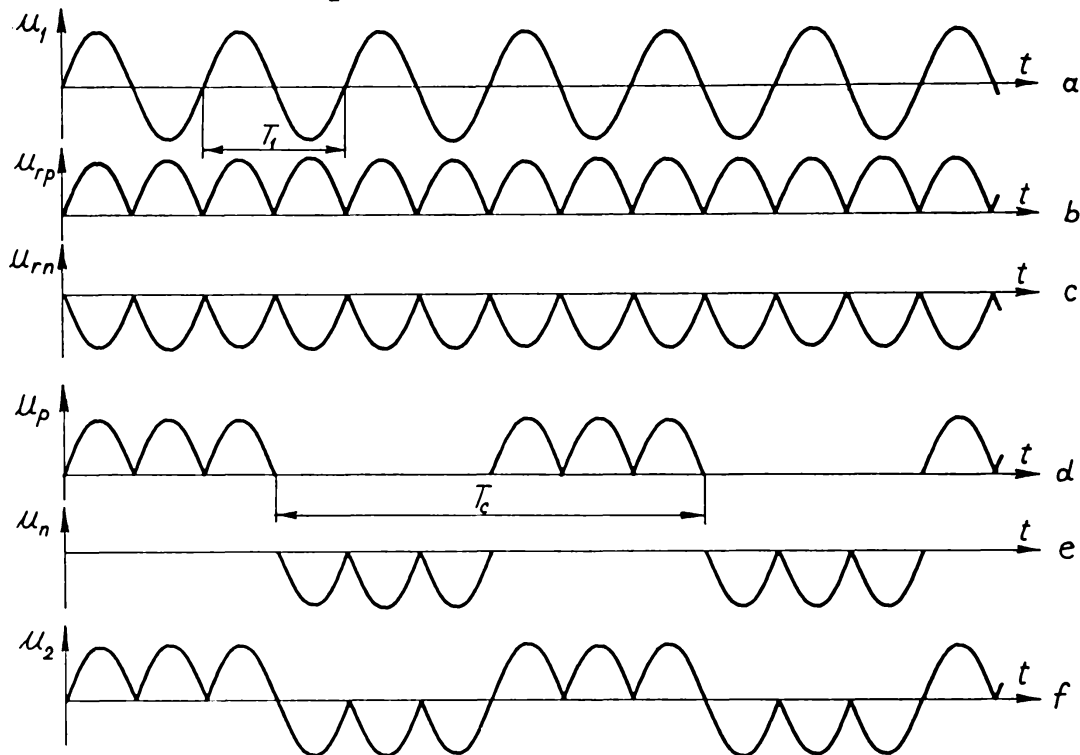


Fig.2.3. Mecanismul formării tensiunii de ieșire la CCV monofazate, dublă alternanță, prin MA: a-tensiunea de intrare; b-tensiunea redresată pozitivă; c-idem, negativă; d-tensiunea pozitivă modulată în amplitudine; e-idem, negativă; f-tensiunea de ieșire.

Expresia unei oscilații de tensiune modulate în amplitudine se consideră sub forma [23]:

$$u(t) = A_0 \left[ \frac{A(t)}{A_0} \right] \sin(\omega_1 t + \varphi_1), \quad (2.3)$$

în care:

-  $A_0 = \sqrt{2} U$  este amplitudinea oscilației de intrare;

$A(t)/A_0$  - amplitudinea relativă, dependentă de timp [7];

$\omega_1 = 2\pi f_1$  - pulsația oscilației de intrare (purtaătoare);

$\varphi_1$  - faza inițială a oscilației de intrare.

Modul de variație a amplitudinii relative  $A(t)/A_0$  se consideră de formă rectangulară, conform reprezentării din figura 2.4. Expresia analitică a variației amplitudinii relative după această formă este

$$\frac{A(t)}{A_0} = \begin{cases} 0, & \text{pentru } t \in [kT_c, kT_c + \tau_i] \cup (kT_c + \tau_i + \tau_c, (k+1)T_c]; \\ 1, & \text{pentru } t \in (kT_c + \tau_i, kT_c + \tau_i + \tau_c], \end{cases} \quad (2.4)$$

în care  $T_c$  este perioada funcției de modulație sau de comandă;

$\tau_i$  - întârzierea semnalului amplitudine în raport cu sistemul de referință ales;

$\tau_c$  - durata semnalului treaptă unitară reprezentînd amplitudinea relativă;

$k = 0, 1, 2, \dots$  - un număr natural.

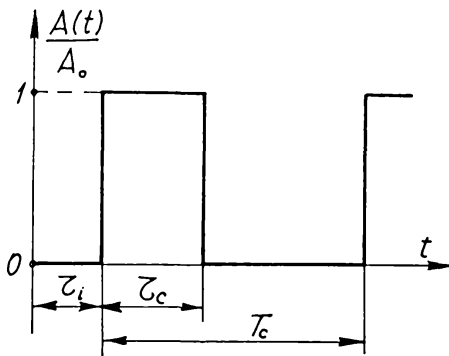


Fig. 2.4. Variația generală a amplitudinii relative

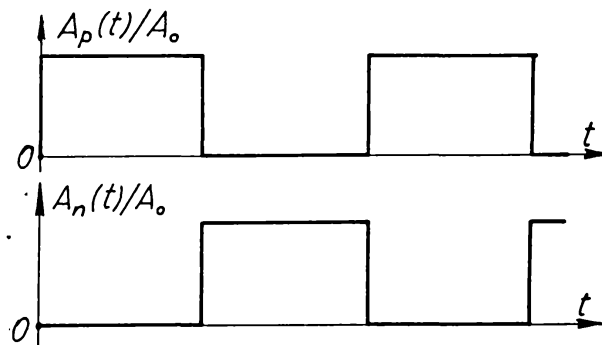


Fig. 2.5. Amplitudinile relative, în opoziție, pentru cele două tensiuni redresate.

Descompunerea în serie Fourier a amplitudinii relative (anexa 1) conduce la expresia generală

$$\frac{A(t)}{A_0} = \frac{\tau_c}{T_c} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\left(\frac{n\tau_c}{T_c} \pi\right) \cos\left[n\omega_c\left(t - \tau_i - \frac{\tau_c}{2}\right)\right], \quad (2.5)$$

unde  $\omega_c = 2\pi/T_c$  este pulsația de comandă.

Pe baza celor de mai sus se poate trece la tratarea matematică a mecanismului ilustrat prin forme de undă în figura 2.3.

Tensiunea de intrare, scrisă în ipoteza fazei inițiale nule, are forma

$$u_1 = \sqrt{2} U \sin \omega_1 t, \quad (2.6)$$

astfel încît cele două tensiuni de polarități opuse, obținute prin redresarea acestora sînt:

$$\begin{aligned} u_{rp} &= \sqrt{2} U |\sin \omega_1 t|; \\ u_{rn} &= -\sqrt{2} U |\sin \omega_1 t|. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Conform ipotezei emise, tensiunile (2.7) sînt modulate în amplitudine după funcții de modulație rectangulare, aflate în opoziție de fază, astfel încît amplitudinile relative corespunzătoare

tensiunilor modulate prezintă dependențele ilustrate în figura 2.5.

Analitic, amplitudinile relative se obțin din expresia generală (2.5), cu următoarele particularizări:

$$\tau_c = \frac{T_c}{2}, \quad \tau_{ip} = 0 \quad \text{și} \quad \tau_{in} = \frac{T_c}{2}; \quad (2.8)$$

rezultă

$$\frac{A_p(t)}{A_0} = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin(n\omega_c t);$$

$$\frac{A_n(t)}{A_0} = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin(n\omega_c t). \quad (2.9)$$

Sistemul de oscilații modulate în amplitudine se determină înlocuind în expresia generală (2.3) formele concrete ale factorilor, date de relațiile (2.7) și (2.9), obținând astfel:

$$u_p(t) = \sqrt{2}U \left[ \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin(n\omega_c t) \right] \cdot |\sin \omega_1 t|; \quad (2.10)$$

$$u_n(t) = \sqrt{2}U \left[ -\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin(n\omega_c t) \right] \cdot |\sin \omega_1 t|. \quad (2.11)$$

Prin superpoziție, rezultă tensiunea la bornele circuitului de sarcină

$$u_2 = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} U \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin(n\omega_c t) \cdot |\sin \omega_1 t|, \quad (2.12)$$

expresie care evidențiază dispariția componentei continue.

După o serie de transformări [23], se deduce expresia tensiunii de ieșire a CCV, dată sub formă de serie Fourier pentru următoarele două cazuri:

dacă  $n \neq K$

$$u_2 = \frac{4\sqrt{2}U}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{K}{K^2-n^2} \sin^2 \frac{n\pi}{2} \operatorname{ctg} \frac{n\pi}{2K} \sin n\omega_c t; \quad (2.13)$$

- dacă există posibilitatea  $n=K$  ( $K$ -număr impar), atunci

$$u_2 = \sqrt{2}U \left( \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{K-1} \sin^2 \frac{n\pi}{2} \frac{K}{K^2-n^2} \operatorname{ctg} \frac{n\pi}{2K} \sin n\omega_c t + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{K} \sin^2 \frac{K\pi}{2} \sin K\omega_c t + \frac{4}{\pi} \sum_{n=K+1}^{\infty} \sin^2 \frac{n\pi}{2} \frac{K}{K^2-n^2} \operatorname{ctg} \frac{n\pi}{2K} \cdot \right.$$

$$\left. \cdot \sin n\omega_c t \right); \quad (2.14)$$

în aceste relații,  $K = \omega_1 / \omega_c$  are semnificația numărului de alternanțe ale tensiunii de intrare care intră într-o alternanță a tensiunii de ieșire ( $K=2,3,4,\dots$  pentru CCV funcționând pe principiul RPPI).

Amplitudinea  $b_n$  a armonicii de ordinul  $n$  se poate scrie, în general, sub forma

$$b_n(K) = \begin{cases} \frac{4\sqrt{2}U}{\pi} \sin^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \frac{K}{K^2-n^2} \operatorname{ctg} \frac{n\pi}{2K}, & \text{pt. } n \neq K; \\ \frac{\sqrt{2}U}{K} \sin^2\left(\frac{K\pi}{2}\right), & \text{pt. } n = K, \end{cases} \quad (2.15)$$

în care s-a pus în evidență dependența amplitudinii de valoarea factorului  $K$ .

Dacă în relația (2.15) se notează  $\frac{n}{K} = x (x > 0)$  și se introduce o funcție  $F(x)$  definită astfel:

$$F(x) = \begin{cases} \frac{1}{1-x^2} \operatorname{ctg}\left(\frac{\pi}{2} x\right), & \text{pentru } x \neq 1; \\ \frac{\pi}{4}, & \text{pentru } x = 1, \end{cases} \quad (2.16)$$

atunci amplitudinea generală se exprimă prin relația

$$b_n(x, K) = \frac{4\sqrt{2}U}{\pi} F(x), \quad (2.17)$$

în care  $n=1,3,5,\dots$ ,  $K=2,3,4,\dots$  și  $x = \frac{n}{K}$ .

Studiul funcției  $F(x)$  arată că aceasta este continuă în punctul  $x=1$  și că prezintă un minim dat de condiția:

$$\sin x\pi = \left(\frac{1}{x} - x\right) \frac{\pi}{2}, \quad (2.18)$$

din care, prin calcul numeric, rezultă soluția

$$x_m \simeq 1,25. \quad (2.19)$$

Reprezentarea grafică a funcției  $F(x)$  este dată în figura 2.6 care, prin completarea introdusă în partea de jos vizînd determinarea raportului  $x=n/K$ , poate constitui o nomogramă de calcul al amplitudinilor armonice pentru dezvoltarea studiată. Această nomogramă oferă o imagine globală, sugestivă, asupra modului în care se obțin amplitudinile armonice pentru diferite cazuri concrete, corespunzătoare unor valori  $K$  date. Pe figură se exemplifică obținerea valorilor funcției  $F(x)$  pentru  $K=5$ , valori care prin multiplicarea cu factorul  $4\sqrt{2}U/\pi K$  (v. rel. 2.17) conduc la valorile amplitudinilor armonice.

Nomograma evidențiază faptul că amplitudinea fundamentalei ( $n=1$ ) crește când scade frecvența acesteia, deci pentru factori de demultiplicare  $K$  mai mari. Pe de altă parte, se observă că se pot minimiza sau chiar anula anumite armonici prin alegerea judicioasă a factorului  $K$ .

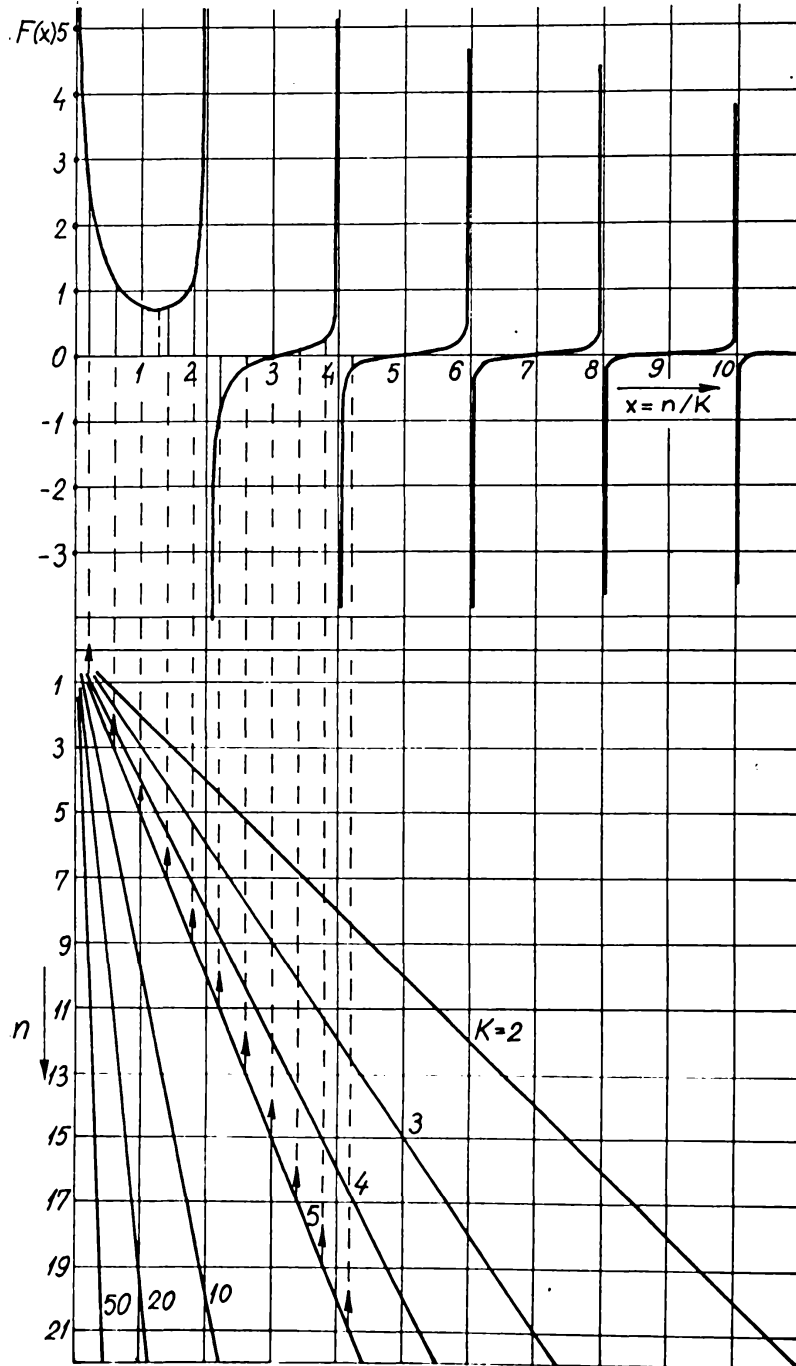


Fig.2.6. Nomogramă pentru determinarea factorilor  $F(x)$  din expresia (2.17) a amplitudinilor armonicilor tensiunii de ieșire la CCV monofazate, dublă alternanță.

Cînd  $K$  devine foarte mare, deci cînd se urmărește obținerea unor frecvențe foarte mici, amplitudinile armonicilor tind spre valorile limită date de expresia

$$\lim_{K \rightarrow \infty} b_n(K) = \frac{8\sqrt{2}U}{\pi^2 n} \sin^2 \frac{n\pi}{2}, \quad (2.20)$$

deci spre valori invers proporționale cu ordinul armonicii respective.

Relația (2.13) arată că la CCV cu intrare monofazată, funcționînd după principiul RPFI, frecvența de ieșire este impusă de frecvența de comandă

$$f_2 = f_c, \quad (2.21)$$

iar factorul de demultiplicare a frecvenței, exprimat prin raportul

$$\nu = \frac{f_1}{f_2} = K, \quad (2.22)$$

este număr întreg,  $K \geq 2$ .

Pentru cazul particular  $K=1$  și  $n=1$ , relația care dă coeficientul fundamentalei (v.anexa 2) conduce la valoarea

$$b_1(1) = \sqrt{2}U, \quad (2.23)$$

iar din relația (2.15) se obține

$$b_n(1) = 0, \text{ pentru } n > 1, \quad (2.24)$$

astfel încît ( $K=1$ ) se obține  $u_2 = u_1$ , ceea ce era firesc.

În formarea tensiunii de ieșire a CCV monofazată, ilustrată în figura 2.3, nu s-a luat în considerare posibilitatea amorsării ventilelor cu un unghi de aprindere variabil. Prin alegerea judicioasă a valorilor unghiurilor de aprindere ale ventilelor, se poate

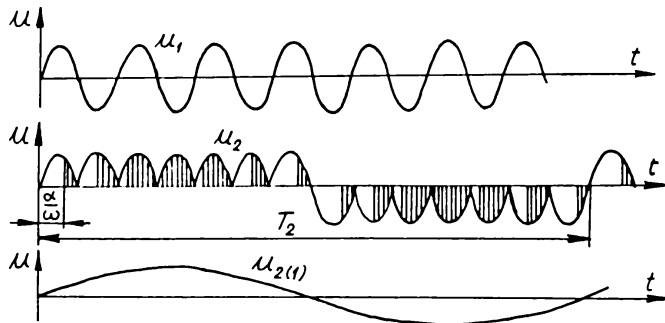


Fig.2.7. Tensiunea de ieșire a CCV monofazat, dublă alternanță, în cazul amorsării ventilelor cu unghi de aprindere variabil.

aprinde variabil. Armonica fundamentală

obține valoarea eficace  $U_2$  dorită pentru tensiunea de ieșire, precum și reducerea ponderii unor armonici din unda acesteia.

În figura 2.7 este reprezentată modalitatea de formare a tensiunii de ieșire în cazul amorsării ventilelor cu un unghi de  $u_2(1)$  rezultă cu o amplitudine și frecvență determinate.

### B. Cicloconvertoare cu alimentare polifazată

Posibilitățile de convertire a c.a. cresc când se dispune de un sistem polifazat.

Numărul tactelor de redresare din teoria redresoarelor, denumit număr de pulsuri și notat cu  $m$ , prezintă interes și în cazul CCV. Prin această noțiune se înțelege numărul minim de pulsuri (porțiuni din sinusoidalele sistemului de tensiuni de alimentare) dintr-o alternanță a tensiunii de ieșire, cu participarea tuturor fazelor sursei la formarea acestei alternanțe [14]. Numărul de pulsuri se regăsește pe parcursul a  $2\pi$  grade electrice, corespunzătoare pulsației de intrare  $\omega_1$  (ca și la redresoare).

Stabilirea relației dintre frecvențele de intrare și ieșire se face în legătură cu modul de formare a tensiunii de ieșire, reprezentată în figura 2.8 pentru unghiuri de comandă  $\alpha=0$ .

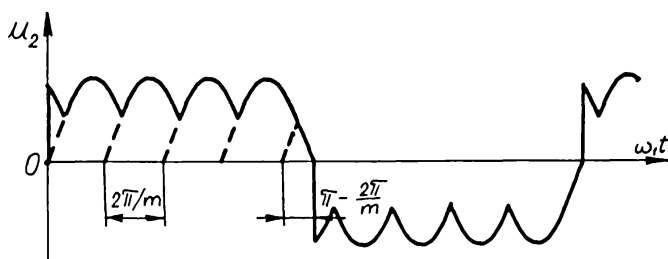


Fig.2.8. Tensiunea de ieșire a CCV cu alimentare polifazată.

Porțiunile de sinusoidale ale tensiunilor de intrare, din care se formează tensiunea de ieșire, sînt decalate una față de alta cu  $\frac{2\pi}{m}$ ,  $m$  fiind numărul de pulsuri.

Semiperioada tensiunii de ieșire cuprinde un număr întreg  $K$  de pulsuri, la care se adaugă durata corespunzătoare ajungerii în punctul de comutație naturală, astfel încît se poate scrie relația

$$\frac{T_2}{2} = \frac{1}{\omega_1} \left[ \frac{2\pi}{m} K + \left( \pi - \frac{2\pi}{m} \right) \right], \text{ pentru } K \geq 2, \quad (2.25)$$

din care se poate determina raportul frecvențelor

$$\nu = \frac{f_1}{f_2} = \frac{2(K-1)+m}{m} \quad (2.26)$$

și relația care dă frecvența de ieșire în raport cu cea de intrare

$$f_2 = \frac{m}{2(K-1)+m} f_1 \quad (2.27)$$

Din relația (2.27) se observă că  $f_2 < f_1$ , valoarea maximă  $f_{2\max}$  a frecvenței de ieșire corespunzînd pentru numărul minim de pulsuri  $K=2$



$$f_{2\max} = \frac{m}{m+2} f_1. \quad (2.28)$$

În cazul cicloconvertoarelor cu  $m_2$  faze la ieșire, numărul minim de pulsuri într-o semiperioadă este determinat de necesitatea realizării unui sistem de  $m_2$  tensiuni de ieșire simetrice. Pentru  $m_2=3$ ,  $K_{\min}=3$  și din relația (2.27) se obține frecvența maximă la ieșire

$$f_{2\max} = \frac{m}{4+m} f_1. \quad (2.29)$$

Practic se recomandă [14] a se adopta valori mai mici ale frecvențelor maxime, conform dependenței ilustrate în figura 2.9, curba c, în scopul reducerii erorii în realizarea unui defazaj simetric. Curbele a și b, reprezentate pe același grafic, corespund relațiilor (2.28), respectiv (2.29).

O altă posibilitate care derivă din alimentarea cicloconvertoarelor de la un sistem  $m_1$  fazat de tensiuni ( $m_1 \geq 2$ ) rezultă din figura 2.10, în care sînt reprezentate două dintre undele de tensiune consecutive ale sistemului polifazat. Punctul corespunzător comutației naturale este notat cu M. În raport cu acest punct, amorșarea ventilului se face defazat în urmă cu unghiul de aprindere  $\alpha$ ,

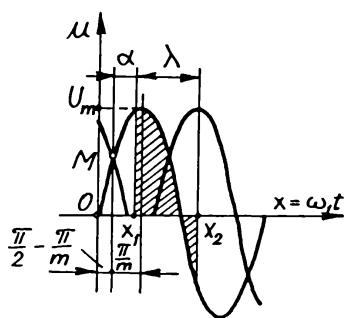
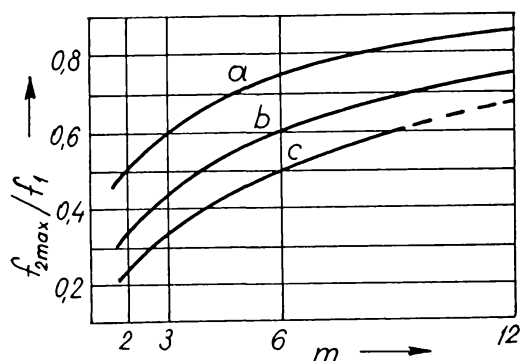


Fig.2.9. Dependenta raportului  $f_{2\max}/f_1$  de numărul de pulsuri  $m$  la cicloconvertoarele cu intrare polifazată: a-teoretic, pentru ieșiri bifazate; b-teoretic, pentru ieșiri trifazate; c-recomandat practic.

Fig.2.10. Explicativă la determinarea tensiunii medii pe intervalul de conducție al ventilului.

unghiul de conducție fiind notat cu  $\lambda$  (se neglijează unghiul de suprapunere anodică). Numărul de pulsuri  $m$  este legat de numărul de faze de la intrare astfel:

- $m=m_1$  pentru schemele monoalternanță;
- $m=2m_1$  pentru schemele dublă alternanță.

În aceste condiții, valoarea medie  $U_d$  a tensiunii pe intervalul

de conducție a ventilului este

$$U_d = \frac{1}{\lambda} \int_{x_1}^{x_2} u_1 dx, \quad (2.30)$$

în care  $u_1 = U_m \sin x$ , cu  $x = \omega_1 t$  și  $U_m$  - amplitudinea tensiunii de intrare. Făcînd integrarea între limitele

$$x_1 = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha; \quad x_2 = x_1 + \lambda, \quad (2.31)$$

se obține

$$U_d = U_m \frac{\sin \frac{\lambda}{2}}{\frac{\lambda}{2}} \cos\left(\frac{\pi}{m} - \alpha + \frac{\lambda}{2}\right), \quad (2.32)$$

expresie generală care confirmă posibilitatea principială de modificare a valorii și formei tensiunii de ieșire a cicloconvertoarelor prin acționarea asupra unicului parametru al sistemului de comandă - unghiul de aprindere  $\alpha$  al ventilelor. Teoretic,  $\alpha$  variază în timp între limitele 0 și  $\pi$ , după o lege determinată.

Un redresor reversibil poate funcționa cu unghiuri de aprindere  $\alpha$  variabile între 0 și  $\pi$ , dar numai pentru  $\alpha \in (0, \frac{\pi}{2})$  îi corespunde regimul de redresor, restul intervalului -  $\alpha \in (\frac{\pi}{2}, \pi)$  - reprezentînd domeniul de lucru în regim de invertor. În consecință, pentru a genera ambele alternanțe ale tensiunii de ieșire, sînt necesare două redresoare reversibile, cuplate în antiparalel.

Expresia (2.32) este valabilă pentru un număr de pulsuri  $m \geq 2$ . Se constată că, pentru unghiuri de conducție egale -  $\lambda = 2\pi/m$ , se obține tensiunea medie dată de redresorul polifazat.

$$U_d = U_m \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}} \cos \alpha, \quad (2.33)$$

în forma utilizată în [21,22]. Raportul din expresia (2.33) se notează

$$K_m = \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}} \quad (2.34)$$

și este denumit coeficient static de periodicitate [22].

În cazul particular  $m=1$  (monofazat-monoalternanță), se obține valoarea medie a tensiunii pe intervalul de conducție sub forma

$$u_{d\lambda} = U_m \frac{\sin \frac{\lambda}{2}}{\frac{\lambda}{2}} \sin\left(\alpha + \frac{\lambda}{2}\right), \quad (2.35)$$

iar valoarea medie pe o perioadă a tensiunii de intrare

$$u_{d1} = U_m \frac{\sin \frac{\lambda}{2}}{\pi} \sin\left(\alpha + \frac{\lambda}{2}\right). \quad (2.36)$$

### 2.3.2. Redresare-însumare

Funcționarea după principiul redresare-însumare se prezintă în figura 2.11 pentru cazul cel mai simplu, de alimentare a CCV cu un sistem bifazat de tensiuni  $u_{11}$  și  $u_{12}$ . Aceste două tensiuni sînt mai întîi redresate cu polaritate periodic inversată, rezultînd două unde de tensiune  $u_I$ , respectiv  $u_{II}$ , periodice, nesinusoidale și în fază. Simultan se realizează însumarea tensiunilor electrice de la bornele circuitelor sau a solenațiilor produse de un sistem de bobine la care se aplică tensiunile  $u_I$  și  $u_{II}$ . Tensiunea monofazată de ieșire  $u_2$  are o armonică fundamentală  $u_{2(1)}$ . Intîrzierea la amorsare a ventilelor poate fi

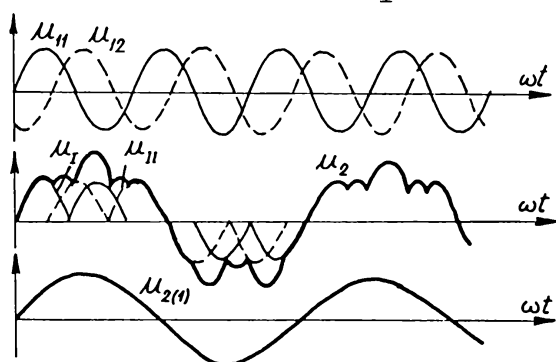


Fig.2.11. Explicativă la principiul redresare-însumare.

aplicată și în acest caz.

Una dintre aplicațiile de interes ale CCV funcționînd după principiul redresare-însumare o constituie alimentarea mașinilor electrice de c.a. ale căror înfășurări de fază sînt divizate în semisecții. Circuitul de forță și diagramele funcționale ale unui astfel de CCV sînt prezentate în [14].

În figura 2.12 sînt prezentate variațiile amplitudinilor relative considerate pentru un CCV alimentat la intrare cu un sistem trifazat de tensiuni, ieșirea fiind monofazată. Tensiunile redresate sînt reprezentate parțial, numai pe durata de existență a semnalului de modulație, iar amplitudinile relative corespunzătoare tensiunilor redresate pozitive și negative ale unei faze sînt figurate în raport cu același sistem de coordonate, deasupra-respectiv dedesubtul axei absciselor. Această reprezentare comasată a fost adoptată avînd în vedere că, pentru fiecare fază de la intrare, se realizează o redresare cu polaritate periodic inversată.

Tensiunea de ieșire rezultă în urma unei superpoziții de forma

$$u_2 = \sum_{i=1}^3 \left[ \frac{A_{ip}(t)}{A_0} u_{ip} + \frac{A_{in}(t)}{A_0} \right] u_{in}, \quad (2.37)$$

în care  $\frac{A_{ip}(t)}{A_0}$ ;  $\frac{A_{in}(t)}{A_0}$  sînt amplitudinele relative pozitive, respectiv negative, iar  $u_{ip}$  și  $u_{in}$  sînt sistemele de tensiuni redresate pozitive, respectiv negative. Expresiile lor rezultă din particularizarea relațiilor generale corespunzătoare (v.anexa 1).

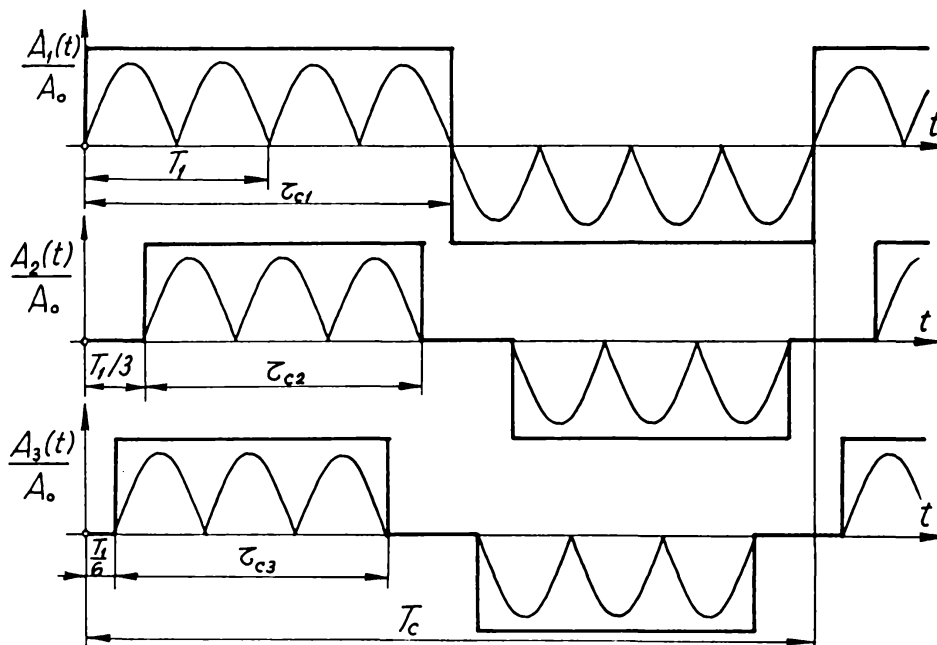


Fig.2.12. Variațiile amplitudinilor relative considerate pentru CCV funcționînd după principiul redresare-însușare.

Prin transformări matematice succesive, dintre care cea mai semnificativă etapă o constituie reorganizarea pe armonici a expresiei în serii duble Fourier [23], se obține pentru tensiunea de ieșire o relație sub forma dezvoltării Fourier a acesteia

$$u_2 = \frac{4\sqrt{2}U_1}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sin^2 \frac{n\pi}{2} \frac{K(1+2\cos \frac{n\pi}{2K} \cos \frac{n\pi}{6K})}{K^2 - n^2} \operatorname{ctg} \frac{n\pi}{2K} \sin n\omega_c t. \quad (2.38)$$

Expresia (2.38) are o structură identică cu (2.13) din cazul RPII, amplitudinile armonicilor de același ordin diferind aici prin factorul

$$(1 + 2 \cos \frac{n\pi}{2K} \cos \frac{n\pi}{6K}). \quad (2.39)$$

De subliniat că și la principiul redresare-însușare, ca și la RPII, frecvența de ieșire este aceeași cu frecvența de comandă sau de modulație,  $f_2 = f_c$ .

În afara variantei de variație a amplitudinilor relative, reprezentate în figura 2.12, mai pot fi luate în considerare următoarele două cazuri generale de definire a semiperioadei tensiunii de ieșire:

- începutul alternanței pozitive a tensiunii  $u_2$  corespunde cu trecerea prin zero a tensiunii fazei R, iar sfârșitul - cu trecerea prin zero a tensiunii fazei S;

- începutul alternanței pozitive a tensiunii  $u_2$  este la fel ca mai sus, dar sfârșitul alternanței pozitive corespunde cu trecerea prin zero a fazei T.

În acest fel, relația dintre perioadele tensiunilor de la intrarea și ieșirea CCV funcționând după principiul redresare-însurare poate fi scrisă sub forma

$$\frac{T_2}{2} = K \frac{T_1}{2} + i \frac{T_1}{6}, \quad (2.40)$$

în care  $K=1,2,3,\dots$  și  $i=0,1$  sau  $2$ , după varianta de variație a amplitudinilor relative.

Relația între frecvențe este

$$f_2 = \frac{3}{3K+1} f_1. \quad (2.41)$$

Frecvența maximă la ieșire rezultă pentru  $K=1$  și  $i=1$ -la valoarea  $f_{2M}=0,75 f_1$ , identică cu valoarea maximă teoretică din cazul cicloconvertoarelor RPPI pentru  $m=6$ .

## Capitolul 3 CARACTERISTICA INTRARE-IESIRE A CCV

### 3.1. Definiții și ipoteze

Intr-un sistem de acționare, CCV îndeplinește rolul de amplificator de putere, avînd la intrare o tensiune de referință  $u_r$  prin a cărei perioadă și formă de variație se determină perioada și forma de variație a tensiunii de ieșire  $u_2$ . Funcționarea CCV are loc conform caracteristicii intrare-ieșire, care reprezintă dependența tensiunii de ieșire  $u_2$  de tensiunea de referință  $u_r$ , sub forma generală

$$u_2 = f(u_r). \quad (3.1)$$

O serie de particularități ale CCV influențează mai mult sau mai puțin asupra caracterului funcției exprimate de relația (3.1), dintre care se menționează:

- tiristoarele nu pot fi blocate prin impulsuri de comandă ci numai prin anularea curenților care le străbat;
- funcționarea continuă a CCV presupune o succesiune de procese discrete;
- inductivitățile înseriate tiristoarelor influențează asupra procesului de comutație a curenților care le străbat.

Forma de undă a tensiunii de ieșire  $u_2$  depinde de o serie de factori, dintre care se menționează: numărul de faze  $m_1$  la intrarea CCV, numărul de pulsuri  $m$ , factorul de demultiplicare  $\nu$ , variația unghiurilor de amorsare  $\alpha$ , procedeul de comandă și caracterul sarcinii. Pentru o acționare dată, mărimile  $m_1, m$  și  $\nu_{\min}$  se consideră cunoscute, astfel încît asupra formei tensiunii de ieșire se poate acționa numai prin variația unghiurilor de amorsare ale tiristoarelor [14].

Soluția folosită pentru determinarea momentelor de amorsare a ventilelor din circuitul de forță recurge la compararea unor tensiuni de referință  $u_r$ , avînd pulsația  $\omega_2$  (aceeași cu a tensiunii de ieșire), cu tensiunile de sincronizare  $u_{sk}$  ( $k=1,2,\dots,m$ ), avînd pulsația  $\omega_1$  și fiind într-o anumită relație de fază cu tensiunile de intrare  $u_{1k}$  ( $k=1,2,\dots,m$ ) [14,18,20]. Există două variante ale acestei metode de determinare a momentelor de amorsare a ventilelor, după cum tensiunea de referință se compară cu porțiunile de pantă pozitivă [14] sau negativă [18] a tensiunilor de sincronizare. În continuare, se

vor numi „active” acele porțiuni de undă ale tensiunilor de sincronizare care determină, prin intersecția lor cu tensiunea de referință, valorile unghiurilor de aprindere ale ventilelor.

În abordarea unor aspecte legate de caracteristica intrare-ieșire, se admite uneori ipoteza unui număr infinit de mare de pulsuri [18], situație ideală care permite formularea unor concluzii generale.

### 3.2. Tensiuni de sincronizare

Determinarea tensiunilor de sincronizare  $u_{sk}$  se face în baza următoarelor considerații:

- pulsația este aceeași cu pulsația  $\omega_1$  a tensiunilor de intrare;
- faza trebuie să fie astfel decalată în raport cu tensiunea de intrare de pe faza corespunzătoare, încât tensiunea de ieșire  $u_2$  să rezulte în antifază sau în fază cu tensiunea de referință;
- amplitudinea  $U_g$  este în concordanță cu tipul de componente utilizate la realizarea blocului de comandă;
- forma de undă este sinusoidală sau în dinte de fierăstrău;
- numărul de tensiuni de sincronizare corespunde cu numărul de pulsuri  $m$ .

Condiția de fază rezultă din dependența tensiunii medii pe intervalul de conducție a ventilelor, dată de relația (2.32), și din cerința formulată de a avea tensiunea de ieșire în antifază sau în fază cu tensiunea de referință. Aceasta înseamnă ca valoarea maximă a tensiunii de ieșire (pentru care  $\alpha=0$ ) să corespundă minimului, respectiv maximului, tensiunii de referință, iar valoarea  $u_2=0$  (pentru care  $\alpha=90^\circ$ ) să corespundă valorii  $u_r=0$ . Intersecțiile dintre formele de undă ale tensiunilor de sincronizare și ale tensiunilor de referință trebuie să se facă în momentele respective, așa încât unghiurile de amorsare să rezulte de valori corespunzătoare condiției impuse.

Expresiile analitice ale tensiunilor de sincronizare sinusoidale se stabilesc în legătură cu formele de undă reprezentate în figura 3.1. Pe aceeași figură este reprezentat și sistemul polifazat de tensiuni de intrare (fig.3.1,a), pentru cazul particular  $m=6$ .

Expresia generală a tensiunii de intrare  $k$  a unui sistem  $m$ -fazat este

$$u_{1k} = U_{1M} \sin \left[ \omega_1 t + \alpha_1 - (k-1) \frac{2\pi}{m} \right], \quad k=1,2,\dots,m, \quad (3.2)$$

în care  $U_{1M}$  este amplitudinea tensiunilor de intrare;

$\alpha_1$  - faza inițială a primei tensiuni ( $k=1$ );

$m$  - numărul de faze ale sistemului de intrare, egal cu

numărul de pulsuri.

Sistemul de referință s-a ales în figura 3.1 astfel ca axa ordonatelor să treacă în sens pozitiv prin punctul  $M_1$ , de comutație naturală a tensiunilor de intrare  $u_{11}$  și  $u_{1m}$ , ceea ce conduce la valoarea fazei inițiale

$$\alpha_1 = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} . \quad (3.3)$$

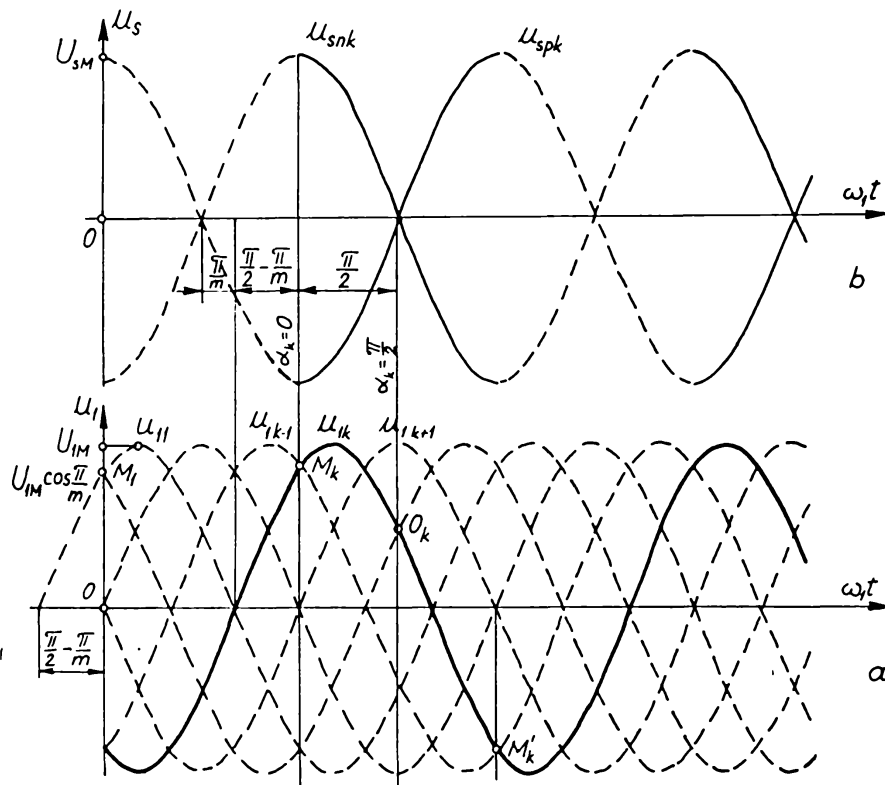


Fig.3.1. Formele de undă ale tensiunilor de sincronizare:  
a-sistemul polifazăz de tensiuni de intrare ( $m=6$ );  
b-tensiuni de sincronizare sinusoidale.

Pentru tensiunile de sincronizare sinusoidale se consideră expresia generală

$$u_{sk} = U_{SM} \sin\left[\omega_1 t + \alpha_1 + \alpha_d - (k-1) \frac{2\pi}{m}\right], \quad k=1,2,\dots,m, \quad (3.4)$$

în care  $U_{SM}$  este amplitudinea acestora,  $\alpha_1$  se ia conform relației (3.3), iar defazajul  $\alpha_d$  în raport cu tensiunea de intrare corespunzătoare se determină din condiția de fază enunțată mai sus. În lucrarea [23] se stabilește relația de legătură între tensiunile de sincronizare de pantă pozitivă  $u_{spk}$  și cele de pantă negativă  $u_{snk}$  sub forma

$$u_{spk} = -u_{snk} \quad (3.5)$$

(v.fig.3.1) și se determină defazajele  $\alpha_d$  corespunzătoare:



$$= 43 =$$

$$\alpha_{dp} = -\left(\pi - \frac{\pi}{m}\right); \quad (3.6)$$

$$\alpha_{dn} = \frac{\pi}{m}.$$

În continuare se folosesc numai tensiunile de sincronizare de pantă pozitivă, astfel încât se scrie numai expresia acestora

$$u_{spk} = U_{sM} \sin\left[\omega_1 t - (k-1) \frac{2\pi}{m} - \frac{\pi}{2}\right] = -U_{sM} \cos\left[\omega_1 t - (k-1) \frac{2\pi}{m}\right],$$

$$k = 1, 2, \dots, m. \quad (3.7)$$

În figura 3.1, b s-au reprezentat numai câte o singură tensiune de sincronizare  $u_{spk}$  și una  $u_{snk}$ , pentru simplificarea urmării raționamentelor. Expresiile tensiunilor de sincronizare, sinusoidale, de pantă negativă, precum și a celor în dinte de fierăstrău sînd date în [23].

Expresia (3.7) a tensiunilor de sincronizare este valabilă numai pentru unul dintre convertoarele de două cadrane din compunerea CCV și anume pentru acela a cărui sistem de tensiuni de intrare este definit de relația (3.2); fie acesta convertorul P, deoarece participă la conducerea alternanței considerate ca pozitive a curentului.

Pentru convertorul N, sensul pozitiv al tensiunilor de intrare este opus celui considerat pentru convertorul P (v.fig.3.1, a). Sistemul de tensiuni de intrare este definit în acest caz de expresia

$$u_{1j} = U_{1M} \cos\left[\omega_1 t - (j-1) \frac{2\pi}{m}\right], \quad j=1, 2, \dots, m, \quad (3.8)$$

dacă  $m$  este număr impar (se întâlnește practic cazul  $m=3$ ) sau de expresia

$$u_{1j} = U_{1M} \cos\left[\omega_1 t - \frac{\pi}{m} - (j-1) \frac{2\pi}{m}\right], \quad j=1, 2, \dots, m, \quad (3.9)$$

pentru cazul  $m$ -număr par (practic  $m=6$  sau 12).

Condițiile pentru determinarea tensiunilor de sincronizare corespunzătoare convertorului N se scriu similar, ca în cazul convertorului P, cu particularitatea că sensul pozitiv al axei ordonatelor se menține același, ca la tensiunile de sincronizare ale convertorului P. Tensiunea de referință a convertorului N urmează să fie în antifază celei corespunzătoare convertorului P.

Tensiunile de sincronizare sinusoidale, considerate cu porțiuni active de pantă pozitivă, au expresiile:

- pentru  $m$  număr impar,

$$u_{spj} = U_{sM} \sin\left[\omega_1 t - \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}\right) - (j-1) \frac{2\pi}{m}\right], \quad j=1, 2, \dots, m; \quad (3.10)$$

- pentru  $m$  număr par,

$$u_{spj} = U_{SM} \cos \left[ \omega_1 t - \pi - (j-1) \frac{2\pi}{m} \right], \quad j=1, 2, \dots, m. \quad (3.11)$$

De remarcat că distincția între mărimile corespunzătoare convertoarelor de două cadrane P și N s-a făcut în relațiile de mai sus prin indicii generali  $k$ , respectiv  $j$ .

Cîteva observații generale pot fi desprinse în legătură cu tensiunile de sincronizare determinate:

- pentru o tensiune de intrare  $u_{1k}$  (v.fig.3.1,a), momentele de amorsare se pot situa în oricare punct din intervalul  $[M_k, M'_k]$ ;

- convertorul P poate transfera la ieșire porțiuni din unda de tensiune  $u_{1k}$  care să aparțină intervalului  $[M_k, M'_{k+1}]$ . Porțiunea  $[M'_k, M'_{k+1}]$  corespunde unghiului de conducție a ventilului  $\lambda = \frac{2\pi}{m}$ , cînd unghiul de comandă este  $\alpha_P = \pi$ ;

- momentele de amorsare ale unui ventil aparținînd convertorului N se pot situa pe unda generală de la intrare considerată în intervalul  $[M'_k, M'_{k+6}]$ ;

- convertorul N poate transfera la ieșire porțiuni din unda de tensiune de intrare care să aparțină intervalului  $[M'_k, M'_{k+7}]$ , intervalul  $[M'_{k+6}, M'_{k+7}]$  corespunzînd unghiului de conducție a ventilului respectiv  $\lambda = \frac{2\pi}{m}$ , cînd unghiul de comandă este  $\alpha_N = \pi$ ;

- numai porțiuni de undă cuprinse în intervalele  $[M_k, M'_{k+1}]$  sau  $[M'_k, M'_{k+1}]$  se transferă la ieșire atît de către convertorul P cît și de convertorul N. În afara unor astfel de porțiuni, formarea tensiunii de ieșire are loc în convertorul P numai cu porțiuni de undă descrescătoare (intervale de tipul  $[M_{k+1}, M'_k]$ ), iar în convertorul N - numai cu porțiuni de undă crescătoare (intervale de tipul  $[M'_{k+1}, M'_{k+6}]$ ), bineînțeles dacă raportarea se face în raport cu o axă a ordonatelor considerată pozitivă în sensul pozitiv adoptat pentru tensiunile convertorului P (v.fig.3.1,a);

- curbele tensiunilor de sincronizare sînt traslate astfel încît diferența absciselor între punctele cu ordonate identice, de pe două unde consecutive, este o constantă cu valoarea  $\frac{2\pi}{m}$ .

### 3.3. Tensiuni de referință

Rolul tensiunilor de referință (de comandă, de modulație) în cadrul dispozitivului de comandă al CCV este de a determina tensiunea de ieșire  $u_2$  ca formă de variație în timp, ca frecvență și ca amplitudine. Tensiunile de referință sînt date de generatoare de

frecvență cu o anumită formă de undă, cu frecvență și amplitudine variabile.

Fiecărui convertor de două cadrane din compunerea CCV îi corespunde câte o tensiune de referință. Dacă CCV are  $m_2$  faze la ieșire, generatorul de frecvență din compunerea dispozitivului de comandă a acestuia trebuie să producă  $2 m_2$  tensiuni de referință. Intre tensiunile de referință destinate comenzii convertoarelor P și N ale unei faze de ieșire, defazajul este de 180 grade electrice raportate la pulsația  $\omega_2$  de ieșire, iar între tensiunile de referință ale convertoarelor de același fel (P sau N) ale fazelor de ieșire defazajul este  $\frac{2\pi}{m_2}$ .

Generatorul tensiunilor de referință trebuie să permită reglajul independent al frecvenței și al amplitudinii tensiunilor, concomitent pe cele  $2m_2$  ieșiri. Domeniul frecvențelor de interes se poate întinde de la fracțiuni de hertz la 20...30 Hz [18]. În lucrările [14,18] se arată că, pentru a obține o tensiune a cărei valoare medie pe intervalul de conducție a ventilului să varieze sinusoidal, este necesar ca tensiunea de referință să fie sinusoidală.

Dificultatea realizării unor tensiuni de referință sinusoidale, reglabile în frecvență și amplitudine pe cele  $2m_2$  ieșiri, a condus la utilizarea și a altor forme de tensiuni de referință, care pot fi generate practic mai ușor, iar forma de undă a tensiunii de ieșire a CCV poate fi satisfăcătoare pentru anumite aplicații concrete [14].

Formele de undă utilizate pentru tensiunile de referință sînt următoarele: sinusoidală, dreptunghiulară, trapezoidală, în trepte și triunghiulară. Acestea sînt reprezentate în figura 3.2, în valori raportate la amplitudinea  $U_{sM}$  a tensiunilor de sincronizare; s-a introdus notația

$$v = \frac{U_{rM}}{U_{sM}} \leq 1, \quad (3.12)$$

în care  $U_{rM}$  este amplitudinea tensiunii de referință.

Interpretînd CCV ca un amplificator de putere și adoptînd ipoteza unui număr infinit de pulsuri, se poate afirma că tensiunea de fază la ieșirea CCV reproduce ca formă tensiunea de referință. Pe această bază, în lucrarea [14] se stabilesc criterii cantitative privind alegerea, într-o primă aproximație, a formei raționale pentru tensiunile de referință. Dintre aceste criterii sînt de menționat coeficientul de distorsiune și factorul de fundamentală.

Consecințele legate de forma tensiunilor de referință conduc la următoarele concluzii:

- în CCV de putere mare, în cazul unor cerințe deosebite privind forma tensiunii de ieșire, este necesar să se utilizeze

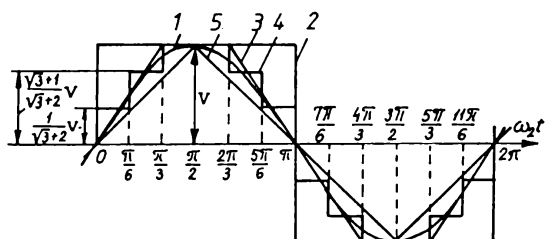


Fig.3.2. Formele de undă ale tensiunilor de referință: 1-sinusoidală; 2-dreptunghiulară; 3-trapezoidală; 4-în trepte; 5-triunghiulară.

tensiuni de referință sinusoidale. Dacă se urmărește simplificarea schemei de comandă, se poate admite folosirea unor tensiuni de referință trapezoidale sau în trepte;

- în CCV de mică putere și în acele aplicații la care nu se impun condiții asupra conținutului în armonici a tensiunii de ieșire, este util să se folosească tensiuni de referință

dreptunghiulare, care pot fi furnizate de generatoare mult mai simple.

### 3.4. Tensiunea de ieșire a CCV

#### 3.4.1. Formarea tensiunilor de ieșire

În cazul unor tensiuni de sincronizare și referință cu forme de undă date, tensiunea de ieșire a CCV rezultă conform mecanismului deja menționat (v.subcap.3.1), prin amorsarea ventilelor comandabile în momentele corespunzătoare intersecțiilor dintre porțiunile active ale tensiunilor de sincronizare și tensiunile de referință. Deoarece tensiunile de intrare și tensiunile de sincronizare au fazele corelate, (v.subcap.3.2), mai este necesară precizarea originii de fază a tensiunii de referință în cadrul ansamblului de unde considerat. În acest scop, se introduce unghiul  $\delta_c$ , reprezentînd unghiul de defazaj al tensiunii de referință în raport cu cea mai apropiată tensiune de sincronizare [18].

Mecanismul formării tensiunii de ieșire este ilustrat în figura 3.3, pentru următorul caz particular: tensiunile de sincronizare și de referință sînt sinusoidale, sistemul tensiunilor de intrare este hexafazat ( $m = 6$ ), ieșirea CCV este monofazată ( $m_2 = 1$ ), iar coeficientul de demultiplicare a frecvenței este  $\nu = 2,5$ . S-au considerat ca active porțiunile de pantă pozitivă ale tensiunilor de sincronizare, iar pentru  $\delta_c$  s-a luat valoarea  $\pi/6$ . Sînt prezentate tensiunile de sincronizare și de referință (fig.3.3,a), tensiunile de intrare și cele date de convertorul P (fig.3.3,b), respectiv N (fig.3.3,c), precum și tensiunea de ieșire  $u_2$  (fig.3.3,d), pentru ultima avîndu-se în vedere un anumit defazaj  $\varphi_2$  în circuitul de sarcină și comanda separată a ventilelor celor două convertoare de două cadrane.

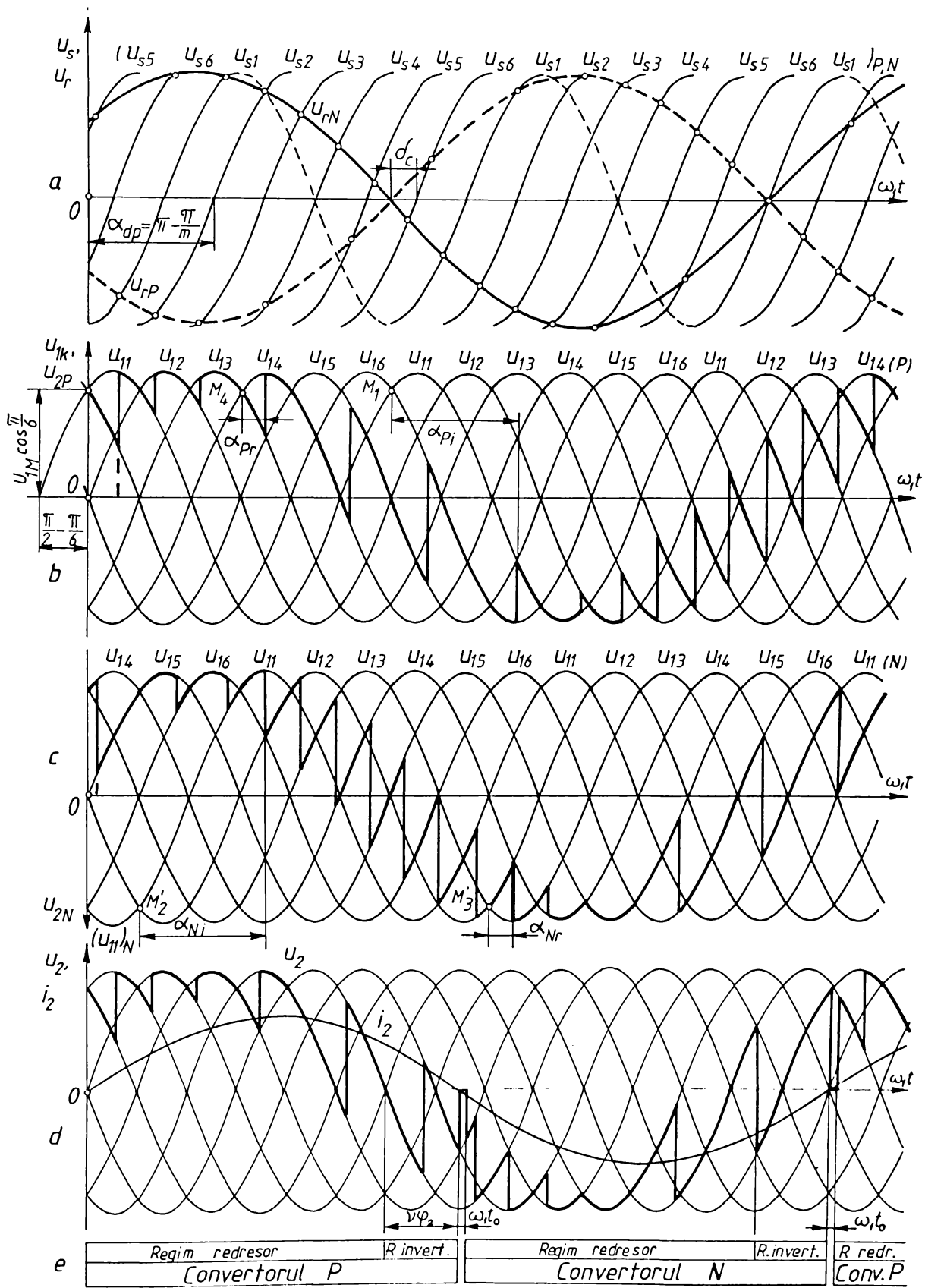


Fig.3.3. Formarea tensiunii de ieșire a unui CCV cu tensiuni de sincronizare și de referință sinusoidale ( $m=6, v=1, \nu=2,5$  și  $\alpha_r=54^\circ$ ): a-tensiunile de sincronizare și de referință; b-tensiunea de ieșire a convertorului P; c-*idem*, pt. convertorul N; d-tensiunea și curentul la ieșirea CCV; e-diagrama de funcționare a convertoarelor de două cadrane.

Tensiunile de referință  $u_{rP}$  și  $u_{rN}$  ale convertoarelor P, respectiv N sînt în antifază (fig.3.3,a). Tensiunea de ieșire  $u_2$  rezultă aproximativ în fază cu tensiunea de referință  $u_{rN}$ .

Tensiunile de intrare  $u_{11}, \dots, u_{16}$  (fig.3.3,b), corespund cu tensiunile de intrare ale convertorului P, iar tensiunile de intrare ale convertorului N, numerotate pe figura 3.3,c, sînt conform relațiilor (3.8) și (3.9). Deoarece expresiile pentru tensiunile  $(u_{1k})_P$  și  $(u_{1j})_N$  sînt identice în cazul  $k=j$  (v.rel.3.2 și 3.9), rezultă că tensiunile de sincronizare de același indice sînt identice pentru convertoarele P și N.

Tensiunile  $u_{2P}$  și  $u_{2N}$ , date de convertoarele P, respectiv N, sînt reprezentate în figura 3.3 (b și c), atît pentru regimul de redresor, cît și pentru cel de invertor. De remarcat că, trecerea de la valoarea absolută maximă a tensiunii din regim de redresor la cea din regim de invertor se face cu mai puține comutații decît în sens invers (două comutații la trecerea redresor-invertor și șase, în sens invers). Pe figură sînt indicate unghiurile de amorsare  $\alpha_P$  și  $\alpha_N$  în două situații, una corespunzătoare regimului redresor ( $\alpha_{Pr}$  și  $\alpha_{Nr}$ ) și cealaltă-regimului de invertor ( $\alpha_{Pi}$  și  $\alpha_{Ni}$ ). Din formele de undă ale tensiunilor date de convertoarele P și N se poate observa că (fig.3.3, b și c), dacă s-au respectat condițiile pentru a se menține între unghiurile de aprindere respective relația

$$\alpha_P + \alpha_N = 180^\circ, \quad (3.13)$$

valorile medii ale tensiunilor pe intervalele de conducție ale tiristoarelor sînt în orice moment egale.

La reprezentarea tensiunii de ieșire  $u_2$  a cicloconvertorului, s-a avut în vedere un anumit defazaj inductiv  $\varphi_2$  în circuitul de sarcină și comanda separată a ventilelor celor două convertoare de două cadrane. În consecință, la trecerea comenzii de pe grupul de ventile al unui convertor la grupul de ventile al celuilalt convertor, se înregistrează o întârziere, denumită timp de pauză  $t_0$ , suficientă pentru refacerea capacității de blocare a tiristoarelor care au condus anterior.

Modalitatea de conectare succesivă a celor două convertoare P și N, de două cadrane, precum și regimurile de funcționare ale acestora sînt indicate în diagrama din figura 3.3,e. În ansamblu, mărimile și formele de undă cuprinse în figura 3.3 oferă o imagine destul de completă asupra funcționării CCV după principiul RPPI, în cazul unui sistem polifazat de tensiuni la intrare.

### 3.4.2. Unghiurile de conducție

Legea de variație a unghiurilor de conducție se determină analitic prin rezolvarea ecuațiilor obținute din egalarea expresiilor tensiunilor de referință și de sincronizare corespunzătoare. Soluțiile acestor ecuații, scrise separat pentru cele două convertoare de două cadrane P și N, reprezintă tocmai momentele de comutație ale tiristoarelor respective. Expresiile unghiurilor de conducție se pot obține în continuare, făcând diferența dintre abscisele corespunzătoare unor comutații consecutive.

Combinatiile dintre formele de undă ale tensiunilor de sincronizare și de referință, care sînt de luat în considerare, sînt prezentate în tabelul 3.1. În cele ce urmează este tratat cazul tensiunilor de sincronizare și de referință sinusoidale (poz.1, tab.3.1).

Combinatii între formele de undă ale tensiunilor de sincronizare și de referință

Tabelul 3.1

Nr. crt.	Formele de undă ale tensiunilor	
	de sincronizare	de referință
1.	Sinusoidale	sinusoidale
2.	Sinusoidale	triunghi simetric
3.	Sinusoidale	dreptunghiulare
4.	În dințe de fierăstrău	sinusoidale
5.	În dințe de fierăstrău	triunghi simetric
6.	În dințe de fierăstrău	dreptunghiulare

Combinatiile din pozițiile 2 și 4 ale tabelului conduc la ecuații transcendente, rezolvabile numeric numai pentru situații concrete. Restul cazurilor (combinatiile din poz.3,5 și 6, tab.3.1) sînt rezolvate în lucrarea [23].

#### A. Unghiurile de conducție ale ventilelor convertorului P

Pentru convertorul P, tensiunile de sincronizare sinusoidale sînt date de relația (3.7), iar pentru tensiunea de referință se consideră expresia

$$u_{rP} = -U_{rM} \cos(\omega_2 t - \alpha_r). \quad (3.14)$$

Dacă se ține seamă de relația (2.22) de legătură a pulsațiilor de intrare-ieșire și de notația (3.12), ecuația obținută din egalarea tensiunilor de sincronizare și de referință este

$$\cos\left[x - (k-1) \frac{2\pi}{m}\right] = v \cos\left(\frac{x}{v} - \alpha_r\right), \quad (3.15)$$



în care s-a notat  $\omega_1 t = x$ ,  $v$  ia valori în intervalul  $(0, 1]$ ,  $k=1, 2, \dots, m$ , iar limitele între care se situează  $v$  se determină din domeniul de variație a frecvenței de ieșire.

Pentru valori ale raportului  $v \neq 1$ , ecuația (3.15) este transcendentă, soluțiile acesteia neputând fi determinate analitic și numai ca valori numerice, aproximative. Când amplitudinile tensiunilor de sincronizare și de referință sînt egale  $U_{SM} = U_{RM}$  ( $v=1$ ), se obține ecuația

$$\cos\left[x - (k-1) \frac{2\pi}{m}\right] = \cos\left(\frac{x}{v} - \alpha_r\right) \quad (3.16)$$

care are soluțiile generale

$$x_{k+} = \frac{v}{v+1} \left[ (k-1) \frac{2\pi}{m} + \alpha_r + 2i\pi \right] ; \quad (3.17)$$

$$x_{k-} = \frac{v}{v-1} \left[ (k-1) \frac{2\pi}{m} - \alpha_r + 2i\pi \right], \quad (3.18)$$

unde  $i=0, 1, 2, \dots$  și ale căror valori se succed în sens crescător, în raport cu valorile concrete ale mărimilor  $m, k, \alpha_r, v$  și  $i$ . Conform convenției de a folosi tensiuni de sincronizare de pantă pozitivă, trebuie impusă condiția suplimentară

$$\sin\left[x - (k-1) \frac{2\pi}{m}\right] \geq 0, \quad (3.19)$$

astfel că din șirul  $x_k$  de valori  $x_{k+}$  și  $x_{k-}$  constituie soluții acceptabile numai cele situate în intervalele

$$x_k \in \left[ 2n\pi + (k-1) \frac{2\pi}{m}, (2n+1)\pi + (k-1) \frac{2\pi}{m} \right], \quad n=0, 1, 2, \dots \quad (3.20)$$

Pentru simplificare, se admite în continuare ipoteza fazei inițiale nule a tensiunii de referință,  $\alpha_r = 0$ , fapt care nu afectează generalitatea concluziilor ce urmează a fi desprinse.

Deoarece  $v > 1$ , pentru rapoartele care intervin în relațiile (3.17) și (3.18) se pot scrie inegalitățile

$$\frac{v}{v+1} < 1 < \frac{v}{v-1}, \quad (3.21)$$

asa încît între soluțiile  $x_{k+}$  și  $x_{k-}$  există întotdeauna relația

$$x_{k+}(i) < x_{k-}(i), \quad (3.22)$$

dacă se atribuie aceleași valori lui  $i$  în ambii membri. Datorită valorilor concrete ale rapoartelor din inegalitățile (3.21), este posibil ca

$$x_{k+}(i+1) < x_{k-}(i) \quad (3.23)$$

sau chiar

$$x_{k+}(i+2) < x_{k-}(i) \quad (3.24)$$



ș.a.m.d., astfel încât șirul complet al soluțiilor ecuației (3.16) nu este o simplă alternanță de valori  $x_{k+}(i)$  și  $x_{k-}(i)$ . Acest șir, din care urmează a fi alese soluțiile corespunzătoare, poate să cuprindă una sau mai multe valori  $x_{k+}$  intercalate printre valori  $x_{k-}$ , fapt cu atât mai frecvent cu cât  $\nu$  ia valori mai mici din domeniul de valori posibile (mai apropiate de unitate). Cu cât  $\nu$  este mai mare, valorile rapoartelor din (3.21) sînt mai apropiate de unitate, iar în șirul  $x_k$  este pregnantă alternanța soluțiilor  $x_{k+}(i)$  și  $x_{k-}(i)$ .

Unghiurile de conducție ale ventilelor se determină, în general cu relația

$$\lambda_k = x_{k+1} - x_k, \quad (3.25)$$

în care  $x_k$  și  $x_{k+1}$  sînt două valori consecutive  $x_k < x_{k+1}$  din șirul soluțiilor ecuației (3.16), care satisfac și condiția (3.20).

Pe baza observațiilor de mai sus, referitoare la structura șirului de soluții  $x_k$ , apare evident faptul că unghiurile de conducție  $\lambda_k$  pot fi determinate în următoarele patru moduri diferite:

- între două soluții  $x_{k-}$  și  $x_{(k+1)-}$  consecutive (cu aceleași valori pentru numărul  $i$ )

$$\lambda_{k-} = x_{(k+1)-} - x_{k-}; \quad (3.26)$$

- între o soluție  $x_{k-}$  și una  $x_{(k+1)+}$ , devenite valoric consecutive dacă se consideră pentru numere  $i$  consecutive

$$\lambda_{k+} = x_{(k+1)+} - x_{k-}; \quad (3.27)$$

- între două soluții  $x_{k+}$  și  $x_{(k+1)+}$  consecutive (cu aceleași valori pentru numărul  $i$ )

$$\lambda_{k+} = x_{(k+1)+} - x_{k+}; \quad (3.28)$$

- între o soluție  $x_{k+}$  și una  $x_{(k+1)-}$ , corespunzătoare unor numere  $i$  conform relației

$$\lambda_{k+} = x_{(k+1)-} - x_{k+}. \quad (3.29)$$

Introducînd în relațiile (3.26)...(3.29) expresiile soluțiilor date de (3.17) și (3.18) pentru cazurile concrete ale numerelor  $k$  și  $i$ , rezultă următoarele relații pentru unghiurile de conducție ale ventilelor, corespunzătoare celor patru cazuri expuse mai sus:

$$\lambda_{k-} = \frac{\nu}{\nu-1} \cdot \frac{2\pi}{m}; \quad (3.30)$$

$$\lambda_{k_{\pm}} = \frac{\nu}{(\nu-1)(\nu+1)} \frac{2\pi}{m} (m\nu + \nu + 1 - 2mi - 2k - m); \quad (3.31)$$

$$\lambda_{k_{+}} = \frac{\nu}{\nu+1} \frac{2\pi}{m}; \quad (3.32)$$

$$\lambda_{k_{+}} = \frac{\nu}{(\nu-1)(\nu+1)} \frac{2\pi}{m} (2mi + 2k + \nu - m\nu - m - 1) \quad (3.33)$$

Deoarece interesează numai unghiurile de conducție pozitive, din relațiile (3.31) și (3.33) se pot determina valorile corespunzătoare pentru numărul  $i$  [23].

La cele de mai sus, se poate adăuga observația importantă, referitoare la domeniul de valori între care se pot situa unghiurile de conducție și care este delimitat de dubla inegalitate

$$\frac{\pi}{m} < \lambda < \pi + \frac{2\pi}{m}. \quad (3.34)$$

Acceptarea valorii  $\lambda_{k_{-}}$  ca soluție unică pentru unghiurile de conducție, conform [14], vine în contradicție cu limitarea introdusă de inegalitatea (3.34), deoarece pentru factori de demultiplicare tinzând spre unitate unghiul de conducție  $\lambda_{k_{-}}$  ar deveni foarte mare. În schimb, din ansamblul de valori propuse aici,  $\lambda_{k_{-}}$ ,  $\lambda_{k_{\pm}}$ ,  $\lambda_{k_{+}}$  și  $\lambda_{k_{\mp}}$ , cel puțin una îndeplinește condiția (3.34).

Considerațiile expuse pentru cazul  $\alpha_r = 0$  rămân valabile, în cea mai mare parte, și pentru  $\alpha_r \in [-\pi, \pi]$ , la fel ca și relațiile (3.30) și (3.32) pentru  $\lambda_{k_{-}}$ , respectiv  $\lambda_{k_{+}}$ . Pentru  $\lambda_{k_{\pm}}$ , deși relația de definiție (3.27) rămâne valabilă, rezultă - cu folosirea soluțiilor generale (3.17) și (3.18) - o relație mai cuprinzătoare sub forma

$$\lambda_{k_{\pm}} = \frac{\nu}{(\nu-1)(\nu+1)} \frac{2\pi}{m} (m\nu + \nu + 1 + m\nu \frac{\alpha_r}{\pi} - 2mi - 2k - m), \quad (3.35)$$

din care se obține relația (3.31) prin particularizarea  $\alpha_r = 0$ .

În ceea ce privește unghiurile de conducție de tipul  $\lambda_{k_{\mp}}$ , este de remarcă faptul că prin reducerea valorii lui  $x_{(k+1)-}$  și creșterea lui  $x_{k_{+}}$ , datorită valorilor nenule ale lui  $\alpha_r$  (rel. 3.17 și 3.18), sînt posibile comutații care să conducă la unghiuri de conducție

$$\lambda_{k_{\mp}} = \frac{\nu}{(\nu-1)(\nu+1)} \frac{2\pi}{m} (2mi + 2k + \nu - m\nu \frac{\alpha_r}{\pi} - 1). \quad (3.37)$$

Relația (3.33) nu mai reprezintă particularizarea relației (3.37), deoarece relațiile de definiție (3.29), respectiv (3.36), sînt diferite.

Construcția grafică a tensiunii de ieșire, prezentată în figura 3.3, face posibilă exemplificarea celor patru tipuri de unghiuri de conducție. Valorile numerice ale mărimilor care intervin sînt:  $m=6$ ,  $\alpha_r=54^\circ$  și  $\nu=2,5$ . Pentru unghiurile de conducție, pe cale analitică rezultă valorile:

$$\lambda_{1+}(0) = \lambda_{2+}(0) = \lambda_{2+}(2) = \lambda_{3+}(2) = \dots = \lambda_{4+}(3) = 42,9^\circ ;$$

$$\lambda_{3+}(0) = 86^\circ ;$$

$$\lambda_{4-}(0) = \lambda_{5-}(0) = \lambda_{6-}(0) = 100^\circ ;$$

$$\lambda_{1+}(1) = 85^\circ ;$$

între paranteze este indicată valoarea numărului  $i$ . Valorile calculate corespund cu cele care pot fi determinate prin măsurare, din construcția grafică prezentată în figura 3.3.

#### B. Unghiurile de conducție ale convertorului N

Pentru convertorul N, unghiurile de conducție se determină în mod asemănător. Se rezolvă mai întîi ecuația ale cărei soluții reprezintă abscisele punctelor în care se comandă amorsarea ventilelor, ecuație obținută prin egalarea tensiunii de referință

$$u_{rN} = U_{rM} \cos(\omega_2 t - \alpha_r), \quad (3.38)$$

cu una din formele (3.10) sau (3.11) ale tensiunilor de sincronizare, după cum  $m$  este număr impar, respectiv par.

a) Dacă  $m$  este număr impar și se consideră  $\nu=1$ , ecuația este

$$\sin\left[x - \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}\right) - (j-1) \frac{2\pi}{m}\right] = \sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{x}{\nu} + \alpha_r\right). \quad (3.39)$$

Mulțimea soluțiilor posibile se determină, în acest caz, cu relațiile

$$x_{j+} = \frac{\nu}{\nu+1} \left[ (j-1) \frac{2\pi}{m} + \left(\pi - \frac{\pi}{m}\right) + \alpha_r + 2n\pi \right]; \quad (3.40)$$

$$x_{j-} = \frac{\nu}{\nu-1} \left[ (j-1) \frac{2\pi}{m} + \left(\pi - \frac{\pi}{m}\right) - \alpha_r + 2n\pi \right], \quad (3.41)$$

dintre care se separă cele corespunzătoare cu condiția de pantă (pozitivă), care este

$$x_j \in \left[ (j-1) \frac{2\pi}{m} - \frac{\pi}{m} + 2n\pi, (j-1) \frac{2\pi}{m} - \frac{\pi}{m} + (2n+1)\pi \right]. \quad (3.42)$$

Unghiurile de conducție  $\lambda_{j-}$  și  $\lambda_{j+}$  au expresii identice cu  $\lambda_{k-}$  (rel.3.30), respectiv  $\lambda_{k+}$  (rel.3.32).

Pentru unghiul de conducție  $\lambda_{j+}$ , relația de definiție este similară cu (3.27)

$$\lambda_{j\pm} = x_{(j+1)\pm(n+1)} - x_{j\pm(n)}, \quad (3.43)$$

rezultând expresia dezvoltată

$$\lambda_{j\pm} = \frac{\nu}{(\nu-1)(\nu+1)} \frac{2\pi}{m} (m\nu + \nu + 2 + m\nu \frac{\alpha_r}{\pi} - 2mn - 2j - 2m), \quad (3.44)$$

valabilă și în cazul  $\alpha_r=0$ .

În ceea ce privește unghiul de conducție  $\lambda_{j\pm}$ , sînt posibile două relații de definiție, similare celor întîlnite la convertorul P:

$$\lambda_{jn\mp} = x_{(j+1)\pm(n)} - x_{j\pm(n)}; \quad (3.45)$$

$$\lambda_{j\mp} = x_{(j+1)\pm(n-1)} - x_{j\pm(n)}. \quad (3.46)$$

Forma dezvoltată a relației (3.45) este

$$\lambda_{jn\mp} = \frac{\nu}{(\nu-1)(\nu+1)} \frac{2\pi}{m} (2mn + m + 2j + \nu - m\nu \frac{\alpha_r}{\pi} - 2), \quad (3.47)$$

utilă mai ales în cazurile  $\alpha_r \neq 0$ , iar din (3.46) rezultă

$$\lambda_{j\mp} = \frac{\nu}{(\nu-1)(\nu+1)} \frac{2\pi}{m} (2mn + 2j + \nu - m\nu \frac{\alpha_r}{\pi} - m\nu - 2), \quad (3.48)$$

aceasta din urmă putînd fi particularizată și pentru  $\alpha_r=0$ .

În cazul exemplului de la punctul A, cu  $m=3$ ,  $\nu=8$  și  $\alpha_r=0$ , se pot înregistra următoarele valori ale unghiurilor de conducție:

$\lambda_{j+}(0,1,2,3)=106,7^\circ$ ,  $\lambda_{j-}(3,4,5,6)=137^\circ$  (identice cu unghiurile de conducție corespunzătoare ale convertorului P) și  $\lambda_{j\pm}=122^\circ$ .

Pentru acest caz concret, nu apar unghiuri de conducție  $\lambda_{j\pm}^{1\mp}$ , fapt care se datorește valorilor identice ale soluțiilor  $x_{3+}$  și  $x_{3-}$  pentru numere  $n_+ = l(\nu+1)-1$ , respectiv  $n_- = l(\nu-1)-1$ , în care  $l$  este un număr natural [23].

Un alt aspect important este periodicitatea apariției unor unghiuri de conducție. Presupunînd că  $n_0$  este cel mai mic număr natural pentru care există unghiul de conducție  $\lambda_{j\mp}$  (rel.3.46), se constată că aceeași valoare a unghiului de conducție are loc în cazul satisfacerii relației:

$$\lambda_{j\mp} = x_{(j+1)\pm(l(\nu-1)+n_0-1)} - x_{j\pm(l(\nu+1)+n_0)}, \quad l \in \mathbb{N}, \quad (3.49)$$

fapt care devine evident, dacă se dezvoltă termenii din relația (3.49) ținînd seamă de expresiile (3.40) și (3.41):

$$\lambda_{j\mp} = x_{(j+1)\_} - (n_0 - 1) + 2\pi\nu l - x_{j+} - (n_0) - 2\pi\nu l. \quad (3.50)$$

După reducerea termenilor asemenea, expresia (3.50) devine identică cu (3.46), pentru  $n=n_0$ .

b) Unghiurile de conducție ale convertorului N, pentru cazul când  $m$  este număr par, se determină cu ajutorul soluțiilor ecuației ( $\nu=1$ )

$$\cos\left[\chi - \pi - (j-1) \frac{2\pi}{m}\right] = \cos\left(\frac{\chi}{\nu} - \alpha_r\right). \quad (3.51)$$

Mulțimea soluțiilor posibile este dată de relațiile

$$x_{j+} = \frac{\nu}{\nu+1} \left[ (j-1) \frac{2\pi}{m} + \alpha_r + 2\pi n + \pi \right]; \quad (3.52)$$

$$x_{j-} = \frac{\nu}{\nu-1} \left[ (j-1) \frac{2\pi}{m} - \alpha_r + 2\pi n + \pi \right], \quad (3.53)$$

dintre care se separă cele corespunzătoare cu condiția de pantă (pozitivă)

$$x_j \in \left[ 2(n+1)\pi + (j-1) \frac{2\pi}{m}, 2(n+1)\pi + \pi + (j-1) \frac{2\pi}{m} \right]. \quad (3.54)$$

Unghiurile de conducție  $\lambda_{j-}$  și  $\lambda_{j+}$  au aceleași expresii cu  $\lambda_{k-}$  (rel.3.30), respectiv  $\lambda_{k+}$  (rel.3.32). Pentru unghiul de conducție  $\lambda_{j\mp}$  se poate face o primă determinare cu relația

$$\lambda_{j\mp} = x_{(j+1)\_} - (n-1) - x_{j+}(n), \quad (3.55)$$

asemănătoare cu relația (3.29), de la convertorul P, iar pentru  $\lambda_{j\pm}$  trebuie luată în considerare determinarea sub forma

$$\lambda_{j\pm} = x_{(j+1)+} - (n+2) - x_{j-}(n). \quad (3.56)$$

Făcînd în (3.55) și (3.56) dezvoltările posibile conform relațiilor (3.52) și (3.53), se obțin pentru  $\lambda_{j\mp}$ , respectiv  $\lambda_{j\pm}$ , relațiile:

$$\lambda_{j\mp} = \frac{\nu}{(\nu-1)(\nu+1)} \frac{2\pi}{m} (2mn + 2j + \nu - m\nu - \frac{\alpha_r}{\pi} - m\nu); \quad (3.57)$$

$$\lambda_{j\pm} = \frac{\nu}{(\nu-1)(\nu+1)} \frac{2\pi}{m} (2m\nu + \nu + 1 - m\nu - \frac{\alpha_r}{\pi} - 2mn - 2j - 3m). \quad (3.58)$$

Valorile limită inferioară, respectiv superioară, ale lui  $n$ , pentru care există aceste unghiuri de conducție, se determină ca la convertorul P, punînd condiția ca parantezele din expresiile (3.57) și (3.58) să fie pozitive.

Exemplificarea dată în figura 3.3 evidențiază pentru convertorul N următoarele unghiuri de conducție  $\lambda_{j+}=42,9^\circ$ ,  $\lambda_{j-}=100^\circ$ , identice cu valorile de la convertorul P și unghiurile  $\lambda_{j\mp}=\lambda_{j\pm}=57,1^\circ$ .

Determinarea unghiurilor de conducție pentru cazul tratat în cadrul acestui paragraf, precum și în celelalte cazuri studiate în [23], confirmă faptul că nu se obțin unghiuri de conducție egale pentru toate ventilele care conduc curentul pe o perioadă completă a tensiunii de ieșire.

Unghiuri de conducție egale rezultă numai pentru ventilele aceluiasi convertor de două cadrane (P sau N). Valori importante ale unghiurilor de conducție, semnificativ mai mari decât  $\lambda_{k+}$  sau  $\lambda_{k-}$ , pot avea loc în anumite situații, la trecerile din regimul de redresor la regimul de inverter sau invers.

Determinarea corectă a unghiurilor de conducție este importantă pentru următoarele aspecte:

- verificarea ventilelor la solicitările termice;
- stabilirea componenței în armonici a tensiunii de ieșire și adaptarea formei de undă a acesteia la cerințele aplicației concrete;
- determinarea tensiunii pulsatorii și a curentului pulsatoriu, dimensionarea inductanțelor suplimentare.

## Capitolul **4** ECUATIILE MASINII SINCRONE

### 4.1. Ecuatiile maşinii sincroné reale

#### 4.1.1. Maşina sincronă polifazată

Se consideră maşina sincronă în următoarele ipoteze:

- maşina este simetrică, statorul avînd o înfăşurare simetrică  $m$ -fazată;

- înfăşurările maşinii sînt repartizate sinusoidal de-a lungul pasului polar;

- inducţia magnetică din întrefier este repartizată sinusoidal de-a lungul pasului polar (se consideră numai armonica fundamentală a inducţiei din întrefier);

- rotorul este cu poli.aparenţi, pe acesta fiind amplasate înfăşurările de excitaţie (E) şi de amortizare (A).

În figura 4.1 se prezintă secţiunea transversală şi schema electrică a maşinii sincroné reale (bipolară, cu înfăşurare polifazată pe indus), cu adoptarea următoarelor convenţii relative la

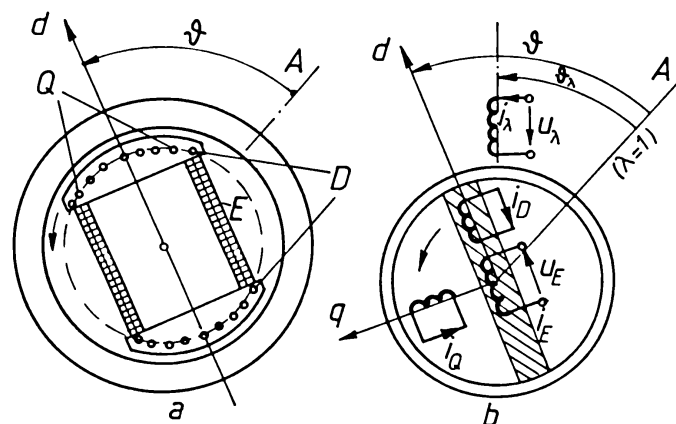


Fig.4.1. Maşina sincronă bipolară cu poli aparenti:  
a-secțiune transversală;b-schema electrică.

sensurile mărimilor fizice:

- asocierea sensurilor pozitive ale tensiunilor și curenților se alege corespunzător receptorului, pentru toate înfășurările maşinii sincroné, avîndu-se în vedere că obiectivul lucrării îl constituie

studiul în regim de motor;

- sensurile pozitive ale fluxurilor se asociază sensurilor pozitive ale curenților corespunzători conform regulii burghiului drept;

- sensul pozitiv al mișcării se consideră în sens direct trigonometric, acesta fiind și sensul pozitiv pentru cuplul electromagnetic. Stabilirea sensului pozitiv al mișcării în acest fel este legată de folosirea fazorilor spațiali, reprezentați în planul complex

Deoarece în figura 4.1, axa origină A a mișcării s-a luat în axa fazei 1 statorice ( $\vartheta_1=0$ ), unghiul  $\vartheta_\lambda$  format de axa fazei de ordinul  $\lambda$  cu axa A este

$$\vartheta_\lambda = (\lambda - 1) \frac{2\pi}{m}. \quad (4.1)$$

Poziția rotorului este caracterizată prin axa d, numită axă longitudinală, care face unghiul electric  $\vartheta$  cu axa A.

Pentru simplificarea luării în considerare a acțiunii înfășurării de amortizare, se admite că aceasta este formată din două înfășurări distincte, dintre care una așezată în axa polilor, denumită înfășurare de amortizare longitudinală și notată cu D, iar alta în axa neutră (axa spațiului interpolar), denumită înfășurare de amortizare transversală și notată cu Q [12].

Ecuatiile circuitelor electrice ale mașinii reale sînt:

$$\begin{aligned} u_\lambda &= R_S i_\lambda + \frac{d\Psi_\lambda}{dt}, \quad \lambda = 1, 2, \dots, m; \\ u_E &= R_E i_E + \frac{d\Psi_E}{dt}; \\ 0 &= R_D i_D + \frac{d\Psi_D}{dt}; \\ 0 &= R_Q i_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt}, \end{aligned} \quad (4.2)$$

în care

$R_S, R_E, R_D$  și  $R_Q$  sînt rezistențele electrice ale înfășurărilor statorice, respectiv de excitație și amortizare (D și Q);

$\Psi_\lambda, \Psi_E, \Psi_D$  și  $\Psi_Q$  - fluxurile magnetice totale ale înfășurărilor, conform notațiilor adoptate.

Ecuatiile fluxurilor se scriu, cu folosirea inductivităților proprii și mutuale totale, astfel:



$$\Psi_{\lambda} = \sum_{\nu=1}^m L_{\nu\lambda} i_{\nu} + L_{E\lambda} i_E + L_{D\lambda} i_D + L_{Q\lambda} i_Q, \quad \lambda = 1, 2, \dots, m;$$

$$\Psi_E = L_{EE} i_E + \sum_{\lambda=1}^m L_{\lambda E} i_{\lambda} + L_{DE} i_D; \quad (4.3)$$

$$\Psi_D = L_{DD} i_D + \sum_{\lambda=1}^m L_{\lambda D} i_{\lambda} + L_{ED} i_E;$$

$$\Psi_Q = L_{QQ} i_Q + \sum_{\lambda=1}^m L_{\lambda Q} i_{\lambda},$$

în care  $L_{\lambda\lambda}, L_{EE}, L_{DD}$  și  $L_{QQ}$  sînt respectiv inductivitățile proprii totale ale înfășurărilor statorică, de excitație, de amortizare longitudinală și transversală;

$L_{\nu\lambda}, L_{\lambda E}, L_{\lambda D}, L_{\lambda Q}, L_{ED}$  - inductivitățile mutuale totale între înfășurările respective, notate prin indici.

Momentul electromagnetic de rotație  $M$ , dezvoltat de motor se determină în raport cu energia magnetică a mașinii

$$M = p \frac{d}{d\vartheta} \left( \frac{1}{2} \sum_{\lambda=1}^m i_{\lambda} \Psi_{\lambda} + \frac{1}{2} i_E \Psi_E + \frac{1}{2} i_D \Psi_D + \frac{1}{2} i_Q \Psi_Q \right), \quad (4.4)$$

în care  $p$  reprezintă numărul perechilor de poli ai mașinii.

Dacă  $J$  este momentul de inerție al maselor în mișcare și  $M_m$  momentul mecanic rezistent redus la arborele mașinii, ecuația mișcării se poate scrie

$$M = M_m + \frac{J}{p} \frac{d^2\vartheta}{dt^2} \quad (4.5)$$

în care sensurile pozitive se consideră în baza convențiilor definite anterior, iar pentru  $M$  se consideră expresia (4.4).

Ecuatiile (4.2), (4.3) și (4.5), în număr de  $(2m+7)$ , descriu complet funcționarea mașinii sincrone reale, în ipotezele de lucru stabilite inițial. Necunoscutele sistemului de ecuații sînt curenții statorici  $i_{\lambda} (\lambda=1..m)$ , cei din înfășurările rotorice  $i_E, i_D$  și  $i_Q$ , fluxurile din înfășurările respective și unghiul  $\vartheta$ , deci  $(2m+7)$  necunoscute.

Inductivitățile proprii ( $L_{\lambda\lambda}$ ) și mutuale ( $L_{\nu\lambda}$ ) ale înfășurărilor statorice, precum și cele mutuale dintre înfășurările statorice și rotorice ( $L_{\lambda E}, L_{\lambda D}, L_{\lambda Q}$ ) variază periodic cu poziția rotorului, deci

în raport cu unghiul de referință  $\vartheta$ . De aceea, ecuațiile diferențiale (4.2) și (4.5) ale mașinii sincrone cu poli aparenti sînt ecuații cu coeficienți periodici [12].

În ceea ce privește inductivitățile proprii ale înfășurărilor din rotor ( $L_{EE}, L_{DD}$  și  $L_{QQ}$ ), precum și inductivitățile lor mutuale ( $L_{ED}=L_{DE}$ ), acestea nu depind de poziția rotorului.

#### 4.1.2. Mașina sincronă trifazată

Ecuațiile corespunzătoare mașinii polifazate pot fi particularizate pentru MS trifazată, la care  $m=3$  și astfel, numărul total de ecuații, ca și al necunoscutelor, este 13.

Schema electrică a MS trifazate este reprezentată în figura 4.2. Pentru înfășurările statorice se folosesc de obicei indicii a, b, c, ceea ce conduce la afirmația că scrierea ecuațiilor se face în coordonatele a, b, c.

Particularizarea relațiilor generale (4.2) și (4.3) pentru MS trifazată se face în continuare sub formă matricială. În acest scop, se definesc matrici coloană cu trei elemente, care pentru mărimile statorice au forma generală

$$[g_s] = \begin{bmatrix} g_a \\ g_b \\ g_c \end{bmatrix}, \quad (4.6)$$

iar pentru mărimile rotorice

$$[g_r]_{\vartheta} = \begin{bmatrix} g_E \\ g_D \\ g_Q \end{bmatrix}. \quad (4.7)$$

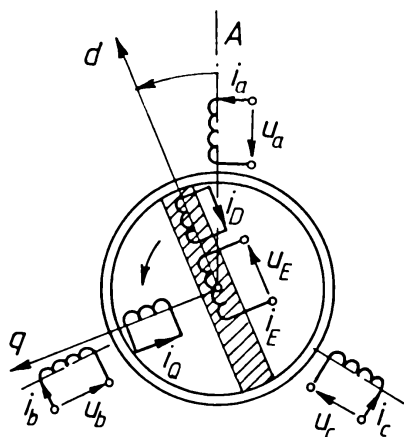


Fig.4.2. Schema electrică a MS trifazate.

în care prin indicele  $\vartheta$  s-a scos în evidență poziția variabilă a axei longitudinale rotorice în raport cu originea, luată în axa fazei statorice [20].

Ecuațiile de tensiune (4.2) se prezintă sub formă matricială, pentru mașina trifazată, astfel:

$$[u_s] = R_s [i_s] + \frac{d}{dt} [\Psi_s]; \quad (4.8)$$

$$[u_r]_{\vartheta} = [R_r][i_r]_{\vartheta} + \frac{d}{dt} [\Psi_r]_{\vartheta} , \quad (4.9)$$

în care s-a introdus o matrice a rezistențelor rotorice

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_E & 0 & 0 \\ 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix} . \quad (4.10)$$

Ecuațiile (4.3) ale fluxurilor se particularizează sub formă matricială și rezultă relațiile

$$[\Psi_s] = [L_s(\vartheta)] \cdot [i_s] + [M(\vartheta)] \cdot [i_r]_{\vartheta} ; \quad (4.11)$$

$$[\Psi_r]_{\vartheta} = [M(\vartheta)]^t \cdot [i_s] + [L_r] \cdot [i_r]_{\vartheta} , \quad (4.12)$$

în care  $[L_s(\vartheta)]$  este matricea inductivităților statorice (proprie și mutuale)

$$[L_s(\vartheta)] = \begin{bmatrix} L_{aa} & -L_{ba} & -L_{ca} \\ -L_{ab} & +L_{bb} & -L_{cb} \\ -L_{ac} & -L_{bc} & +L_{cc} \end{bmatrix} , \quad (4.13)$$

$[M(\vartheta)]$  - matricea inductivităților mutuale rotor-stator

$$[M(\vartheta)] = \begin{bmatrix} L_{Ea} & L_{Da} & -L_{Qa} \\ L_{Eb} & L_{Db} & -L_{Qb} \\ L_{Ec} & L_{Dc} & -L_{Qc} \end{bmatrix} , \quad (4.14)$$

iar  $[M(\vartheta)]^t$  se consideră transpusa matricii  $[M(\vartheta)]$ ;

$[L_R]$  - matricea inductivităților rotorice (proprii și mutuale)

$$[L_R] = \begin{bmatrix} L_{EE} & L_{DE} & 0 \\ L_{ED} & L_{DD} & 0 \\ 0 & 0 & L_{QQ} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

În notarea matricilor inductivităților statorice și mutuale  $[L_S(\vartheta)]$ , respectiv  $[M(\vartheta)]$ , s-a scos în evidență dependența de unghiul  $\vartheta$  a elementelor acestor matrici, care sînt funcții pare de unghiul  $\vartheta$  [11,24]. În ipoteza stabilită inițial a unei distribuții sinusoidale a înfășurărilor statorice de-a lungul pasului polar, amplitudinile tuturor armonicilor, începînd cu armonica a patra, din expresiile inductivităților se pot considera nule [4,11]. Matricile inductivităților statorice și mutuale rotor-stator se pot scrie, cu explicitarea dependenței de unghiul  $\vartheta$  a elementelor, conform celor de mai sus, astfel:

$$[L_S(\vartheta)] = \begin{bmatrix} L_{a0} + L_{a2} \cos 2\vartheta & -M_{a0} - L_{a2} \cos(2\vartheta + \frac{\pi}{3}) & -M_{a0} - L_{a2} \cos(2\vartheta - \frac{\pi}{3}) \\ -M_{a0} - L_{a2} \cos(2\vartheta + \frac{\pi}{3}) & L_{a0} + L_{a2} \cos(2\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & -M_{a0} - L_{a2} \cos(2\vartheta + \pi) \\ -M_{a0} - L_{a2} \cos(2\vartheta - \frac{\pi}{3}) & -M_{a0} - L_{a2} \cos(2\vartheta + \pi) & L_{a0} + L_{a2} \cos(2\vartheta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}; \quad (4.16)$$

$$[M(\vartheta)] = \begin{bmatrix} M_E \cos \vartheta & M_D \cos \vartheta & M_Q \cos(\vartheta + \frac{\pi}{2}) \\ M_E \cos(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & M_D \cos(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & M_Q \cos(\vartheta + \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3}) \\ M_E \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & M_D \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & M_Q \cos(\vartheta + \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Intre inductivitatea proprie medie  $L_{a0}$  a unei infășurări și inductivitatea mutuală medie  $M_{a0}$  există relația de legătură

$$M_{a0} = \frac{1 - \sigma_a}{2} L_{a0}, \quad (4.18)$$

în care  $\sigma_a$  este factorul de dispersie al infășurării statorice, iar între amplitudinile armonicilor de ordinul doi ale inductivităților proprii și mutuale,  $L_{a2}$  respectiv  $M_{a2}$ , se scrie egalitatea [11]:

$$M_{a2} = L_{a2}. \quad (4.19)$$

Ecuția (4.8) a tensiunilor statorice poate fi scrisă cu ajutorul fazorilor spațiali sub forma

$$\underline{u}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d \underline{\Psi}_s}{dt}, \quad (4.20)$$

în care fazorii tensiunii  $\underline{u}_s$ , curentului  $\underline{i}_s$  și fluxului statoric  $\underline{\Psi}_s$  sînt obținuți cu relația de definiție [20]:

$$\underline{g}_s = \frac{2}{3} (g_a + \underline{a} g_b + \underline{a}^2 g_c); \quad (4.21)$$

$\underline{a} = e^{j \frac{2\pi}{3}}$  și  $\underline{a}^2 = e^{j \frac{4\pi}{3}}$  sînt operatorii de rotire, iar  $g_a, g_b$  și  $g_c$  mărimile electrice sau magnetice aferente celor trei faze.

#### 4.2. Ecuțiile mașinii sincrone echivalente

##### 4.2.1. Mașina echivalentă MS polifazate

Tratarea analitică a MS în teoria celor două axe [12] se face în următoarele condiții:

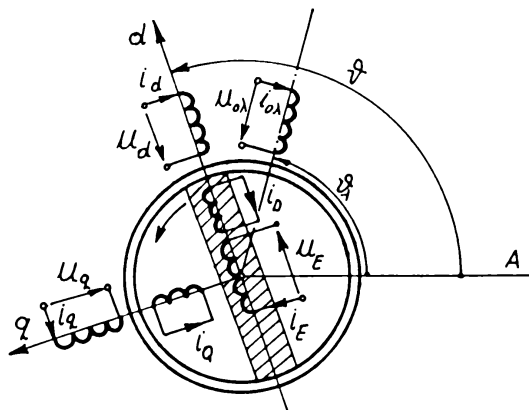


Fig. 4.3. Schema electrică a mașinii echivalente MS, polifazate, cu poli aparenti.

- axa longitudinală d corespunde ca direcție și sens cu axa de-a lungul căreia se închide câmpul magnetic inductor, rotindu-se împreună cu rotorul în sensul de succesiune a fazelor statorice;

- axa transversală q se consideră decalată cu  $\frac{\pi}{2}$  radiani electrice față de axa d, în sensul mișcării rotorului;

- infășurarea de amortizare se echivalează cu cele două infășurări separate D și Q,

introduse la paragraful 4.1.1, considerate în scurtcircuit și a căror

acțiune este orientată după axele  $d$ , respectiv  $q$ .

Schema electrică a mașinii echivalente mașinii sincrone, conform ipotezelor de mai sus, este reprezentată în figura 4.3. Ecuațiile ansamblului stator-rotor, obținute prin particularizarea sistemului de ecuații generale, corespunzătoare mașinilor de inducție din teoria celor două axe [12], la cazul concret al mașinii electrice din figura 4.3, sînt următoarele:

$$\begin{aligned}
 u_d &= R_d i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \Psi_q \frac{d\theta}{dt} ; \\
 u_q &= R_q i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \Psi_d \frac{d\theta}{dt} ; \\
 u_{o\lambda} &= R_{o\lambda} i_{o\lambda} + \frac{d\Psi_{o\lambda}}{dt}, \quad \lambda = 1, 2, \dots, m; \\
 u_E &= R_E i_E + \frac{d\Psi_E}{dt} ; \\
 0 &= R_D i_D + \frac{d\Psi_D}{dt} ; \\
 C &= R_Q i_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt} ; \\
 \Psi_d &= L_{dd} i_d + L_{Ed} i_E + L_{Dd} i_D ; \\
 \Psi_q &= L_{qq} i_q + L_{Qq} i_Q ; \\
 \Psi_{o\lambda} &= L_{o\lambda} i_{o\lambda}, \quad \lambda = 1, 2, \dots, m; \\
 \Psi_E &= L_{dE} i_d + L_{EE} i_E + L_{DE} i_D ; \\
 \Psi_D &= L_{dD} i_d + L_{ED} i_E + L_{DD} i_D ; \\
 \Psi_Q &= L_{qQ} i_q + L_{QQ} i_Q ; \\
 P(\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) &= M_m + \frac{J}{P} \frac{d^2\theta}{dt^2} .
 \end{aligned} \tag{4.22}$$

Aceste  $(2m+11)$  ecuații determină complet funcționarea mașinii echivalente în regim de motor, dacă se consideră cunoscute următoarele mărimi:

- parametrii de circuit, ca rezistențele active  $R_d, R_q, \dots, R_Q$ , inductivitățile proprii  $L_{dd}, L_{qq}, \dots, L_{QQ}$  și mutuale  $L_{Dd}, L_{Ed}, \dots, L_{qQ}$ ;

- tensiunile la bornele înfășurărilor  $u_d, u_q, u_{o\lambda}$  și  $u_E$  ;
- cuplul mecanic rezistent  $M_m$  și momentul de inerție  $J$  reduse la arborele motorului;
- numărul perechilor de poli  $p$ .

Necunoscutele sistemului (4.22) sînt curenții, fluxurile magnetice și unghiul  $\vartheta$ , deci în total  $(2m+1)$  necunoscute.

Din ansamblul celor  $(2m+1)$  mărimi fizice care caracterizează funcționarea MS echivalente, șapte sînt comune cu mașina reală:  $i_E, \Psi_E, i_D, \Psi_D, i_Q, \Psi_Q$  și  $\vartheta$ . În consecință, aceste mărimi nu necesită ecuații de transformare, fiind interpretabile imediat după rezolvarea sistemului (4.22) pentru un anumit caz concret.

#### 4.2.2. Determinarea mărimilor fizice ale mașinii echivalente

Mașina echivalentă are același diametru, același întrefier, același număr de perechi de poli și același moment de inerție ca mașina reală. De asemenea, câmpul magnetic din întrefierul mașinii este același ca și la mașina reală, existînd totodată și o identitate energetică între cele două mașini.

a) Ecuațiile de transformare a tensiunilor statorice se obțin din condiția ca suma puterilor electrice ale înfășurărilor mașinii echivalente să fie egală cu suma puterilor electrice ale înfășurărilor reale  $l_2$ , rezultînd următoarele relații:

$$u_d = \frac{2}{m} \sum_{\lambda=1}^m u_{\lambda} \cos(\vartheta - \vartheta_{\lambda}) ;$$

$$u_q = - \frac{2}{m} \sum_{\lambda=1}^m u_{\lambda} \sin(\vartheta - \vartheta_{\lambda}) ; \quad (4.23)$$

$$u_{ov} = u_v - \frac{2}{m} \sum_{\lambda=1}^m u_{\lambda} \cos(\vartheta_{\lambda} - \vartheta_v) .$$

b) Ecuațiile de transformare a fluxurilor magnetice, statorice prezintă importanță mai ales pentru determinarea expresiilor inductivităților mașinii echivalente și a momentului electromagnetic de rotație. Ecuațiile de transformare a fluxurilor magnetice, statorice, obținute din condiția ca mașina echivalentă să aibă aceeași energie magnetică pe stator cu mașina reală, sînt similare celor de transformare a tensiunilor (v.rel.4.23).

c) Ecuațiile de transformare a curenților statorici se obțin din condițiile de identitate a solenațiilor în axa fazei  $\mathcal{V}$  și de anulare a solenației corespunzătoare curenților  $i_o$  în axa  $d$ .

Dacă numărul de spire al înfășurărilor mobile statorice se alege același cu numărul de spire al unei înfășurări statorice reale, ecuațiile de transformare a curenților statorici rezultă sub forma

$$\begin{aligned}
 i_d &= \sum_{\lambda=1}^m i_{\lambda} \cos(\vartheta - \vartheta_{\lambda}); \\
 i_q &= \sum_{\lambda=1}^m i_{\lambda} \sin(\vartheta - \vartheta_{\lambda}); \\
 i_{ov} &= i_{\nu} - \frac{2}{m} \sum_{\lambda=1}^m i_{\lambda} \cos(\vartheta_{\nu} - \vartheta_{\lambda}), \quad \nu=1,2,\dots,m
 \end{aligned} \tag{4.24}$$

Dacă s-ar pune condiția ca numărul total de spire al mașinii reale,  $mN$ , să fie egal cu numărul total de spire  $2N_e$  al celor două înfășurări statorice mobile ale mașinii echivalente, atunci pentru numărul de spire  $N_e$  al unei înfășurări mobile s-ar obține relația

$$N_e = \frac{m}{2} N, \tag{4.25}$$

iar pentru ecuațiile de transformare ale curenților statorici, toate relațiile ar fi similare cu (4.23). În concluzie, dacă la condițiile de determinare a mărimilor fizice ale mașinii echivalente se adaugă și cea exprimată prin relația (4.25), ecuațiile de forma (4.23) se constituie în relații generale de transformare.

#### 4.2.3. Determinarea mărimilor fizice ale mașinii reale pe baza celor corespunzătoare mașinii echivalente.

Deoarece mărimile fizice aferente înfășurărilor de excitație și amortizare, precum și unghiul  $\vartheta$  sînt aceleași, atât la mașina reală cît și la cea echivalentă, în cazul unui studiu asupra funcționării mașinii pe baza sistemului de ecuații (4.22), pentru mașina reală mai rămîn de determinat fluxurile  $\Psi_{\lambda}$  și curenții statorici  $i_{\lambda}$  (se consideră date tensiunile statorice  $u_{\lambda}$ ).

a) Pentru obținerea ecuațiilor de transformare a fluxurilor se pune condiția de identitate a energiilor magnetice corespunzătoare statoarelor celor două mașini, reală și echivalentă. Se deduce relația

$$\Psi_{\nu} = \Psi_d \cos(\vartheta - \vartheta_{\nu}) - \Psi_q \sin(\vartheta - \vartheta_{\nu}) + \Psi_{ov}, \quad \nu=1,2,\dots,m. \tag{4.26}$$

Dacă rezolvarea sistemului de ecuații (4.22) este astfel orientată încît se determină tensiunile la borne în condiții electrice și mecanice date (v.cap.5), atunci poate fi necesară și transformarea



tensiunilor. Ecuațiile de transformare a tensiunilor sînt similare cu relațiile (4.26) [12].

b) Ecuațiile de transformare a curenților se obțin din condiția de identitate a solenațiilor corespunzătoare înfășurării statorice reale  $\nu$  și înfășurărilor mașinii echivalente. Dacă se consideră  $N_e = N$  (mărimile introduse în paragraful anterior) ecuațiile de transformare a curenților au forma

$$i_\nu = \frac{2}{m} \left[ i_d \cos(\vartheta - \vartheta_\nu) - i_q \sin(\vartheta - \vartheta_\nu) + i_{0\nu} \right], \quad \nu=1,2,\dots,m, \quad (4.27)$$

iar dacă se pune condiția (4.25), se ajunge la o formă similară cu (4.26), relație care poate fi considerată ca generală.

#### 4.2.4. Ecuațiile matriciale ale mașinii echivalente MS trifazate

Pentru mașina trifazată ( $m=3$ ), cea de a treia ecuație din sistemul (4.23) conduce la egalitatea

$$u_{0a} = u_{0b} = u_{0c} = \frac{1}{3} (u_a + u_b + u_c) = u_0, \quad (4.28)$$

care se poate scrie similar pentru fluxul magnetic  $\Psi_0$  și curentul  $i_0$ . Tensiunea  $u_0$  este denumită tensiune omopolară, iar curentul  $i_0$  - curent omopolar.

În consecință, sistemul (4.22) se particularizează pentru mașina trifazată, într-un sistem cu 13 ecuații, conținînd cîte o singură ecuație corespunzătoare tensiunii  $u_0$  și fluxului  $\Psi_0$ .

De asemenea, este posibilă afirmația că, pentru MS trifazată, sistemul de ecuații este transcris în coordonatele  $d, q, o$ .

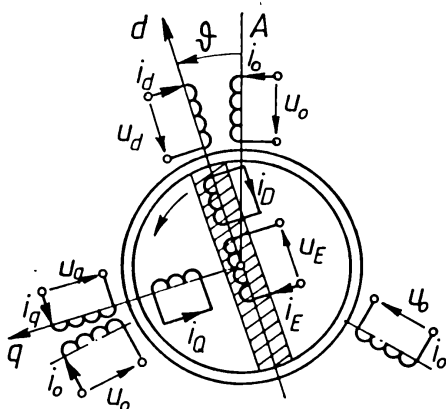
Schema electrică a mașinii echivalente MS trifazate este prezentată în figura 4.4.

Mărimile fizice corespunzătoare statorului mașinii echivalente se organizează într-o matrice coloană de forma generală

$$\begin{bmatrix} \mathcal{E}_d \\ \mathcal{E}_q \\ \mathcal{E}_o \end{bmatrix} e = \begin{bmatrix} \mathcal{E}_d \\ \mathcal{E}_q \\ \mathcal{E}_o \end{bmatrix}, \quad (4.29)$$

Fig.4.4. Schema electrică a mașinii echivalente MS, trifazate, cu poli aparenti

iar coeficienții ecuațiilor de transformare (4.23) se scriu într-o matrice a coeficienților [20]:



$$[DA(\vartheta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\vartheta & \cos(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\vartheta & -\sin(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (4.30)$$

Ecuatiile (4.24) de transformare a curenților satorici prezintă coeficienți diferiți de cei cuprinși în matricea  $[DA(\vartheta)]$ . Interpretarea mărimilor de fază ale mașinii reale cât și a celor caracteristice mașinii echivalente, ca și componente ale unuia și aceluiași fazor spațial face necesară tratarea formală unitară a tuturor sistemelor de mărimi fizice care intervin. Dacă se introduc notațiile [24]

$$i_{sd} = \frac{2}{3} i_d ; \quad i_{sq} = \frac{2}{3} i_q, \quad (4.31)$$

și se definește o matrice a curenților mașinii echivalente sub forma

$$[i_s]_{\perp\vartheta} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_o \end{bmatrix}, \quad (4.32)$$

atunci toate mărimile fizice ale mașinii echivalente, tensiuni, fluxuri magnetice și curenți, se determină cu aceeași relație matricială de transformare

$$[g_s]_{\perp\vartheta} = [DA(\vartheta)] [g_s]; \quad (4.33)$$

în relațiile (4.32) și (4.33), prin indicii  $\perp\vartheta$  s-a indicat faptul că matricea respectivă, conține componentele după axele  $d$  și  $q$ , rotite cu unghiul  $\vartheta$  față de origine.

Implicațiile notațiilor (4.31) asupra sistemului (4.22) sînt pur formale, toate ecuațiile menținîndu-și identitatea formală. Importanța condiției (4.25) și a notațiilor (4.31) constă în aceea că se realizează legătura între tratarea MS mereu aproape de fenomenul fizic [12], cu cea condusă spre aplicarea fazorilor spațiali și a calculului matricial, dezvoltată în lucrările [5,20].

În ceea ce privește tensiunile și fluxurile magnetice, este de remarcat următoarea echivalență pentru notațiile utilizate

$$[g_s] e = [g_s]_{\perp\vartheta}. \quad (4.34)$$

Cu aceste precizări și notații, sistemul de ecuații al MS, constînd din ecuațiile matriciale (4.8), (4.9), (4.11) și (4.12), conduce pe baza unor transformări matematice - la sistemul de

ecuații matriciale ale mașinii echivalente:

$$\begin{aligned} [u_s]_{1\vartheta} &= R_s [i_s]_{1\vartheta} + \frac{d}{dt} [\Psi_s]_{1\vartheta} + \frac{d}{dt} [Q] [\Psi_s]_{1\vartheta} ; \\ [u_r]_{\vartheta} &= [R_r] [i_r]_{\vartheta} + \frac{d}{dt} [\Psi_r]_{\vartheta} ; \\ [\Psi_s]_{1\vartheta} &= [L_s] [i_s]_{1\vartheta} + [M] [i_r]_{\vartheta} ; \\ [\Psi_r]_{\vartheta} &= \frac{3}{2} [M]^t [i_s]_{1\vartheta} + [L_r] [i_r]_{\vartheta} , \end{aligned} \quad (4.35)$$

în care  $R_s$  este rezistența electrică a fazei statorice;

$[Q]$  - o matrice de forma

$$[Q] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad (4.36)$$

$[L_s]$  - matricea inductivităților proprii statorice ale mașinii echivalente

$$[L_s] = [DA(\vartheta)] \cdot [L_s(\vartheta)] \cdot [DA(\vartheta)]^{-1} = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} ; \quad (4.37)$$

$[M]$  - matricea inductivităților mutuale rotor-stator, ale mașinii echivalente

$$[M] = [DA(\vartheta)] [M(\vartheta)] = \begin{bmatrix} M_E & M_D & 0 \\ 0 & 0 & M_Q \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad (4.38)$$

$[M]^t$  - transpusa matricii  $[M]$ ,

celelalte matrici-coeficienți fiind definite la paragraful 4.2.1.

Elementele matricii  $[L_s]$  (rel.4.37) rezultă din următoarele notații

$$\begin{aligned} L_{sd} &= L_{a0} + M_{a0} + \frac{3}{2} L_{a2} ; \\ L_{sq} &= L_{a0} + M_{a0} - \frac{3}{2} L_{a2} ; \\ L_o &= L_{a0} - 2M_{a0} ; \end{aligned} \quad (4.39)$$

inductivitatea  $L_{sd}$  este numită inductivitate sincronă longitudinală,  $L_{sq}$  - inductivitate sincronă transversală, iar  $L_o$  - inductivitate omopolară [4]. Relațiile (4.39) constituie relațiile de calcul ale inductivităților echivalente, completînd astfel considerațiile prezentate la paragraful 4.2.2..

Sistemul (4.35) pentru mașina trifazată, ca și sistemul (4.22) pentru mașina polifazată au coeficienții constanți. Rațiunea transformării de la mașina reală la mașina echivalentă este cât se poate de evidentă, deoarece se trece în acest fel de la un sistem de ecuații cu coeficienți variabili (v.rel.4.8... 4.12, respectiv 4.2, 4.3) la unul cu coeficienți constanți.

#### 4.2.5. Ecuațiile mașinii echivalente scrise cu fazori spațiali

Forma matricială (4.35) a sistemului de ecuații corespunzător mașinii echivalente MS nu îndeplinește în totalitate condițiile pentru a fi transcrisă cu ajutorul fazorilor spațiali, deoarece matricile mărimilor rotorice, avînd forma generală (4.7), nu sînt organizate identic cu matricea conținînd componentele  $g_d, g_q, g_o$  ale fazorului spațial  $\underline{g}$  (rel.4.29). În consecință, deși scopul obținerii unui sistem de ecuații cu coeficienți constanți a fost atins, totuși transformările posibile asupra ecuațiilor (4.35) sînt limitate; astfel, nu pot fi aplicate unitar operațiile de rotire și nici relațiile de recurență pentru transformări inverse [20].

Păstrînd ideea de a determina componentele unui fazor spațial în raport cu un sistem de axe rectangulare  $dQq$ , rezultă că organizarea într-o matrice a componentelor oricărui fazor trebuie să fie de forma (4.29), indiferent de faptul că valorile unor componente sînt nule sau nu [24]. Apare astfel ca nerațională forma (4.7) a matricii mărimilor rotorice, în care apar una sub alta două componente  $g_E$  și  $g_D$  a două mărimi diferite, dar după aceeași axă  $d$ , iar componenta  $g_Q$  - după axa  $q$  apare pe linia a treia, cînd locul ei ar fi pe linia a doua, conform relației (4.29).

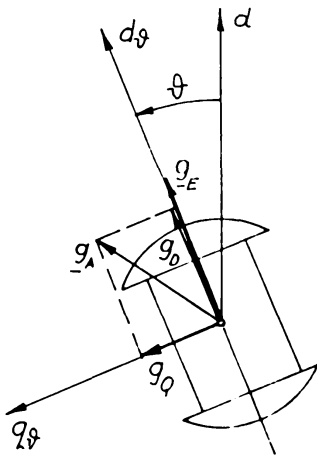


Fig.4.5. Fazorii spațiali, generali asociați mărimilor electromagnetice ale înfășurătorilor rotorice, de excitație  $\underline{g}_E$  și de amortizare  $\underline{g}_A$ .

Soluționarea incoerențelor menționate mai sus este posibilă prin considerarea separată a mărimilor fizice corespunzătoare celor două înfășurări rotorice, de excitație și de amortizare, ale căror mărimi sînt raportate, de la bun început, la sistemul de axe rectangulare  $dQq$ . În acest fel, urmează a se defini fazori spațiali distincți pentru înfășurările de excitație și de amortizare.

Pentru fazorii spațiali asociați mărimilor caracteristice ale înfășurării de excitație se consideră componentele cuprinse în matricea

$$\begin{bmatrix} g_E \end{bmatrix}_{\perp\vartheta} = \begin{bmatrix} g_E \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.40)$$

iar pentru cei corespunzători înfășurării de amortizare

$$\begin{bmatrix} g_A \end{bmatrix}_{\perp\vartheta} = \begin{bmatrix} g_D \\ g_Q \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (4.41)$$

Cei doi fazori spațiali, generali, asociați mărimilor rotorice sînt reprezentați, împreună cu componentele lor, în figura 4.5.

Ecuatiile matriciale corespunzătoare mașinii reale pot fi scrise acum sub forma:

$$\begin{aligned} [u_s] &= R_s [i_s] + \frac{d[\Psi_s]}{dt}; \\ [u_E]_{\perp\vartheta} &= R_E [i_E]_{\perp\vartheta} + \frac{d[\Psi_E]_{\perp\vartheta}}{dt}; \\ [u_A]_{\perp\vartheta} = [\emptyset]_{\perp\vartheta} &= [R_A] \cdot [i_A]_{\perp\vartheta} + \frac{d[\Psi_A]_{\perp\vartheta}}{dt}; \end{aligned} \quad (4.42)$$

$$\begin{aligned} [\Psi_s] &= [L_s(\vartheta)] [i_s] + [L_{Es}(\vartheta)] \cdot [i_E]_{\perp\vartheta} + [L_{As}(\vartheta)] \cdot [i_A]_{\perp\vartheta} \\ [\Psi_E]_{\perp\vartheta} &= [L_{sE}(\vartheta)] \cdot [i_s] + L_{EE} [i_E]_{\perp\vartheta} + [L_{AE}] \cdot [i_A]_{\perp\vartheta}; \\ [\Psi_A]_{\perp\vartheta} &= [L_{sA}(\vartheta)] \cdot [i_s] + L_{ED} [i_E]_{\perp\vartheta} + [L_{AA}] \cdot [i_A]_{\perp\vartheta}, \end{aligned}$$

în care s-au definit următoarele matrici:

- matricea rezistențelor înfășurării de amortizare

$$[R_A] = \begin{bmatrix} R_D & 0 & 0 \\ 0 & R_Q & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad (4.43)$$

- matricea inductivităților mutuale excitație-stator

$$[L_{Es}(\vartheta)] = \begin{bmatrix} L_{Ea} & 0 & 0 \\ L_{Eb} & 0 & 0 \\ L_{Ec} & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad (4.44)$$

- matricea inductivităților mutuale amortizare-stator

$$[L_{As}(\vartheta)] = \begin{bmatrix} L_{Da} & -L_{Qa} & 0 \\ L_{Db} & -L_{Qb} & 0 \\ L_{Dc} & -L_{Qc} & 0 \end{bmatrix} ; \quad (4.45)$$

- matricea inductivităților mutuale stator-excitație

$$[L_{sE}(\vartheta)] = [L_{Es}(\vartheta)]^t ; \quad (4.46)$$

- matricea inductivităților mutuale amortizare-excitație

$$[L_{AE}] = \begin{bmatrix} L_{DE} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} , \quad (4.47)$$

- matricea inductivităților mutuale stator-amortizare

$$[L_{sA}(\vartheta)] = [L_{As}(\vartheta)]^t ; \quad (4.48)$$

- matricea inductivităților proprii ale înfășurării de amortizare

$$[L_{AA}] = \begin{bmatrix} L_{DD} & 0 & 0 \\ 0 & L_{QQ} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} . \quad (4.49)$$

În ecuația fluxurilor din înfășurarea de amortizare nu s-a introdus o matrice a inductivităților mutuale excitație-amortizare, avînd în vedere expresia concretă (4.40) a matricii curentului de excitație și faptul că există o singură inductivitate mutuală  $L_{ED}$ , între înfășurarea de excitație și cea de amortizare longitudinală.

Ecuațiile matriciale ale mașinii echivalente se obțin prin transformările prezentate în lucrările [20,24]. Față de sistemul (4.35), modificări apar numai la transformările ecuațiilor fluxurilor corespunzătoare înfășurărilor rotorice și în faptul că, pentru înfășurările rotorice, apar ecuații separate. Fără a mai detalia transformările operate, se prezintă sistemul de ecuații matriciale în noua sa formă:

$$\begin{aligned} [u_s]_{\perp\vartheta} &= R_s [i_s]_{\perp\vartheta} + \frac{d}{dt} [\Psi_s]_{\perp\vartheta} + \frac{d}{dt} [Q] \cdot [\Psi_s]_{\perp\vartheta} ; \\ [u_E]_{\perp\vartheta} &= R_E [i_E]_{\perp\vartheta} + \frac{d}{dt} [\Psi_E]_{\perp\vartheta} ; \end{aligned}$$

$$\left[ u_A \right]_{\perp \vartheta} = \left[ R_A \right] \cdot \left[ i_A \right]_{\perp \vartheta} + \frac{d}{dt} \left[ \Psi_A \right]_{\perp \vartheta} ; \quad (4.50)$$

$$\left[ \Psi_s \right]_{\perp \vartheta} = \left[ L_s \right] \cdot \left[ i_s \right]_{\perp \vartheta} + \left[ L_{Es} \right] \cdot \left[ i_E \right]_{\perp \vartheta} + \left[ L_{As} \right] \cdot \left[ i_A \right]_{\perp \vartheta} ;$$

$$\left[ \Psi_E \right]_{\perp \vartheta} = \frac{3}{2} \left[ L_{Es} \right] \cdot \left[ i_s \right]_{\perp \vartheta} + L_{EE} \left[ i_E \right]_{\perp \vartheta} + \left[ L_{AE} \right] \cdot \left[ i_A \right]_{\perp \vartheta} ;$$

$$\left[ \Psi_A \right]_{\perp \vartheta} = \frac{3}{2} \left[ L_{As} \right] \cdot \left[ i_s \right]_{\perp \vartheta} + L_{ED} \cdot \left[ i_E \right]_{\perp \vartheta} + \left[ L_{AA} \right] \cdot \left[ i_A \right]_{\perp \vartheta} ,$$

în care  $\left[ L_s \right]$  are forma cunoscută (v.rel.4.37), iar celelalte matrici, cu elemente constante datorită transformărilor operate, sînt de forma:

$$\left[ L_{Es} \right] = M_E \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad (4.51)$$

$$\left[ L_{As} \right] = \begin{bmatrix} M_D & 0 & 0 \\ 0 & M_Q & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} . \quad (4.52)$$

Sistemele matriciale (4.35) și (4.50) sînt echivalente, acestea constituind doar forme condensate diferite ale aceluiași sistem de ecuații. Spre deosebire însă de sistemul (4.35), sistemul (4.50) poate fi transcris complet cu ajutorul fazorilor spațiali.

Deoarece unii dintre coeficienții care multiplică matricile componentelor fazorilor spațiali au formă matricială în sistemul (4.50), transcrierea acestuia cu ajutorul fazorilor spațiali necesită unele transformări elementare, prin aplicarea cărora se ajunge la sistemul:

$$\begin{aligned} \underline{u}_{s\vartheta} &= R_s \cdot \underline{i}_{s\vartheta} + \frac{d \underline{\Psi}_{s\vartheta}}{dt} + j\omega \underline{\Psi}_{s\vartheta} ; \\ \underline{u}_E &= R_E \cdot \underline{i}_E + \frac{d \underline{\Psi}_E}{dt} ; \\ 0 &= R_A \cdot \underline{i}_A + r_A \underline{i}_A^* + \frac{d \underline{\Psi}_A}{dt} ; \end{aligned} \quad (4.53)$$

$$\begin{aligned} \underline{\Psi}_{s\vartheta} &= L_e \cdot \underline{i}_{s\vartheta} + \ell_e \underline{i}_{s\vartheta}^* + M_E \underline{i}_E + M_A \underline{i}_A + m_a \underline{i}_A^* ; \\ \underline{\Psi}_E &= \frac{3}{4} M_E (\underline{i}_{s\vartheta} + \underline{i}_{s\vartheta}^*) + L_{EE} \underline{i}_E + \frac{L_{DE}}{2} (\underline{i}_A + \underline{i}_A^*) ; \\ \underline{\Psi}_A &= \frac{3}{2} M_A \underline{i}_{s\vartheta} + \frac{3}{2} m_a \underline{i}_{s\vartheta}^* + L_{DE} \underline{i}_E + L_A \underline{i}_A + \ell_A \underline{i}_A^* , \end{aligned}$$

în care s-au introdus următoarele notații:

$$R_A = \frac{R_D + R_Q}{2} ; \quad r_A = \frac{R_D - R_Q}{2} ; \quad (4.54)$$

$$L_e = \frac{L_{sd} + L_{sq}}{2} ; \quad \ell_e = \frac{L_{sd} - L_{sq}}{2} ; \quad (4.55)$$

$$M_A = \frac{M_D + M_Q}{2} ; \quad m_A = \frac{M_D - M_Q}{2} ; \quad (4.56)$$

$$L_A = \frac{L_{DD} + L_{QQ}}{2} ; \quad \ell_A = \frac{L_{DD} - L_{QQ}}{2} . \quad (4.57)$$

Cu asterisc s-au notat fazorii spațiali complex conjugați. De remarcat că mărimile  $R_A, L_e, M_A$  și  $L_A$ , calculate ca semisume ale parametrilor longitudinali și transversali corespunzători, au semnificațiile unor valori medii.

Sistemul (4.53) trebuie completat cu ecuațiile aferente componentelor omopolare:

$$u_o = R_s i_o + \frac{d\Psi_o}{dt} ; \quad (4.58)$$

$$\Psi_o = L_o i_o .$$

Importanța sistemului de ecuații (4.53), scris cu ajutorul fazorilor spațiali, constă în aceea că permite orice transformare de coordonate, inclusiv pe cea inversă-de la coordonate rectangulare rotite la coordonate trifazate, ceea ce ar putea fi util pentru determinarea condițiilor în care o mașină trifazată cu dublă alimentare ar fi echivalentă funcțional cu o mașină sincronă. De asemenea, se poate aprecia că studiul mașinilor electrice cu ajutorul fazorilor spațiali oferă o imagine mult mai sintetică și deci mai generală, care poate fi deosebit de utilă după stabilirea unei modalități concrete de interpretare. Fără îndoială, descrierea globală a comportării mașinilor electrice cu ajutorul fazorilor spațiali va permite înțelegerea mai ușoară a fenomenelor electromagnetice și energetice din mașinile electrice de curent alternativ. Este de menționat lucrarea de sinteză [77] care, pornind de la utilizarea fazorilor spațiali ca instrument matematic, ajunge pînă la



reprezentarea lor pentru situații caracteristice din funcționarea mașinilor și la interpretarea, pe această bază, a comportării de ansamblu a sistemelor de acționare.

În figura 4.6 este reprezentat fazorul spațial general  $\underline{g}_s$ , componentele acestuia după sistemele de axe ortogonale  $dOq$  și  $(dOq)_\vartheta$  și fazorii spațiali complex conjugăți corespunzători; axele  $Od$  și  $Oq_\vartheta$  sînt adoptate ca axe reale, iar  $Oq$  și  $Oq_\vartheta$  - ca axe imaginare.

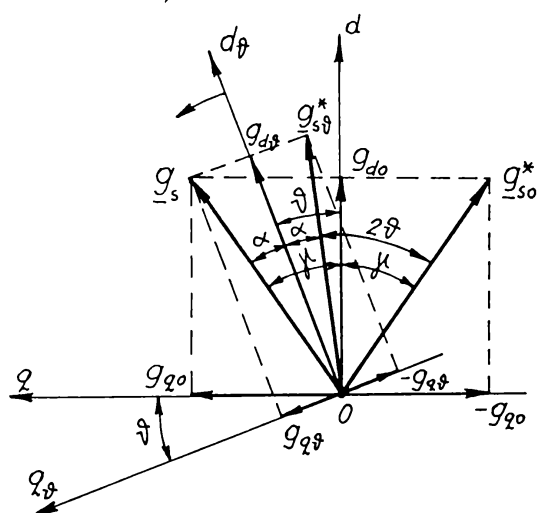


Fig.4.6. Explicativă la determinarea efectului rotirii axelor pentru fazorul spațial complex conjugat.

De remarcat că fazorul spațial este unic, indiferent de sistemul de referință, în timp ce componentele diferă în raport cu sistemul de referință. În consecință, fazorii spațiali complex conjugăți sînt diferiți după diferite sisteme de referință, fiind necesară precizarea, prin indici, a sistemului de referință în raport cu care se determină fazorul spațial complex conjugat. În cele ce urmează, indicarea sistemului de referință la care se consideră raportarea fazorului spațial se face prin următorii indici:

- „o”, pentru sistemul  $dOq$  fix în raport cu statorul, avînd axa  $d$  în axa fazei „a” statorice;
- „ $\vartheta$ ”, pentru sistemul  $(dOq)_\vartheta$ , rotit în raport cu sistemul  $dOq$  cu unghiul  $\vartheta$ .

Cei doi fazorii spațiali complex conjugăți sînt  $\underline{g}_{so}^*$ , în raport cu sistemul  $dOq$  fix, și  $\underline{g}_{s\vartheta}^*$  - în raport cu sistemul  $(dOq)_\vartheta$ . Relațiile de legătură între aceștia, precum și între aceștia și fazorul spațial  $\underline{g}_s$  pot fi determinate analitic, folosind expresiile în complex a fazorilor și a operatorilor de rotire, sau ținînd seama de construcția grafică din figura 4.6, care permite obținerea cu ușurință a modulului și fazei fiecărui fazor. Evident, cînd raportarea se face la sistemul fix, faza este determinată de unghiul  $\gamma$ , iar cînd raportarea se face la sistemul  $(dOq)_\vartheta$  mobil, în expresia fazei apare și unghiul de rotire  $\vartheta$ . Dintre unghiurile marcate în figura 4.6, numai două sînt independente, existînd relația de legătură

$$\alpha = \gamma - \vartheta. \quad (4.59)$$

În baza celor de mai sus, fazorii spațiali complex conjugați sînt legați de razorul spațial  $\underline{g}_s$  prin relațiile:

$$\underline{g}_{s0}^* = \underline{g}_s e^{-2j\gamma} \quad ; \quad (4.60)$$

$$\underline{g}_s^* = \underline{g}_{s0} e^{2j(\vartheta-\gamma)} \quad , \quad (4.61)$$

după cum raportarea se face la sistemul ortogonal fix, respectiv mobil.

De asemenea, se obține imediat relația de legătură între cei doi fazorii spațiali complex conjugați sub forma

$$\underline{g}_{s\vartheta}^* = \underline{g}_{s0}^* e^{2j\vartheta} \quad , \quad (4.62)$$

relație care justifică observațiile că unghiul dintre cei doi fazorii spațiali complex conjugați variază în timp și că, în decursul unei rotații, razorii spațiali  $\underline{g}_{s\vartheta}^*$ ,  $\underline{g}_{s0}^*$  și  $\underline{g}_s$  se suprapun la  $\vartheta=0$  și  $\vartheta=\pi$ .

Din cele de mai sus rezultă că, fazorul  $\underline{g}_s$  și axa  $d\vartheta$  se rotesc sincron ( $\alpha = \gamma - \vartheta = \text{ct.}$ ), fazorii  $\underline{g}_s$  și  $\underline{g}_{s\vartheta}$  sînt ficși în raport cu sistemul  $(dOq)_{\vartheta}$ , iar în raport cu sistemul  $(dOq)_0$  se rotesc cu viteza  $d\vartheta/dt$ , în sensul considerat pozitiv. În aceleași condiții, fazorul spațial complex conjugat  $\underline{g}_{s0}^*$  se rotește în sens negativ cu viteza

$$-\frac{d\vartheta}{dt} = -\frac{d\gamma}{dt} \quad , \quad (4.63)$$

în raport cu sistemul  $(dOq)_0$ .

Inmulțind ecuația a patra cu  $e^{j\vartheta}$  și ținînd seama de relația (4.61), se obține pentru fluxul statoric raportat la sistemul de coordonate legat de stator (fix) expresia

$$\underline{\Psi}_s = L_e \underline{i}_s + l_e \underline{i}_s e^{j(3\vartheta-\gamma_s)} + M_{E-E0} \underline{i}_{E0} + M_{A-A0} \underline{i}_{A0} + m_{A-A0} \underline{i}_{A0} e^{j(3\vartheta-\gamma_A)} \quad , \quad (4.64)$$

în care cu  $\gamma_s$  și  $\gamma_A$  s-au notat fazele fazorilor spațiali ai curenților statorici, respectiv de amortizare, în raport cu axa fixă 0 (v.fig.4.6).

Ecuațiile fluxurilor de excitație și amortizare rămînd raportate la sistemul  $(dOq)_{\vartheta}$  și exprimînd fazorii spațiali complex conjugați în raport cu fazorii spațiali în baza relației (4.61), rezultă ecuațiile:

$$\underline{\Psi}_E = \frac{3}{4} M_{E-s\vartheta} \underline{i}_s \left[ 1 + e^{2j(\vartheta-\gamma_s)} \right] + L_{EE} \underline{i}_E + \frac{L_{DE}}{2} \underline{i}_A \left[ 1 + e^{2j(\vartheta-\gamma_A)} \right] \quad ; \quad (4.65)$$

$$\Psi_{-A} = \frac{3}{2} \left[ M_A + m_A e^{2j(\vartheta - \gamma_s)} \right] i_{-s\vartheta} + L_{DE} i_E + \left[ L_A + l_A e^{2j(\vartheta - \gamma_A)} \right] i_{-A}. \quad (4.66)$$

Din modelul fazorial al mașinii sincrone corespunzător relațiilor (4.64)...(4.66) se poate deduce că:

- fluxul magnetic statoric  $\Psi_s$  are armonici de ordinul trei, cauzate de nesimetria mașinii cu poli aparenti (inductivitățile  $l_e$  și  $m_A$ );
- fluxul magnetic din înfășurarea de excitație  $\Psi_E$  prezintă o importantă armonică cu pulsație dublă;
- fluxul magnetic din înfășurarea de amortizare  $\Psi_A$  are componente cu pulsație dublă datorită nesimetriei mașinii.

#### 4.2.6. Ecuațiile cu mărimi raportate

Realizarea unor studii cu caracter de generalitate asupra MS necesită scrierea ecuațiilor din teoria celor două axe în mărimi raportate, adimensionale. Mărimile fizice din sistemul de ecuații (4.35) se consideră scrise cu un indice suplimentar „0”, iar mărimile raportate, definite în cele ce urmează, se disting prin faptul că nu au acest indice suplimentar [12]; această convenție se respectă în continuare pentru toate mărimile din teoria celor două axe.

Se stabilesc ca mărimi de bază pentru indus;

- pulsația nominală  $\omega_{no} = 2\pi f_{no}$ ;
- amplitudinea tensiunii nominale  $\sqrt{2} U_{no}$ ;
- amplitudinea curentului nominal  $\sqrt{2} I_{no}$ ;
- impedanța nominală  $Z_{no}$  a mașinii, definită prin raportul

$$Z_{no} = \frac{U_{no}}{I_{no}}. \quad (4.67)$$

Ecuațiile relative la înfășurările rotorice și cele ale fluxurilor magnetice se raportează în moduri diferite, alegînd în continuare mărimile de bază în raport cu obiectivele urmărite. Sînt de menționat următoarele procedee de raportare:

- sistemul „per-unit” [12], care vizează raportarea ecuațiilor rotorice astfel încît reactanțele proprii raportate ale circuitelor rotorice să aibă valoarea unu,

$$x_{EE} = x_{DD} = \bar{x}_{QQ} = 1, \quad (4.68)$$

la fel ca și reactanțele

$$x_{Dd} = x_{Ed} = x_{Qq} = 1; \quad (4.69)$$

- metoda „reactanțelor de reacție”, prezentată în [16] și denumită aici astfel deoarece condiționează stabilirea celorlalte

mărimi de bază (în afara celor relative la indus) în așa fel încât între reactanțele raportate să existe egalitățile

$$x_{Ed} = x_{dE} = x_{Dd} = x_{dD} = x_{ad} ; \quad (4.70)$$

$$x_{Qq} = x_{qQ} = x_{aq} , \quad (4.71)$$

în care  $x_{ad}$  și  $x_{aq}$  reprezintă reactanțele raportate corespunzătoare fluxurilor longitudinale, respectiv transversale, de reacție armonică fundamentală.

Ambele procedee de raportare conduc la sisteme de ecuații cu același număr de parametri, fiind deci echivalente din acest punct de vedere. În continuare, se adoptă sistemul „per-unit”.

Sistemul de ecuații cu mărimi raportate are următoarea formă „per unit”:

$$\begin{aligned} u_d &= r_s i_{sd} + \frac{d\Psi_d}{dt} - \Psi_q \frac{d\theta}{dt} ; \\ u_q &= r_s i_{sq} + \frac{d\Psi_q}{dt} + \Psi_d \frac{d\theta}{dt} ; \\ u_o &= r_s i_o + \frac{d\Psi_o}{dt} ; \\ u_E &= i_E + T_E \frac{d\Psi_E}{dt} ; \\ 0 &= i_D + T_D \frac{d\Psi_D}{dt} ; \\ 0 &= i_Q + T_Q \frac{d\Psi_Q}{dt} ; \end{aligned} \quad (4.72)$$

$$\Psi_d = x_{sd} i_{sd} + i_E + i_D ;$$

$$\Psi_q = x_{sq} i_{sq} + i_Q ;$$

$$\Psi_o = x_o i_o ;$$

$$\Psi_E = k_{dE}^2 x_{sd} i_{sd} + i_E + i_D (1 - \mu_E) ;$$

$$\Psi_D = k_{dD}^2 x_{sd} i_{sd} + i_E (1 - \mu_D) + i_D ;$$

$$\Psi_Q = k_{qQ}^2 x_{sq} i_{sq} + i_Q ;$$

$$\frac{3}{2} (\Psi_d i_{sq} - \Psi_q i_{sd}) = m_m + T_m \frac{d^2\theta}{dt^2} ;$$

expresiile mărimilor raportate, ale coeficienților și constantelor de timp sînt conform [12].

Ansamblul (4.72) al ecuațiilor cu mărimi raportate, relative la MS echivalentă, constituie un model matematic general, deosebit de potrivit pentru studiul regimurilor de funcționare ale MS. Pentru a fi utilizabil, acest model trebuie să fie completat cu domeniile de valori ale diferiților parametri care apar sub formă de coeficienți ca:

- rezistența raportată a înfășurărilor statorice  $r_s$  (0,012... ..0,07);
- reactanțele longitudinală  $x_{sd}$  (0,7...2,3), transversală  $x_{sq}$  (0,45...1,9) și omopolară  $x_o$  (0,01...0,25);
- constantele de timp  $T_E, T_D, T_Q$  și  $T_m$ ;
- coeficienții de cuplaj  
 $k_{dE}^2, k_{dD}^2$  și  $k_{qQ}^2$ ;
- coeficienții de dispersie  $\mu_E$  și  $\mu_D$ .

La rezolvarea prin metode numerice sau, în cazuri particulare, analitice a sistemului (4.72) pot fi luate în considerare următoarele subsisteme și ecuații:

- subsistemul ecuațiilor cu mărimi preponderent după axa d,

$$u_d = r_s i_{sd} + \frac{d\Psi_d}{dt} - \Psi_q \frac{d\theta}{dt};$$

$$u_E = i_E + T_E \frac{d\Psi_E}{dt};$$

$$0 = i_D + T_D \frac{d\Psi_D}{dt}; \quad (4.73)$$

$$\Psi_d = x_{sd} i_{sd} + i_E + i_D;$$

$$\Psi_E = k_{dE}^2 x_{sd} i_{sd} + i_E + i_D (1 - \mu_E);$$

$$\Psi_D = k_{dD}^2 x_{sd} i_{sd} + i_E (1 - \mu_D) + i_D;$$

- subsistemul ecuațiilor cu mărimi preponderent după axa q,

$$u_q = r_s i_{sq} + \frac{d\Psi_q}{dt} + \Psi_d \frac{d\theta}{dt};$$

$$0 = i_Q + T_Q \frac{d\Psi_Q}{dt}; \quad (4.74)$$

$$\Psi_q = x_{sq} i_{sq} + i_Q;$$

$$\Psi_Q = k_{qQ}^2 x_{sq} i_{sq} + i_Q;$$

- subsistemul ecuațiilor cu mărimile omopolare

$$u_o = r_s i_o + \frac{d\Psi_o}{dt} ; \quad (4.75)$$

$$\Psi_o = x_o i_o ;$$

- ecuația de mișcare,

$$\frac{3}{2} (\Psi_d i_{sq} - \Psi_q i_{sd}) = m_m + T_m \frac{d^2\theta}{dt^2} . \quad (4.76)$$

Ecuatii ale subsistemelor (4.73) și (4.74), precum și ecuația de mișcare au unele mărimi comune. Acestea reprezintă așa numitele legături încrucișate între sistemele de mărimi după axele  $d$  și  $q$ . Subsistemul ecuațiilor cu mărimile omopolare se poate rezolva întotdeauna independent de celelalte ecuații și admite soluții analitice generale. Celelalte ecuații pot fi grupate în vederea rezolvării lor, în diferite moduri, corespunzător valorii și variației vitezei de rotație.

a) Viteză nulă ( $d\theta/dt=0$ ), adică regim de motor oprit. Rezolvarea ecuațiilor se face pe cele două subsisteme (4.73) și (4.74);

b) Viteză constantă ( $d\theta/dt=ct.=0$ ), ceea ce corespunde situației de regim permanent (sau regim tranzitoriu electromagnetic). Subsistemele (4.73) și (4.74) se rezolvă împreună, iar ecuația de mișcare (4.76) este de verificare;

c) Viteză variabilă ( $d^2\theta/dt^2 \neq 0$ ), deci cazul de regim tranzitoriu; subsistemele (4.73) și (4.74) se rezolvă împreună cu ecuația mișcării (4.76).

#### 4.2.7. Modelul fazorial cu mărimi raportate

Sistemul de ecuații cu mărimi raportate poate fi transcris sub formă fazorială. Păstrînd convenția de notare a mărimilor raportate, introdusă la începutul paragrafului 4.2.6, ecuațiile (4.72) pot fi scrise concentrat, cu utilizarea fazorilor spațiali, astfel:

$$\underline{u}_{s\theta} = r_s \underline{i}_{s\theta} + \frac{d\underline{\Psi}_{s\theta}}{dt} + j \frac{d\theta}{dt} \underline{\Psi}_{s\theta} ;$$

$$\underline{u}_E = \underline{i}_E + T_E \frac{d\underline{\Psi}_E}{dt} ; \quad (4.77)$$

$$0 = \underline{i}_A + T_A \frac{d\underline{\Psi}_A}{dt} + \Delta T_A \frac{d\underline{\Psi}_A^*}{dt} ;$$

$$\underline{\Psi}_{s\theta} = x_{sm} \underline{i}_{s\theta} + \Delta x_s \underline{i}_{s\theta}^* + \underline{i}_E + \underline{i}_A ;$$

$$\underline{\Psi}_E = \frac{k_{dE}^2 x_{sd}}{2} (\underline{i}_{s\vartheta} + \underline{i}_{s\vartheta}^*) + \underline{i}_E + \frac{1-\mu_E}{2} (\underline{i}_A + \underline{i}_A^*);$$

$$\underline{\Psi}_A = K_{sA} \underline{i}_{s\vartheta} + \Delta K_{sA} \underline{i}_{s\vartheta}^* + (1-\mu_D) \underline{i}_E + \underline{i}_A.$$

Pentru simplificarea scrierii ecuațiilor cu fazori spațiali a fost necesară introducerea următoarelor notații

$$\begin{aligned} T_A &= \frac{T_D + T_Q}{2} \quad ; \quad \Delta T_A = \frac{T_D - T_Q}{2} \quad ; \\ x_{sm} &= \frac{x_{sd} + x_{sq}}{2} \quad ; \quad \Delta x_s = \frac{x_{sd} - x_{sq}}{2} \quad ; \quad (4.78) \\ K_{sA} &= \frac{k_{dD}^2 x_{sd} + k_{qQ}^2 x_{sq}}{2} \quad ; \quad \Delta K_{sA} = \frac{k_{dD}^2 x_{sd} - k_{qQ}^2 x_{sq}}{2} \quad , \end{aligned}$$

care scot în evidență existența unor termeni care redau funcționarea medie a circuitelor și a altora care țin seama de nesimetria mașinii după cele două axe d și q.

Transcrierea cu fazori spațiali a ecuațiilor din sistemul (4.77) s-a făcut în baza aceluiași considerații care au condus la obținerea modelului fazorial complet, cu mărimi neraportate, a mașinii echivalente mașinii sincrone. Evident asupra ecuațiilor (4.77) cu fazori spațiali pot fi aplicate toate operațiile de transformare ale sistemelor de coordonate, aceste transformări neafectînd modulul fazorilor. Este posibil astfel un studiu general al MS cu ajutorul fazorilor spațiali exprimați în unități relative, particularizarea rezultatelor fiind ușor de făcut apoi pentru cazuri concrete.

#### 4.2.8. Sistemul de ecuații relativ la fluxuri

Pentru reducerea numărului de ecuații diferențiale s-a adoptat exprimarea ecuațiilor din sistemul (4.72) în raport cu fluxurile magnetice. Din ecuațiile fluxurilor s-au determinat mai întîi expresiile curenților:

$$i_{sd} = \frac{(\mu_D \mu_E - \mu_E - \mu_D) \Psi_d + \mu_D \mu_E \Psi_D}{(\mu_D \mu_E - \mu_E - \mu_D + \mu_E k_{dD}^2 + \mu_D k_{dE}^2) x_{sd}} \quad ; \quad (4.79)$$

$$i_{sq} = \frac{\Psi_q - \Psi_Q}{(1 - k_{qQ}^2) x_{sq}} \quad ; \quad (4.80)$$

$$i_E = \frac{[k_{dE}^2 - k_{dD}^2(1-\mu_E)]\Psi_d + (k_{dD}^2 - 1)\Psi_E + [(1-\mu_E) - k_{dE}^2]\Psi_D}{\mu_D\mu_E - \mu_D - \mu_E + \mu_E k_{dD}^2 + \mu_D k_{dE}^2} ; \quad (4.81)$$

$$i_D = \frac{[k_{dD}^2 - k_{dE}^2(1-\mu_D)]\Psi_d + [(1-\mu_D) - k_{dD}^2]\Psi_E + (k_{dE}^2 - 1)\Psi_D}{\mu_D\mu_E - \mu_E - \mu_D + \mu_E k_{dD}^2 + \mu_D k_{dE}^2} . \quad (4.82)$$

$$i_Q = \frac{k_{qQ}^2 \Psi_q + \Psi_Q}{1 - k_{qQ}^2} ; \quad (4.83)$$

$$i_o = \frac{\Psi_o}{x_o} . \quad (4.84)$$

Scrierea simplificată a ecuațiilor MS în raport cu fluxurile magnetice a necesitat introducerea următoarelor notații pentru coeficienții fluxurilor, din relațiile (4.79)...(4.84):

$$B_{dd} = \frac{\mu_E + \mu_D - \mu_E \mu_D}{\mu_E + \mu_D - \mu_E \mu_D - \mu_E k_{dD}^2 - \mu_D k_{dE}^2} ; \quad (4.85)$$

$$B_{Ed} = \frac{\mu_D}{\mu_E + \mu_D - \mu_E \mu_D - \mu_E k_{dD}^2 - \mu_D k_{dE}^2} ; \quad (4.86)$$

$$B_{Dd} = \frac{\mu_E}{\mu_E + \mu_D - \mu_E \mu_D - \mu_E k_{dD}^2 - \mu_D k_{dE}^2} ; \quad (4.87)$$

$$B_{dE} = \frac{k_{dD}^2(1-\mu_E) - k_{dE}^2}{\mu_E + \mu_D - \mu_D \mu_E - \mu_E k_{dD}^2 - \mu_D k_{dE}^2} ; \quad (4.88)$$

$$B_{DE} = \frac{(1-\mu_E) - k_{dE}^2}{\mu_E + \mu_D - \mu_D \mu_E - \mu_E k_{dD}^2 - \mu_D k_{dE}^2} ; \quad (4.89)$$

$$B_{EE} = \frac{1 - k_{dD}^2}{\mu_E + \mu_D - \mu_E \mu_D - \mu_E k_{dD}^2 - \mu_D k_{dE}^2} ; \quad (4.90)$$

$$B_{dD} = \frac{k_{dD}^2 - k_{dE}^2(1-\mu_D)}{\mu_E + \mu_D - \mu_E \mu_D - \mu_E k_{dD}^2 - \mu_D k_{dE}^2} ; \quad (4.91)$$



$$B_{ED} = \frac{(1-\mu_D) - k_{dD}^2}{\mu_E + \mu_D - \mu_E \mu_D - \mu_E k_{dD}^2 - \mu_D k_{dE}^2} ; \quad (4.92)$$

$$B_{DD} = \frac{1 - k_{dE}^2}{\mu_E + \mu_D - \mu_E \mu_D - \mu_E k_{dD}^2 - \mu_D k_{dE}^2} ; \quad (4.93)$$

$$B_{qq} = B_{QQ} = B_{Qq} = \frac{1}{1 - k_{qQ}^2} ; \quad (4.94)$$

$$B_{qQ} = \frac{k_{qQ}^2}{1 - k_{qQ}^2} . \quad (4.95)$$

Cu aceste notații, ecuațiile (4.79)...(4.84) ale curenților în raport cu fluxurile devin următoarele:

$$\begin{aligned} i_{sd} &= \frac{1}{x_{sd}} (B_{dd} \Psi_d - B_{Ed} \Psi_E - B_{Dd} \Psi_D) ; \\ i_{sq} &= \frac{1}{x_{sq}} B_{qq} (\Psi_q - \Psi_Q) ; \\ i_E &= B_{dE} \Psi_d + B_{EE} \Psi_E - B_{DE} \Psi_D ; \\ i_D &= -B_{dD} \Psi_d - B_{ED} \Psi_E + B_{DD} \Psi_D ; \\ i_Q &= -B_{qQ} \Psi_q + B_{QQ} \Psi_Q ; \\ i_o &= \frac{1}{x_o} \Psi_o . \end{aligned} \quad (4.96)$$

Sistemul de ecuații diferențiale liniare, de ordinul întâi, al mașinii echivalente MS poate fi acum scris numai în raport cu fluxurile magnetice:

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_d}{dt} &= u_d + \frac{r_s}{x_{sd}} (-B_{dd} \Psi_d + B_{Ed} \Psi_E + B_{Dd} \Psi_D) + \Psi_q \Omega ; \\ \frac{d\Psi_E}{dt} &= \frac{1}{T_E} (u_E - B_{dE} \Psi_d - B_{EE} \Psi_E + B_{DE} \Psi_D) ; \\ \frac{d\Psi_D}{dt} &= \frac{1}{T_D} (B_{dD} \Psi_d + B_{ED} \Psi_E - B_{DD} \Psi_D) ; \\ \frac{d\Psi_q}{dt} &= u_q + \frac{r_s B_{qq}}{x_{sq}} (-\Psi_q + \Psi_Q) ; \end{aligned} \quad (4.97)$$

$$\frac{d\Psi_Q}{dt} = \frac{1}{T_Q} (B_{qQ} \Psi_q - B_{QQ} \Psi_Q);$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{3}{2T_m} \left[ \left( \frac{B_{qq}}{x_{sq}} - \frac{B_{dd}}{x_{sd}} \right) \Psi_d \Psi_q + \frac{1}{x_{sd}} (B_{Ed} \Psi_E + B_{Dd} \Psi_D) \Psi_q - \frac{B_{qq}}{x_{sq}} \Psi_d \Psi_Q \right] - \frac{m_m}{T_m};$$

$$\frac{d\mathcal{J}}{dt} = \Omega;$$

$$\frac{d\Psi_o}{dt} = u_o - \frac{r_s}{x_o} \Psi_o.$$

Cele opt ecuații care formează sistemul (4.97) stau la baza alcătuirii subrutinei „ECMOS” din cadrul programelor pe calculator, iar relațiile (4.96) sînt incluse în subrutina „AMPER” pentru determinarea valorilor curenților.

#### 4.3. Cuplul electromagnetic al MS

Conform [12,20] expresia cuplului electromagnetic este:

$$M = p(\Psi_d i_q - \Psi_q i_d). \quad (4.98)$$

Exprimarea puterii instantanee cu ajutorul fazorilor spațiali pornește de la următoarea relație, cu caracter general, dintre componentele fazorilor spațiali ai tensiunii și curentului (de ex. pentru stator):

$$p_s(t) = u_{sa} i_{sa} + u_{sb} i_{sb} + u_{sc} i_{sc} = \frac{3}{2} (u_{sd} i_{sd} + u_{sq} i_{sq}) + 3u_o i_o. \quad (4.99)$$

Expresia (4.99) poate fi scrisă mai concentrat utilizînd fazorii spațiali

$$p_s(t) = \frac{3}{2} \operatorname{Re}(\underline{u}_s \underline{i}_s^*) + 3u_o i_o. \quad (4.100)$$

Procedînd similar și pentru rotor și înlocuind fazorii spațiali ai tensiunilor cu expresiile lor din ecuațiile tensiunilor (v. rel. 4.53), se obține pentru puterea mecanică a motorului expresia 20 :

$$p_m(t) = \frac{3}{2} \operatorname{Re}(j \omega \Psi_s \underline{i}_s^*) = \frac{3}{2} \operatorname{Im}(\omega \Psi_s^* \underline{i}_s). \quad (4.101)$$

Împărțind prin  $\omega$  și multiplicînd cu numărul perechilor de poli, se obține expresia generală a cuplului electromagnetic, scrisă cu ajutorul fazorilor spațiali

$$m_e(t) = \frac{3}{2} p \operatorname{Im}(\Psi_s^* i_s), \quad (4.102)$$

relație pe baza căreia se poate demonstra ușor invariabilitatea cuplului la transformarea sistemului de coordonate.

Relațiile (4.98) și (4.102) sînt identice din punct de vedere valoric. Diferențele formale dintre acestea prilejuiesc următoarele concluzii privind mărimile fizice caracteristice MS reale și echivalente:

- curenții  $i_{sd}$  și  $i_{sq}$  sînt mai potriviți decît  $i_d$  și  $i_q$  de a fi considerați ca și curenți din înfășurările mobile  $d$  și  $q$  ale mașinii echivalente. În acest caz, în sistemul (4.22) n-ar mai trebui afectați parametri de circuit, ca rezistențe și inductivități, care apar în ecuații drept coeficienți ai acestora, cu factorul  $\frac{2}{m}$  (respectiv  $\frac{2}{3}$  pentru  $m=3$ ), fapt care nu se justifică fizic;

- mărimile fizice corespunzătoare mașinii echivalente MS sînt cele date de componentele fazorilor spațiali respectivi;

- factorul  $\frac{3}{2}$  din relațiile (4.100)...(4.102) este justificat matematic prin transformarea dată de relația (4.99), care poate fi privită ca o relație generală. Aceasta explică și faptul că, la obținerea ecuațiilor de transformare a tensiunilor și fluxurilor, din condițiile de echivalență a puterilor electrice, respectiv a energiilor magnetice, cu luarea în considerare a curenților  $i_d$  și  $i_q$  drept curenți echivalenți (de fapt de  $\frac{3}{2}$  ori mai mari decît  $i_{sd}$ , respectiv  $i_{sq}$ ), s-a ajuns tocmai la componentele fazorilor spațiali al tensiunii, respectiv al fluxului magnetic [12].

## Capitolul 5 STUDIUL UNOR REGIMURI DE FUNCTIONARE ALE SISTEMULUI CCV-MS

### 5.1. Regimul tranzitoriu la cuplarea înfășurării de excitație a MS.

Studiul regimului tranzitoriu la cuplarea înfășurării de excitație sub tensiune, în condițiile  $\Omega=0$  și înfășurarea indusului deschisă, este necesar pentru determinarea condițiilor inițiale la cuplarea sub tensiune a înfășurărilor indusului, avînd în vedere că ordinea punerii sub tensiune este aceasta. Sînt menționate aplicații [37], la care este recomandată respectarea unei asemenea succesiuni de operații la pornirea acționărilor cu MS. Justificarea acestui procedeu este faptul că procesul tranzitoriu la cuplarea înfășurării de excitație se desfășoară cu constante de timp mai mari și dacă punerea sub tensiune a înfășurărilor de excitație și a indusului s-ar face simultan, procesul tranzitoriu din înfășurările indusului, care este mult mai solicitant pentru motor, s-ar prelungi inutil.

Fenomenele care au loc în MS, la cuplarea înfășurării de excitație în condițiile specificate, sînt descrise de subsistemul (4.73) al ecuațiilor cu mărimi după axa  $d$ , care particularizat la problema în studiu are forma:

$$\begin{aligned} u_E &= i_E + T_E \frac{d\Psi_E}{dt} ; \\ 0 &= i_D + T_D \frac{d\Psi_D}{dt} ; \end{aligned} \quad (5.1)$$

$$\Psi_E = i_E + i_D(1 - \mu_E);$$

$$\Psi_D = i_E(1 - \mu_D) + i_D ,$$

obținută din (4.73) cu condițiile  $i_{sd}=0$  (înfășurarea indusului deschisă) și  $d\vartheta/dt=0$ . Celelalte două ecuații din subsistemul (4.73) devin relații de calcul al fluxului magnetic  $\Psi_d$  și al tensiunii induse  $u_d$  în înfășurarea deschisă a indusului:

$$\begin{aligned}\Psi_d &= i_E + i_D ; \\ u_d &= \frac{d\Psi_d}{dt} .\end{aligned}\quad (5.2)$$

Din ecuațiile (5.1) se poate deduce sistemul de ecuații relativ la fluxurile  $\Psi_E$  și  $\Psi_D$ :

$$\begin{aligned}\frac{d\Psi_E}{dt} &= u_{Er} - a_1 \Psi_E + b_1 \Psi_D ; \\ \frac{d\Psi_D}{dt} &= a_2 \Psi_E - b_2 \Psi_D ;\end{aligned}\quad (5.3)$$

în care  $u_{Er} = \frac{u_E}{T_E} = \frac{u_{E0}}{\sqrt{2}U_{no}}$  reprezintă tensiunea de excitație relativă, iar coeficienții  $a_1, b_1, a_2$  și  $b_2$  sînt definiți sub forma:

$$\begin{aligned}a_1 &= \frac{1}{T_E(\mu_E + \mu_D - \mu_E\mu_D)} ; & b_1 &= \frac{1 - \mu_E}{T_E(\mu_E + \mu_D + \mu_E\mu_D)} ; \\ a_2 &= \frac{1 - \mu_D}{T_D(\mu_E + \mu_D - \mu_E\mu_D)} ; & b_2 &= \frac{1}{T_D(\mu_E + \mu_D + \mu_E\mu_D)} .\end{aligned}\quad (5.4)$$

Sistemul (5.3) poate fi rezolvat analitic utilizînd transformata Laplace sau prin metode numerice.

Procedînd la transformata Laplace a ecuațiilor (5.3), apoi la dezvoltarea în fracții simple a imaginilor  $\Psi_E(s)$  și  $\Psi_D(s)$ , se obțin în final următoarele relații generale de determinare a variației în timp a fluxurilor magnetice  $\Psi_E(t)$  și  $\Psi_D(t)$ , la cuplarea înfășurării de excitație sub tensiunea  $u_E$  (în mărimi raportate per-unit):

$$\begin{aligned}\Psi_E(t) &= u_E \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{t}{T_{rd}}\right) \operatorname{ch}\left(t \sqrt{\frac{1}{T_{rd}^2} - \frac{1}{\tau_{rd}^2}}\right) \right. \\ &\quad \left. \left[ 1 + \frac{\frac{1}{T_{rd}} - \frac{1}{T_E}}{\sqrt{\frac{1}{T_{rd}^2} - \frac{1}{\tau_{rd}^2}}} \cdot \operatorname{th}\left(t \sqrt{\frac{1}{T_{rd}^2} - \frac{1}{\tau_{rd}^2}}\right) \right] \right\} ;\end{aligned}\quad (5.5)$$

$$\Psi_D(t) = (1-\mu_D)u_E \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{t}{T_{rd}}\right) \operatorname{ch}\left(t \sqrt{\frac{1}{T_{rd}^2} - \frac{1}{\tau_{rd}^2}}\right) \cdot \right. \\ \left. \cdot \left[ 1 + \frac{1}{T_{rd} \sqrt{\frac{1}{T_{rd}^2} - \frac{1}{\tau_{rd}^2}}} \operatorname{th}\left(t \sqrt{\frac{1}{T_{rd}^2} - \frac{1}{\tau_{rd}^2}}\right) \right] \right\}, \quad (5.6)$$

în care:

$$\frac{1}{T_{rd}} = \frac{1}{\mu_E + \mu_D - \mu_E \mu_D} \cdot \frac{1}{2} \left( \frac{1}{T_E} + \frac{1}{T_D} \right); \quad (5.7)$$

$$\tau_{rd} = \sqrt{(\mu_E + \mu_D - \mu_E \mu_D) T_E T_D}. \quad (5.8)$$

Din sistemul (5.1) se exprimă curenții  $i_E$  și  $i_D$  în funcție de fluxurile  $\Psi_E$  și  $\Psi_D$  și, folosind expresiile acestora (5.5), respectiv (5.6), se determină relațiile de calcul ale curenților:

$$i_E = u_E \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{t}{T_{rd}}\right) \operatorname{ch}\left(t \sqrt{\frac{1}{T_{rd}^2} - \frac{1}{\tau_{rd}^2}}\right) \cdot \right. \\ \left. \cdot \left[ 1 + \frac{\frac{1}{2(\mu_E + \mu_D - \mu_E \mu_D)} \left(\frac{1}{T_D} - \frac{1}{T_E}\right)}{\sqrt{\frac{1}{T_{rd}^2} - \frac{1}{\tau_{rd}^2}}} \cdot \operatorname{th}\left(t \sqrt{\frac{1}{T_{rd}^2} - \frac{1}{\tau_{rd}^2}}\right) \right] \right\}; \quad (5.9)$$

$$i_D = -\frac{u_E}{T_E} \frac{1-\mu_D}{\mu_E + \mu_D - \mu_E \mu_D} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{T_{rd}^2} - \frac{1}{\tau_{rd}^2}}} \exp\left(-\frac{t}{T_{rd}}\right) \cdot \\ \cdot \operatorname{sh}\left(t \sqrt{\frac{1}{T_{rd}^2} - \frac{1}{\tau_{rd}^2}}\right). \quad (5.10)$$

Cu relațiile (5.2), (5.9) și (5.10) se determină expresiile fluxului  $\Psi_d$  și a tensiunii  $u_d$  induse în înfășurarea din axa d.

Pentru comparație, sistemul (5.3) a fost rezolvat printr-o metodă numerică (Runge-Kutta-Gill), programul (CINFEX-HP) fiind prezentat în anexa 2. Variațiile mărimilor fizice caracteristice regimului de conectare a înfășurării de excitație sînt reprezentate

în figura 5.1, așa cum au fost trasate la înregistratorul în coordonate (plotter), pentru următorul set de date:  $u_{Er}=0,013$ ,  $T_E=1880$ ,  $\mu_E=0,1$ ,  $\mu_D=0,02$ ,  $T_D=T_E/4$ ,  $f_{no}=50$  Hz. Valorile coincid perfect cu cele obținute prin înlocuire în relațiile (5.5), (5.6), (5.9) și (5.10), dovedind atât justetea valorii pasului de integrare și cât și a relațiilor deduse.

Tot cu ajutorul programului pe calculator s-au trasat mai multe curbe  $i_E(t)$ , pentru diferite valori ale tensiunii de excitație relative  $u_{Er}$  și ale constantei de timp  $T_E$  a înfășurării de excitație. Familia de curbe  $i_E(t)$  este reprezentată în figura 5.2.

Studiul cuplării sub tensiune a înfășurării de excitație a MS permite formularea următoarelor concluzii și observații:

- fluxurile de excitație  $\Psi_E$  și statoric  $\Psi_d$  au valori foarte apropiate și tind asimptotic spre valoarea  $u_E$  (mărimi raportate per-unit);

- inițial, fluxul statoric  $\Psi_d$  este mai apropiat ca valoare de fluxul din înfășurarea de amortizare  $\Psi_D$ , pentru ca apoi să se apropie valoric tot mai mult de  $\Psi_E$ ;

- panta în origine a curbei fluxului de excitație  $\Psi_E(t)$  este egală cu tensiunea de excitație relativă  $u_{Er}$

$$\Psi_E'(0) = \frac{u_E}{T_E} = u_{Er} ; \quad (5.11)$$

- panta în origine a curbei curentului de excitație este

$$i_E'(0) = \frac{u_E}{T_E(\mu_D + \mu_E - \mu_E\mu_D)} , \quad (5.12)$$

deci mai mare decât a fluxului magnetic (rel.5.11), avînd în vedere că paranteza de la numitorul relației (5.12) este subunitară;

- după o primă porțiune cu panta dată de relația (5.12), curba  $i_E(t)$  schimbă vizibil panta (aproximativ la  $t=100$ , v.fig.5.2);

- curentul din înfășurarea de amortizare  $i_D$  rezultă cu valori negative, prezentînd o variație specifică cu un minim imediat după conectare și o atenuare treptată în timp;

- tensiunea indusă în înfășurarea statorică poate avea valori periculoase imediat după conectarea înfășurării de excitație, mai ales dacă tensiunea nominală a înfășurărilor statorului este ridicată;

- regimul tranzitoriu poate fi considerat încheiat după un timp relativ de aproximativ  $6T_E$ .

Este de remarcat posibilitatea folosirii relațiilor deduse la determinarea unor parametri ai MS, avînd în vedere că dependențele  $i_E(t)$  și  $u_s(t)$  pot fi oscilografiate.

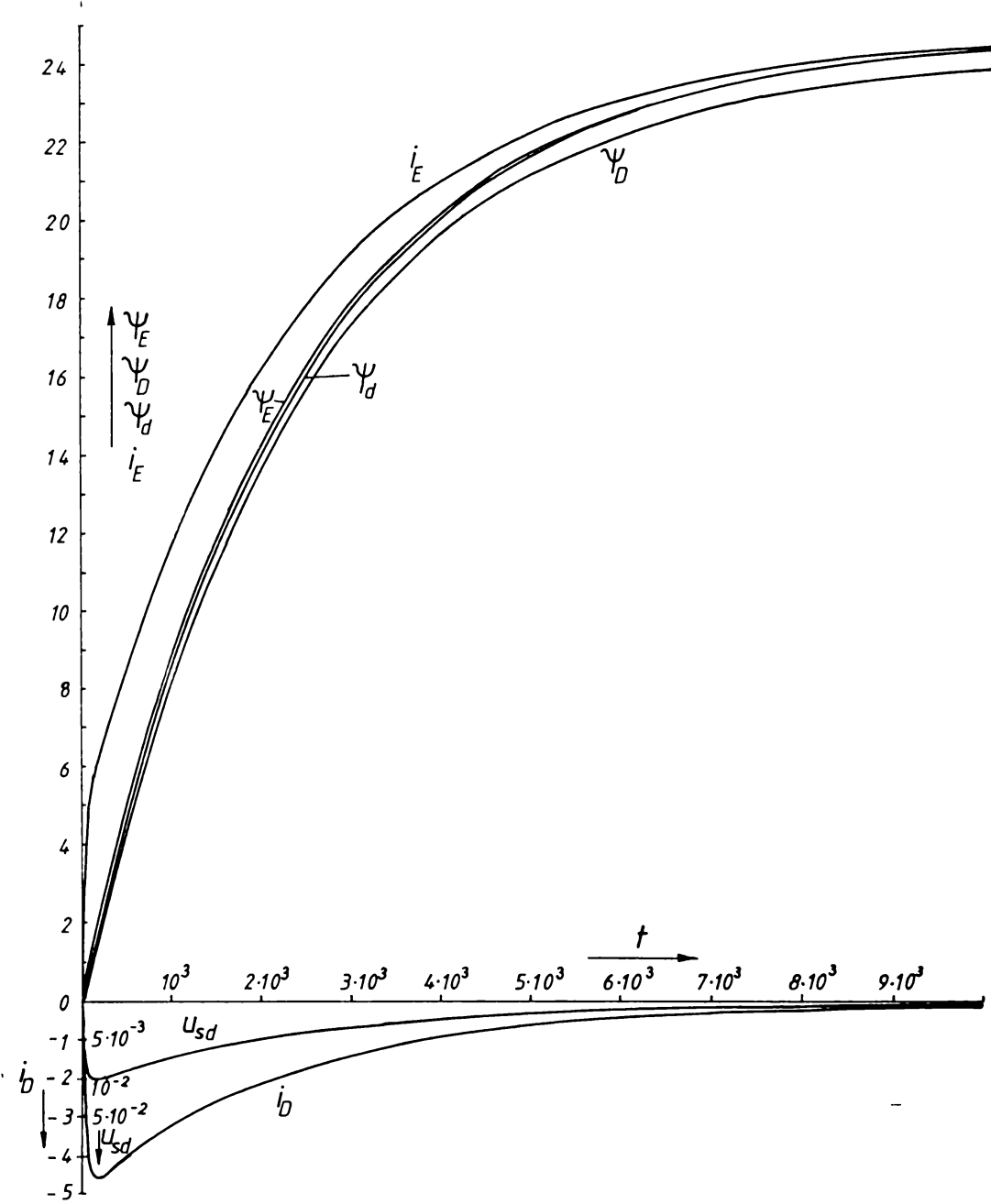


Fig.5.1. Variațiile mărimilor caracteristice la cuplarea sub tensiune a înfășurării de excitație a MS, în condițiile  $\Omega = 0$  și înfășurarea indusului deschisă ( $u_E = 24,44$ ).



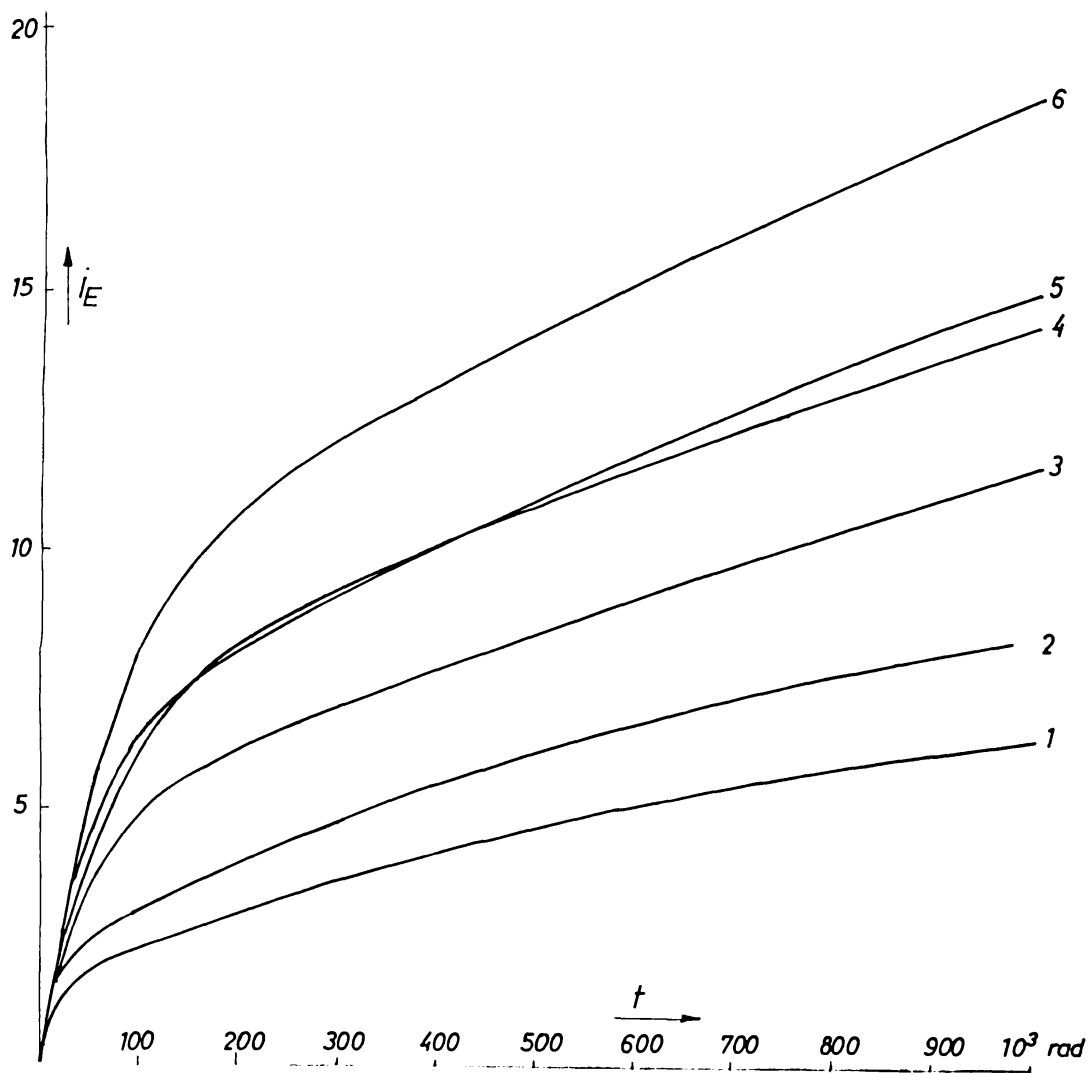


Fig.5.2. Familia de curbe  $i_E(t)$  la cuplarea înfășurării de excitație a MS în condițiile  $\Omega = 0$  și înfășurarea indusului deschisă:  $T_E = 630$  (curbele 1 și 2);  $T_E = 1880$  (curbele 3 și 4);  $T_E = 2830$  (curbele 5 și 6);  $u_{Er} = 0,013$  (curbele 1,3 și 5);  $u_{Er} = 0,017$  (curbele 2,4 și 6);  $T_D = 0,25 T_E$ .

## 5.2. Modelarea numerică a sistemului CCV-MS

### 5.2.1. Programe și subrutine

Dată fiind multitudinea problemelor legate de funcționarea MS alimentat de la CCV, puterile mari reclamate de aplicațiile concrete și efectele importante ale oricăror rezultate pozitive, modelarea numerică a sistemului CCV-MS se impune ca instrument de studiu și cercetare.

Programele elaborate au fost orientate pe aspectele de interes ale funcționării sistemului de acționare sau ale unor elemente din compunerea acestuia. Principalele programe și subrutine utilizate sînt următoarele (între paranteze este precizat tipul calculatorului utilizat):

- programul FIMACT (HP), care modelează funcționarea sistemului CCV-MS la flux magnetic constant, avînd subrutina DES pentru trasarea grafică a curbelor de reglare;

- programul ACMOEL (CORAL), reprezentînd modelul matematic al acționării MS cu colector static de tip I (varianta  $i_{sd}=0$ ) și care apelează subrutina SRKG de rezolvare numerică a sistemelor de ecuații diferențiale de ordinul întâi;

- programul CCV (HP) constituie modelul matematic al cicloconvectorului, realizînd o descriere globală a funcționării acestuia prin generarea caracteristicii intrare-ieșire. Se calculează totodată componentele după axele  $d, q, 0$  ale fazorului spațial al tensiunilor de ieșire;

- programul FOURIER (CORAL și HP) permite calculul componentelor armonice ale mărimilor periodice, nesinusoidale, care caracterizează comportarea sistemului CCV-MS;

- programul APOLAG (FELIX și HP) pentru determinarea polinomului de interpolare Lagrange corespunzător mărimilor funcționale cu o variație determinată experimental sau impusă;

- programul CINFEX (HP) pentru determinarea mărimilor funcționale la cuplarea sub tensiune a înfășurării de excitație, motorul fiind oprit.

Programele ACMOEL, CCV, CINFEX, FOURIER și APOLAG pot fi folosite independent, dar și ca subrutine în programe mai dezvoltate.

Caracteristic programelor FIMACT și ACMOEL este faptul că anumite condiții electrice și mecanice, pe care trebuie să le îndeplinească sistemul de acționare, au fost introduse în modelul matematic al sistemului. În acest fel, soluțiile se obțin în regim de calcul direct, fără testări și reacții decizionale pe căi de revenire,

ceea ce conferă programelor respective eficiență sub aspectul timpului de calcul.

### 5.2.2. Caracteristica intrare-ieșire a CCV

Algoritmul de generare a tensiunilor de ieșire ale CCV este cel prezentat la capitolul 3 (v.fig.3.3). S-a conceput un program general, potrivit pentru orice date inițiale. Schema logică a programului „CCV”, pentru caracteristica intrare-ieșire a CCV este redată în figura 5.3 și cuprinde următoarele seturi de instrucțiuni:

- determinarea parității sau imparității numărului  $m_1$  de faze la intrarea CCV (expresiile tensiunilor de intrare ale convertorului N și ale tensiunilor de sincronizare depind de aceasta);
- subrutina „ULK”, generînd sistemul de tensiuni de intrare;
- subrutina „COMP”, care realizează compararea la fiecare pas a tensiunilor de referință cu tensiunile de sincronizare;
- determinarea valorilor instantanee ale tensiunilor convertoarelor P și N, pentru fiecare din cele  $m_2$  faze de la ieșirea CCV;
- stabilirea tipului de convertor P sau N care conduce la un moment dat, în raport cu semnul curentului de fază al sarcinii și atribuirea valorilor corespunzătoare celor  $m_2$  tensiuni de ieșire;
- trasarea curbelor și tipărirea mărimilor dorite.

Pentru a putea fi utilizat și la studiul componentelor ortogonale (d,q,0) generate de CCV, precum și ca subrutină în cadrul unui program mai general, s-au prevăzut instrucțiuni pentru calculul componentelor fazorului tensiunilor în sistemul d,q,0 (subrutina „DQO”). Ansamblul mărimilor calculate se tablează la imprimantă și oricare dintre acestea poate fi trasată grafic, în raport cu timpul. În figura 5.4 sînt prezentate două forme de undă ale tensiunii de fază la ieșirea CCV, ambele pentru frecvența fundamentală  $f_2=4,66$  Hz, dar pentru două numere de faze la intrare  $m_1$  diferite:  $m_1=3$  (curba a), respectiv  $m_1=6$  (curba b). În ambele cazuri, raportul  $v$  al amplitudinilor tensiunilor de referință și sincronizare s-a considerat  $v=1$ . Se observă momentele în care iese din funcțiune convertorul P și intră în funcțiune convertorul N (la  $t=0,107$ ).

La compararea tensiunilor de referință cu cele de sincronizare, este important ca eroarea  $\Delta u_{sr}$  admisă între valorile acestor mărimi să se coreleze cu valoarea pasului  $\Delta t$  după relația

$$\Delta u_{sr} \geq 2\pi(f_1+f_2)\Delta t. \quad (5.13)$$

Listingul programului, în limbajul specific calculatorului HP 9820 A, este dat în anexa 3.

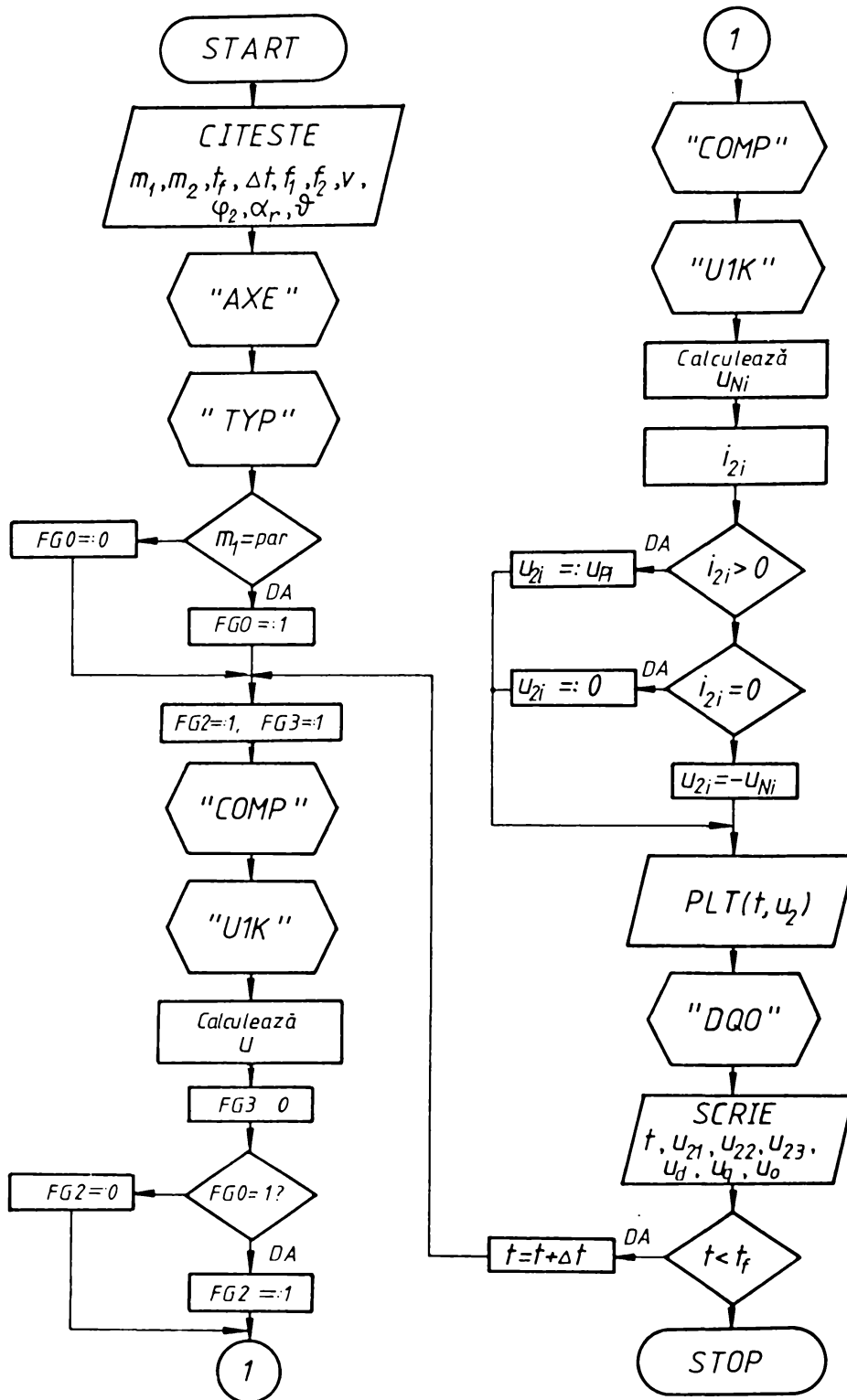


Fig.5.3. Organigrama programului „CCV” pentru modelarea caracteristici intrare-ieșire a cicloconvertoarelor.

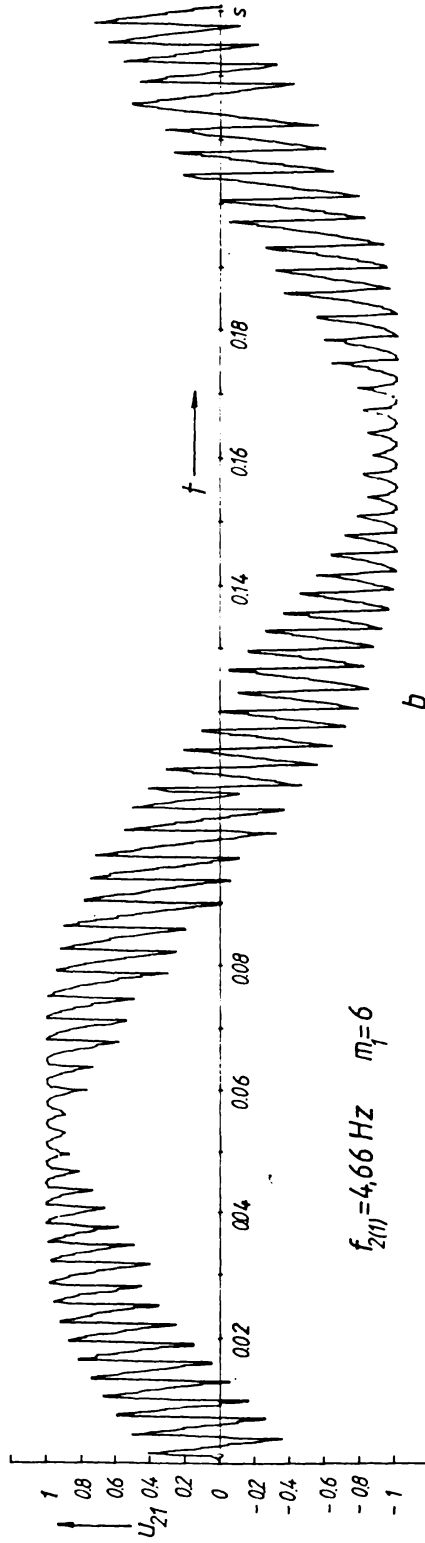
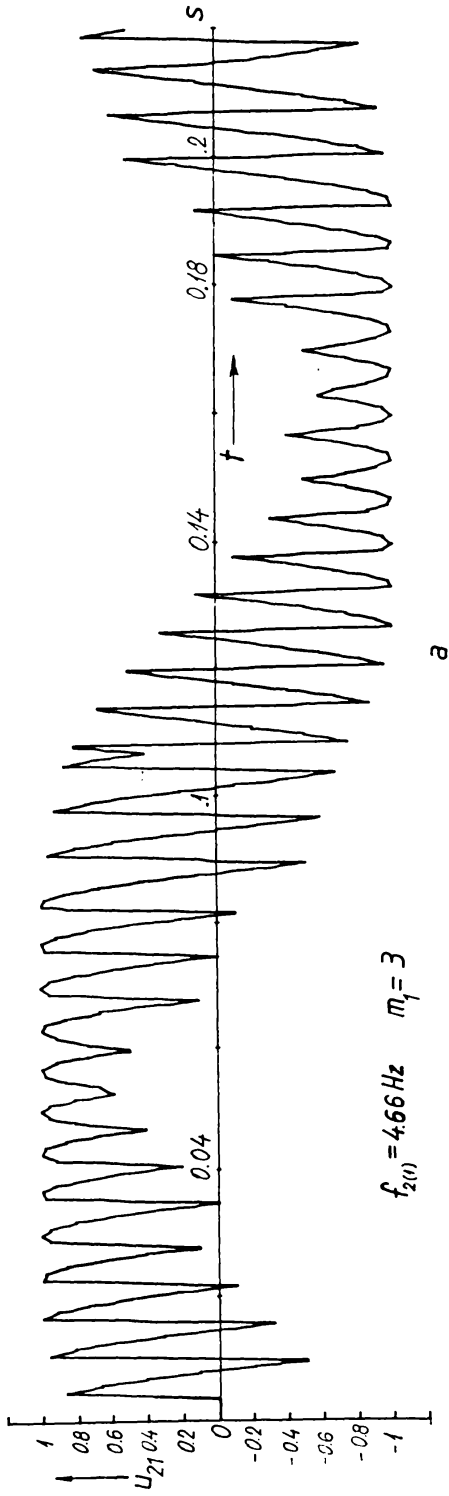


Fig.5.4. Formele de undă ale tensiunii de fază  $u_{21}$  la ieșirea CCV, pentru frecvența tensiunii de referință  $f_r = 4,66 \text{ Hz}$ , raportul amplitudinilor tensiunilor de referință și sincronizare  $v = 1$  și un număr de faze la intrare  $m_1 = 3$  (curba a), respectiv  $m_1 = 6$  (curba b).

### 5.2.3. Componentele fazorului spațial al tensiunii statorice

În cazul real, al alimentării MS de la CCV, componentele fazorului spațial al tensiunii statorice se calculează conform relațiilor (4.23), care stau la baza întocmirii subrutinei „DQO”. Această subrutină este utilizată și în cadrul programului „CCV”, prezentat anterior.

Pentru analiza armonică a componentelor  $u_d, u_q, u_o$  ale tensiunilor statorice, atât programul „CCV” cât și orice program care conține subrutina „DQO”, pot fi continuate cu subrutina FOURIER.

Compararea alimentării reale, de la CCV, cu cea ideală, de la o sursă de tensiuni sinusoidale, simetrice, necesită exprimarea directă a componentelor fazorului spațial în raport cu mărimile caracteristice ale sistemului de tensiuni simetrice. Prin aceasta se elimină o transformare de coordonate și se reduce timpul de calcul. Relațiile de calcul ale componentelor ortogonale  $u_d$  și  $u_q$  se deduc, în unități relative, din expresia fazorului spațial al tensiunilor statorice

$$\underline{u}_1 = \frac{2}{m} \sum_{\lambda=1}^m u_\lambda e^{j(\lambda-1)\frac{2\pi}{m}}, \quad (5.14)$$

în care  $u_\lambda$  reprezintă tensiunea fazei statorice

$$u_\lambda = \sin\left[\omega_1 t - (\lambda-1)\frac{2\pi}{m} - \alpha_u\right], \quad \lambda=1, 2, \dots, m, \quad (5.15)$$

raportată la amplitudinea acesteia.

Făcînd transformările posibile în relația (5.14), rezultă pentru fazorul spațial al tensiunii o expresie generală, relativă la sistemul  $(dOq)_o$  - ortogonal, staționar ( $\vartheta = 0$ ):

$$\underline{u}_1 = e^{j(\omega_1 t - \alpha_u - \frac{\pi}{2})}, \quad \text{u.r.}, \quad (5.16)$$

și o expresie relativă la sistemul de axe  $(dOq)_\vartheta$ , rotite cu unghiul  $\vartheta$  față de  $(dOq)_o$ , sub forma:

$$\underline{u}_{1\vartheta} = e^{j(\omega_1 t - \vartheta - \alpha_u - \frac{\pi}{2})}, \quad \text{u.r.} \quad (5.17)$$

Relațiile căutate pentru componentele ortogonale se deduc din expresia (5.17):

$$u_d = \cos(\omega_1 t - \vartheta - \alpha_u - \frac{\pi}{2}) = \sin(\omega_1 t - \vartheta - \alpha_u); \quad (5.18)$$

$$u_q = \sin(\omega_1 t - \vartheta - \alpha_u - \frac{\pi}{2}) = -\cos(\omega_1 t - \vartheta - \alpha_u). \quad (5.19)$$

În cazul  $\vartheta=0$ ,  $\alpha_u=0$  și la momentul inițial  $t=0$ , fazorul spațial al tensiunilor statorice este decalat cu  $\frac{\pi}{2}$  radiani în urma axei de referință, deci a axei fluxului de excitație.

Dacă pentru unghiul de rotație se are în vedere relația

$$\vartheta = \vartheta_0 + \Omega t, \quad (5.20)$$

componentele ortogonale pot fi sub forma

$$u_d = \sin[(\omega_1 - \Omega)t - \alpha_u - \vartheta_0]; \quad (5.21)$$

$$u_q = \sin[(\omega_1 - \Omega)t - \alpha_u - \vartheta_0 - \frac{\pi}{2}]; \quad (5.22)$$

din care se observă că acestea prezintă o pulsație egală cu diferența dintre pulsația  $\omega_1$  a tensiunilor de alimentare și viteza de rotație  $\Omega$ . La sincronism, când  $\omega_1 = \Omega$ , componentele ortogonale sînt constante.

$$\begin{aligned} u_d &= -\sin(\alpha_u + \vartheta_0); \\ u_q &= -\sin(\alpha_u + \vartheta_0 + \frac{\pi}{2}). \end{aligned} \quad (5.23)$$

Relațiile (5.21) și (5.22) evidențiază faptul că alimentarea MS de la CCV face să apară un al doilea parametru al reglajului, pe lângă frecvența  $f_1$ , pentru menținerea funcționării sincrone și anume faza  $\alpha_u$  a sistemului de tensiuni statorice. Pe baza relațiilor (5.18) și (5.19) se poate întocmi o variantă a subrutinei „DQO”, pentru cazul sistemului de tensiuni sinusoidale de alimentare a MS.

### 5.3. Determinarea modalității de alimentare a MS în condiții electrice și mecanice date

Pînă în prezent, lucrările referitoare la acționările cu MS au pornit de la ideea de a determina comportarea acestora pentru un regim de alimentare dat, urmînd ca, în timpul desfășurării regimului de funcționare studiat, unii dintre parametrii regimului de alimentare să se adapteze condițiilor de stabilitate și de solicitări electrice sau mecanice.

În cele ce urmează, se propune o abordare principial diferită și anume introducerea condițiilor electrice și mecanice, impuse de CCV, de motor și de utilajul acționat, direct în modelul matematic al motorului și determinarea, pe această bază, a regimului de alimentare corespunzător. Regimul de alimentare se consideră definit prin sistemul de tensiuni statorice și tensiunea de excitație. Formularea analitică a condițiilor impuse acționării este facilitată

de folosirea modelului matematic cu coeficienți constanți (4.72) al MS și de considerarea diferitelor mărimi funcționale drept componente ale fazorilor spațiali corespunzători.

Metoda propusă se concretizează pe studiul regimului de pornire a MS în două situații, după condiția cea mai semnificativă impusă:

- fixarea fazorului spațial al curentului în axa  $q$  ( $\Psi = 0$ );
- realizarea factorului de putere unitar în circuitul indusului ( $\Phi = 0$ ).

În figura 5.5 se prezintă diagrama fazorială simplificată a MS, care ușurează formularea condițiilor între mărimile fazoriale.

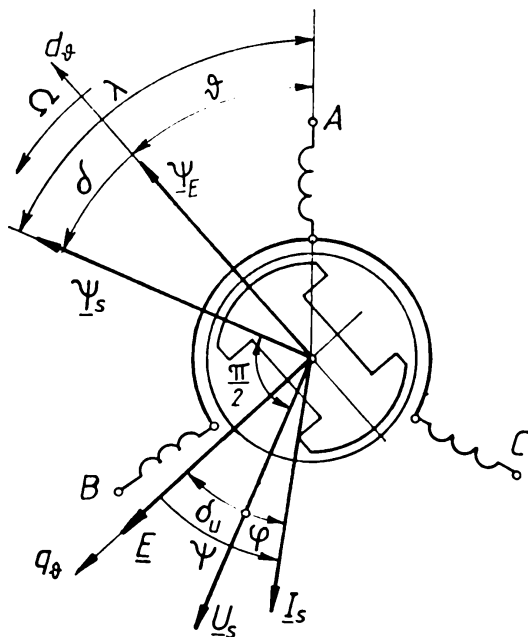


Fig.5.5. Diagrama fazorială simplificată a MS.

Diagrama fazorială simplificată a MS. Dacă se mai introduce o condiție mecanică, legată de caracterul mișcării, atunci sistemul (4.72) va avea trei mărimi determinate, iar tensiunile  $u_d, u_q, u_E$  vor putea fi calculate prin rezolvarea sistemului amintit.

În cazul unei alimentări ideale a MS, subsistemul (4.75) al mărimilor omopolare urmează a fi separat din sistemul global (4.72), mărimile omopolare fiind considerate nule sau, dacă acest lucru nu este posibil, să fie luate ulterior în considerație.

În situații concrete toți coeficienții din ecuațiile sistemului (4.72) au valori determinate. Printre coeficienți, un loc aparte îl ocupă cuplul mecanic rezistent  $m_m$ , care este specific utilajului acționat. La acționarea morilor de măcinat din industria materialelor de construcții, s-a luat în considerare caracteristica

Primul caz este acela în care ansamblul format din CCV și sistemul de comandă se comportă ca un colector static de tip I, iar al doilea - de tip III (v. par. 1.4.1). Ambele tipuri de colectoare statice sînt recomandate la puteri mari ale sistemelor de acționare deservite. Fiecare din cele două condiții semnificative considerate se completează cu limitarea valorii curentului de pornire, astfel încît pentru sistemul (4.72) două dintre mărimile scalare caracteristice sînt determinate și anume componentele  $i_{sd}$  și  $i_{sq}$  ale fazorului spațial al curentului statoric.



viteză de rotație-cuplu a morilor, prezentată în figura 5.6 [94]. Aceasta pune în evidență trei valori caracteristice pentru cuplu, pe perioada pornirii:

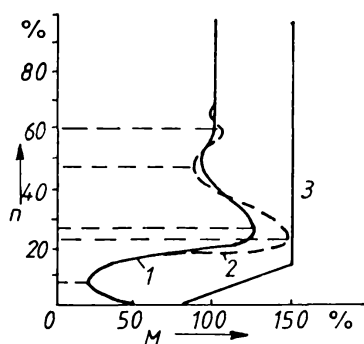


Fig.5.6. Caracteristica viteză-cuplu a morilor: 1-cu încărcătură normală; 2-cu încărcătură compactă; 3-variația cuplului recomandat pentru motorul de antrenare.

-cuplul de pornire, care este de obicei sub 50% din cuplul de regim al morii;

-cuplul de vîrf, care poate să varieze în mod normal între (120...140)%. Viteza de rotație la care se înregistrează cuplul de vîrf depinde de accelerația din timpul pornirii;

-cuplul nominal, care este necesar pentru acționarea morii în regim normal de funcționare.

Ideal, motorul de antrenare a morii ar trebui să dezvolte un cuplu redus la viteza zero pentru eliminarea jocurilor mecanice și reducerea șocului de sarcină, apoi o creștere lină a cuplului pînă la depășirea valorii de vîrf, urmată de o accelerare constantă a morii pînă la atingerea vitezei de regim [94].

#### 5.4. Regimul de pornire al MS cu fixarea fazorului spațial al curentului statoric în axa q.

Condițiile suplimentare în care se rezolvă sistemul (4.72) sînt:

- componenta curentului statoric după axa d să fie nulă

$$i_{sd} = 0; \quad (5.24)$$

- componenta curentului statoric după axa q să varieze conform condiției impuse asupra valorii curentului de pornire

$$i_{sq} = I_p(t); \quad (5.25)$$

- accelerația unghiulară să prezinte o variație dată

$$\frac{d^2\theta}{dt^2} = \varepsilon_a(t). \quad (5.26)$$

Cu aceste restricții, fluxul statoric  $\Psi_d$  este:

$$\Psi_d = \frac{2}{3} \frac{m_m(t) + T_m \varepsilon_a(t)}{I_p(t)}, \quad (5.27)$$

relație cu care poate fi calculată valoarea inițială a fluxului  $\Psi_d(0)$  și deci tensiunea de excitație inițială  $u_E(0)$  (v. subcap. 5.1). Celelalte ecuații devin:

$$\frac{d\Psi_E}{dt} = \frac{\Psi_d - \Psi_E}{\mu_D T_D} + \frac{\mu_E + \mu_D - \mu_E \mu_D}{\mu_D} \frac{d\Psi_d}{dt};$$

$$\frac{d\Psi_q}{dt} = -\frac{1}{T_Q} [x_{sq} I_p(t) - \Psi_q] + (1 - k_{qQ}^2) \frac{d}{dt} [I_p(t) x_{sq}]; \quad (5.28)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \varepsilon_a(t);$$

$$\frac{d\mathfrak{F}}{dt} = \Omega,$$

în care derivata fluxului  $\Psi_d$  în raport cu timpul din (5.27) este:

$$\frac{d\Psi_d}{dt} = \frac{2}{3I_p^2(t)} \left\{ \left[ \frac{dm_m(t)}{dt} + T_m \frac{d\varepsilon_a(t)}{dt} \right] I_p(t) - \frac{dI_p}{dt} [m_m(t) + T_m \varepsilon_a(t)] \right\}, \quad (5.29)$$

iar condițiile inițiale sînt:  $\Psi_E(0) = \Psi_E(u_E(0)) = \Psi_d(0)$ ,  $\Psi_q(0) = 0$ ;  $\Omega(0) = 0$  și  $\mathfrak{F}(0) = \mathfrak{F}_0$ . Comparativ cu sistemul (4.97), sistemul (5.28) cuprinde cu trei ecuații mai puțin, deci se rezolvă mai ușor.

Dacă se consideră obținută soluția sistemului (5.28), componentele  $u_d$  și  $u_q$  ale tensiunii statorice și tensiunea  $u_E$  aplicată înfășurării de excitație se determină din ecuațiile rămase disponibile din sistemul (4.72). Aceste ecuații au forma:

$$u_d = \frac{d\Psi_d}{dt} - \Psi_q \Omega;$$

$$u_q = r_s I_p(t) + \frac{x_{sq} I_p(t) - \Psi_q}{T_Q} + (1 - k_{qQ}^2) \frac{d[x_{sq} I_p(t)]}{dt} + \Psi_d \Omega; \quad (5.30)$$

$$u_E = \left( \frac{T_E}{\mu_D T_D} - \frac{1 - \mu_E}{\mu_E} \right) \Psi_d - \left( \frac{T_E}{\mu_D T_D} - \frac{1}{\mu_E} \right) \Psi_E + T_E \frac{\mu_E + \mu_D - \mu_E \mu_D}{\mu_D} \frac{d\Psi_d}{dt}.$$

Celelalte mărimi funcționale se determină cu relațiile

$$\Psi_D = \frac{(\mu_E + \mu_D - \mu_E \mu_D) \Psi_d - \mu_D \Psi_E}{u_E};$$

$$\Psi_Q = \Psi_q - (1 - k_{qQ}^2) x_{sq} I_p(t);$$

$$\begin{aligned} i_E &= \frac{\Psi_E - (1 - \mu_E)\Psi_d}{\mu_E} ; \\ i_D &= \frac{\Psi_d - \Psi_E}{u_E} ; \\ i_Q &= \Psi_q - x_{sq} I_p(t). \end{aligned} \quad (5.31)$$

Amplitudinea fazorului spațial al tensiunii statorice este

$$u_s = \sqrt{u_d^2 + u_q^2}, \quad (5.32)$$

iar faza acestuia

$$\beta_{u_s} = \arctg \frac{u_q}{u_d}. \quad (5.33)$$

Din relațiile (5.17) și (5.33) se obține legea de variație a fazei tensiunii statorice, punînd condiția

$$\beta_{u_s} = \omega_1 t_o - \alpha_u - \frac{\pi}{2} = \arctg \frac{u_q}{u_d}, \quad (5.34)$$

în care  $t_o$  reprezintă timpul real [12] iar  $\omega_1$  s-a considerat constantă. În acest caz, faza inițială a tensiunii statorice se calculează cu relația

$$\alpha_u(t_o) = \omega_1 t_o - \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{u_q}{u_d}, \quad (5.35)$$

deci aceasta rezultă ca o funcție de timp pentru a asigura mersul stabil în condițiile impuse.

Dacă  $\omega_1 \neq ct$ , dar se consideră stabilită o formă de variație în timp a frecvenței de alimentare  $\omega_1(t_o)$ , atunci faza inițială a tensiunii statorice va fi dată de relația

$$\alpha_u(t_o) = \int_0^{t_o} \omega_1(t_o) dt_o - \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{u_q}{u_d}. \quad (5.36)$$

Dacă, în schimb, se admite că  $\alpha_u = ct$ , atunci din relația (5.36) se deduce funcția care definește variația în timp a frecvenței de alimentare a motorului, pentru ca în condițiile date să se realizeze pornirea sincronă. Forma de variație a frecvenței este dată de relația

$$f_1(t_o) = \frac{1}{2\pi} \left[ \Omega_o + \frac{d}{dt_o} \left( \arctg \frac{u_q}{u_d} \right) \right], \quad (5.37)$$

sau - dacă se recurge la mărimile raportate.-

$$f_1(t_o) = f_{no} \left[ \Omega + \frac{d}{dt} \left( \arctg \frac{u_q}{u_d} \right) \right]. \quad (5.38)$$

În sistemul de ecuații (5.28) se poate ține seama și de influența saturației, prin introducerea unei dependențe  $x_{sq}(I_s)$ .

Programul „ACMOEL” (CORAL), conceput pentru rezolvarea problemei abordate, este dat în anexa 7. Principalele subrutine utilizate sînt:

- subrutina SRKG, de rezolvare numerică a unui sistem de ecuații diferențiale de ordinul întâi, din biblioteca matematică a sistemului;
- subrutina CALCUL pentru stabilirea intervalelor de timp la care să se facă imprimarea rezultatelor;
- subrutina ELEM, care determină mărimile de calcul a coeficienților din sistemul de ecuații diferențiale;
- subrutina CALC pentru determinarea mărimilor care urmează să fie tipărite.

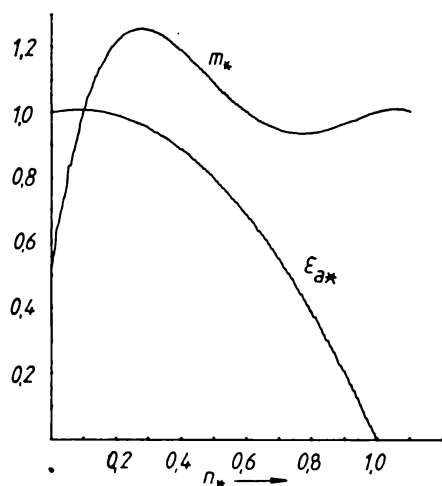


Fig.5.7. Cuplul mecanic rezistent  $m_*$ , raportat la valoarea finală și accelerația unghiulară  $\epsilon_{a*}$  în raport cu viteza de rotație.

Pentru cuplul mecanic rezistent s-a adoptat forma de variație în raport cu viteza de rotație conform caracteristicii mecanice a morilor (v.par.5.3), iar pentru accelerația unghiulară s-a considerat o descreștere parabolică de la o valoare inițială, determinată, la valoarea finală nulă.

În programele pe calculator, cuplul mecanic rezistent s-a introdus sub forma

$$m_m = m_* m_{mf}, \quad (5.39)$$

în care  $m_{mf}$  este valoarea finală a cuplului mecanic rezistent, iar  $m_*$  cuplul mecanic rezistent raportat la valoarea sa finală, dat de relația

$$m_* = 0,5 + 6,75n_* - 19,77n_*^2 + 21,04n_*^3 - 7,51n_*^4, \quad (5.40)$$

care este o aproximare printr-un polinom Lagrange a caracteristicii mecanice a morilor. În relația (5.40), prin  $n_*$  s-a notat viteza de rotație relativă

$$n_* = \frac{\Omega}{\Omega_s}. \quad (5.41)$$

Accelerația unghiulară s-a definit analitic prin relația

$$\epsilon_a = \epsilon_{a0} \epsilon_{a*}, \quad (5.42)$$

în care valoarea inițială  $\varepsilon_{a0}$  a accelerației s-a determinat astfel ca viteza de rotație sincronă să se atingă în decursul timpului de pornire stabilit

$$\varepsilon_{a0} = \frac{2,5 \frac{s}{s}}{t_p}, \quad (5.43)$$

iar pentru accelerația unghiulară  $\varepsilon_{a*}$  relativă la valoarea inițială s-a folosit polinomul de interpolare Lagrange

$$\varepsilon_{a*} = 1 + 0,2 n_* - 1,2 n_*^2. \quad (5.44)$$

Cele două polinoame de interpolare (5.40) și (5.44) s-au obținut prin rularea programului APOLAG (HP), iar reprezentările grafice obținute la înregistratorul de coordonate, redată în figura 5.7, arată că alura curbelor corespunde formei adoptate.

Un control asupra valorii finale a tensiunii statorice se impune, pentru a obține rezultate practic utilizabile. Particularizînd relațiile 4.72 pentru situația de regim permanent, expresia tensiunii statorice a rezultat sub forma

$$u_s = \sqrt{x_{sq}^2 i_{sq}^2 + \frac{4 m_m^2}{9 i_{sq}^2}}, \quad (5.45)$$

care este minimă dacă pentru curentul statoric se consideră relația

$$i_{sq} = \sqrt{\frac{2 m_m}{3 x_{sq}}}. \quad (5.46)$$

Valoarea finală a cuplului mecanic rezistent, care poate fi învins de MS în regim permanent, la tensiune statorică  $u_s$  determinată (ex.  $u_s=1$ ), este dată de relația

$$m_{mf} = \frac{3}{4} \frac{u_s^2}{\Omega^2 x_{sq}}. \quad (5.47)$$

Relația (5.46) a fost adoptată pentru impunerea formei de variație a curentului din indus, în regim tranzitoriu, conform condiției (5.25). În consecință, în sistemul (5.28), curentul de pornire  $I_p(t)$  s-a introdus sub forma

$$I_p(t) = \sqrt{\frac{2(m_m + T_m \varepsilon_a)}{3 x_{sq}}}. \quad (5.48)$$

Dacă se ține seama de relațiile (5.27) și (5.48), pentru curentul din indus se obține expresia

$$I_p(t) = \frac{\Psi_d}{x_{sq}}, \quad (5.49)$$

echivalentă relației (5.48).

Datele inițiale pentru rularea programului ACMOEL sînt:

$$x_{sq}=1,38, r_s=0,05, T_E=14, T_m=30, f=4,66 \text{ Hz}, t_{po}=20s, m_{mf}=0,54.$$

Variațiile în timp ale principalelor mărimi funcționale, pe durata pornirii MS în regimul studiat, sînt redată grafic în figura 5.8, pe baza rezultatelor din listingul programului ACMOEL (CORAL). Pentru momente semnificative din timpul pornirii ( $t=0,5, 60$  și  $600$ ), s-au întocmit diagramele fazorilor spațiali asociați principalelor mărimi funcționale; acestea sînt reprezentate în figura 5.9.

S-a apreciat ca semnificativă trasarea hodografului fazorului spațial al tensiunii statorice. S-a întocmit varianta de program ACMOEL pentru calculatorul HP, care permite realizarea unor reprezentări grafice la înregistratorul în coordonate, pe baza rezultatelor calculate. Hodograful fazorului spațial al tensiunii statorice este redat în figura 5.10; pasul trasării grafice s-a modificat pe parcursul rulării programului, pentru a se adapta amplitudinii fazorului spațial și vitezei de rotație. Dacă prima rotație este realizată în circa 1,9 s, a doua în 0,82 s ș.a.m.d., se ajunge ca după circa 70 rotații, la sincronism pe frecvența de 4,66 Hz, o rotație să fie realizată în circa 0,22 s.

Unele poziții ale extremității fazorului spațial  $\underline{u}_s$  nu au fost trasate pentru a nu rezulta intersecții și suprapuneri pe desen, iar sălturile necesare urmării traiectoriei fazorului spațial au fost indicate pe figura 5.10 printr-o linie întreruptă; sensul este indicat prin săgeți, iar între paranteze s-a trecut numărul de rotații efectuate pînă la poziția în care se reia reprezentarea. Pentru o serie de poziții ale vîrfului fazorului spațial  $\underline{u}_s$  se indică timpul raportat la care se înregistrează acestea.

Din ansamblul de date, unele prezentate sub formă de grafice, diagrame fazoriale sau hodograf, pot fi reținute următoarele observații cu caracter mai general:

- fluxurile magnetice  $\Psi_s, \Psi_E$  și  $\Psi_A$  urmăresc variațiile cuplului mecanic rezistent (v.fig.5.8,a);
- unghiul intern  $\delta$  crește foarte rapid de la valoarea zero, înregistrată în momentul inițial, la valoarea staționară de  $45^\circ$ , ceea ce ar conferi acestui regim de funcționare a MS caracteristica suplimentară de unghi intern constant (v.fig.5.7,b);
- defazaajul tensiune-curent  $\varphi$  din indus crește de la circa  $-4,4^\circ$  la  $44^\circ$  în primul sfert al timpului de pornire, menținîndu-se în continuare constant (v.fig.5.8,b);

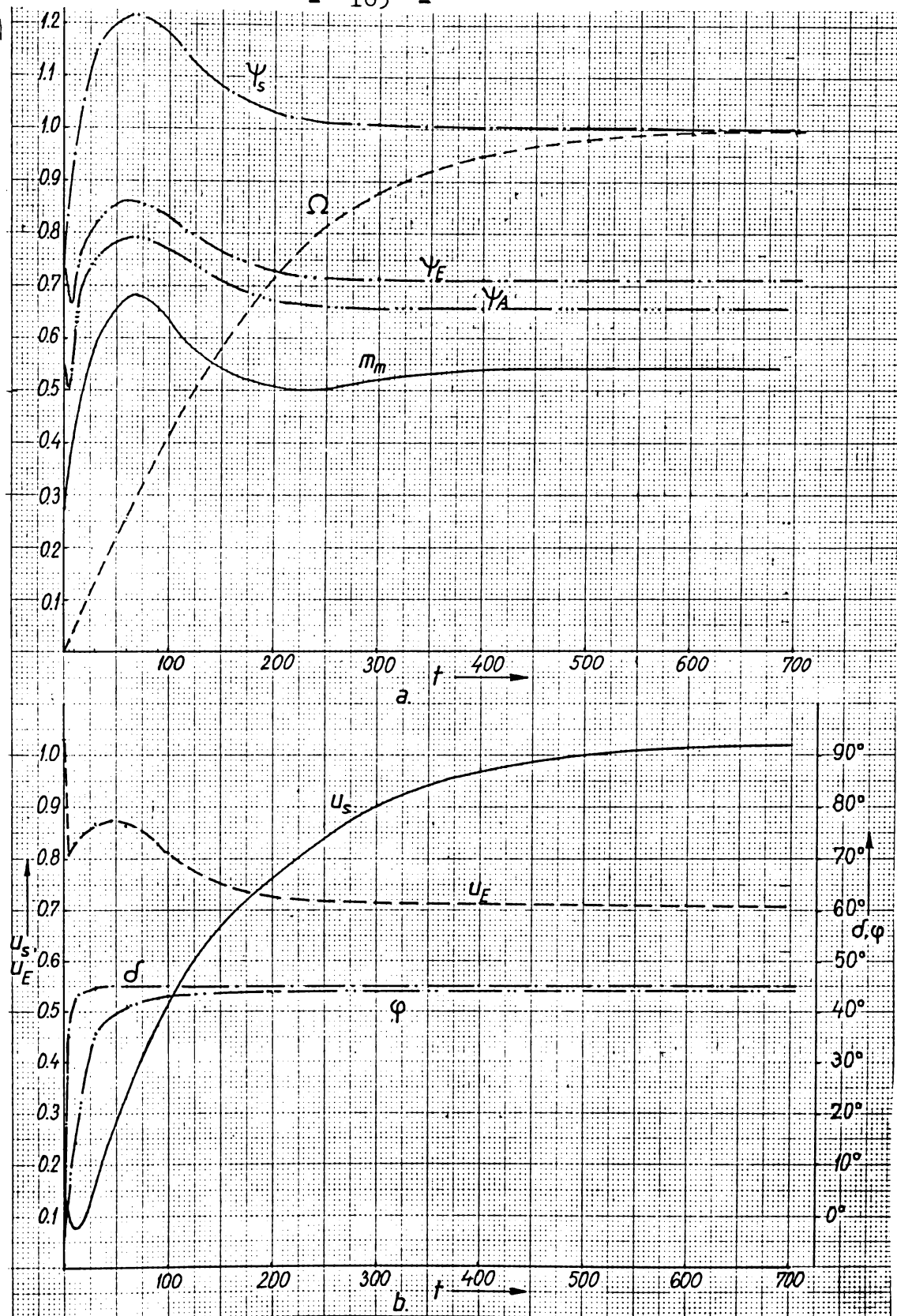


Fig.5.8. Variațiile principalelor mărimi funcționale în timpul regimului de pornire a sistemului CCV-MS: a-viteza de rotație, cuplul mecanic rezistent și fluxurile magnetice; b-tensiunile și unghiurile caracteristice.



- tensiunea pe indus trebuie să aibă la începutul pornirii circa 10% din valoarea nominală, urmînd ca la sfîrșitul pornirii să ajungă la valoarea nominală, impusă ca maximă prin program (condiția 5.47);

- pe durata pornirii, fluxul magnetic  $\Psi_A$  din înfășurarea de amortizare este mereu în urma fluxului magnetic din indus  $\Psi_S$ , apropiindu-se tot mai mult ca direcție de acesta. Dacă la început defazajul  $\Psi_S, \Psi_A$  este de  $21,2^\circ$ , la intrarea în sincronism același defazaj a scăzut la  $4,4^\circ$  (v.fig.5.9);

- poziția fazorului spațial  $\underline{u}_s$  este inițial aproape de axa q ( $\beta_{us}=85,4^\circ$ ), v.fig.5.9,a, pentru a o devansa treptat pe intervalul de accelerare. Mersul sincron al motorului este asigurat în regim permanent dacă fazorul spațial  $\underline{u}_s$  face cu axa d unghiul  $\beta_{us}=134^\circ$  (v.fig.5.9,d);

- factorul de putere este maxim la începutul pornirii,  $\cos \varphi_0 \approx 1$ , pentru a scădea destul de repede spre valoarea de regim  $\cos \varphi = 0,707$  ;

- raportul tensiune/frecvență scade continuu de la valoarea inițială de circa 0,4 (la  $t=4$ ) spre valoarea finală 0,23.

Datorită parametrilor funcționali mai puțin avantajoși, cum sînt factorul de putere și cuplul electromagnetic mai reduși, regimul de lucru al MS cu fixarea fazorului spațial al curentului în axa q nu este recomandabil la puteri mari.

Conform relațiilor (5.35)...(5.38), pornirea sincronă poate fi realizată pe două căi diferite:

- prin variația fazei inițiale  $\alpha_u$  a tensiunii statorice, presupunînd frecvența de alimentare constantă;

- prin variația frecvenței de alimentare, presupunînd faza  $\alpha_u$  constantă.

Între aceste regimuri extreme, există o infinitate de regimuri intermediare, cînd atît frecvența cît și faza inițială a tensiunii statorice variază, cu condiția ca variațiile lor să fie corelate conform expresiei (5.36).



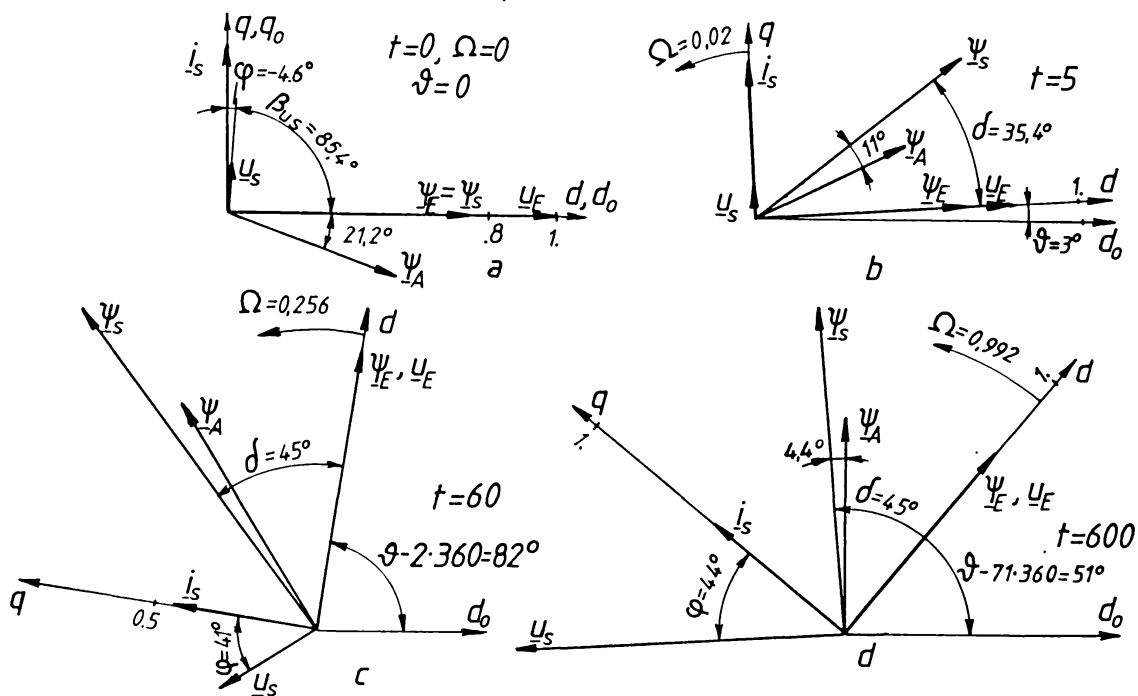


Fig.5.9. Diagramele fazoriale cu principalele mărimi funcționale în momente caracteristice din timpul pornirii MS, cu realizarea condiției de fixare a fazorului spațial al curentului în axa q.

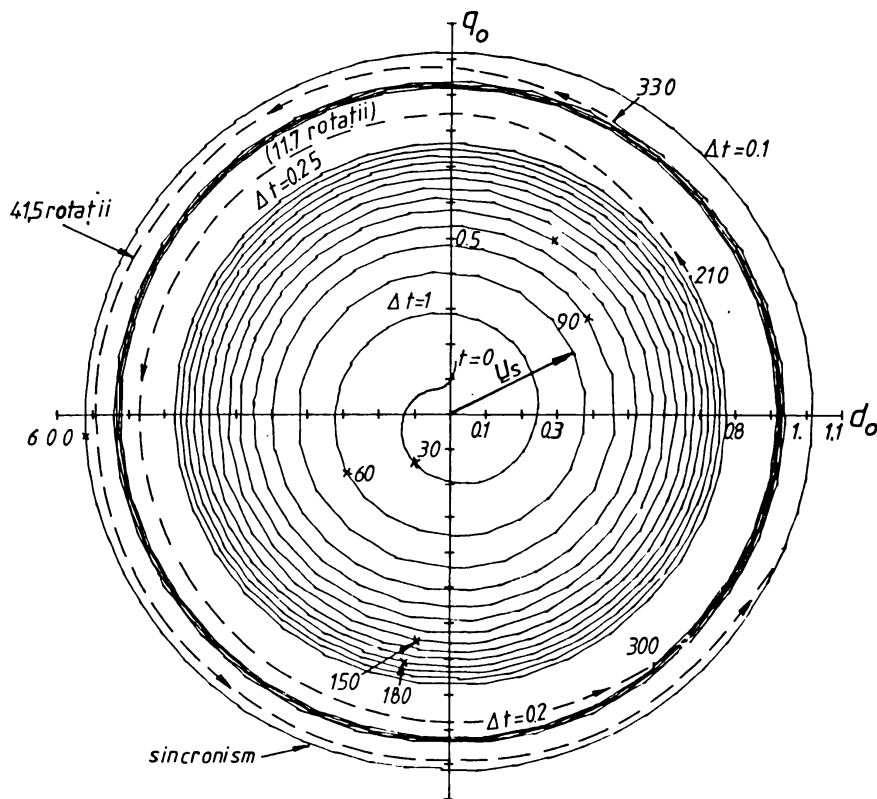


Fig.5.10. Hodograful fazorului spațial al tensiunii statorice pe parcursul pornirii MS în situația  $i_{sd}=0$ .

## Capitolul 6 APLICATII PRACTICE. SISTEM CCV-MS INELAR PENTRU MORI DE CIMENT

### 6.1. Considerații asupra sistemului de acționare

Sistemul de acționare CCV-MS inelar, cu puterea nominală  $P_n=5,5$  MW și turația nominală  $n_n=14$  rot/min, este destinat morilor de ciment și „făină” din industria materialelor de construcții, permițând eliminarea reductoarelor mecanice.

Motorul special sincron, tip „5,5-40”, nu este prevăzut cu înfășurare de amortizare, dat fiind regimul său de lucru ca mașină electrică cu comutație statică, datorat alimentării sale de la CCV și comenzii folosind reacția de poziție a rotorului.

Echipamentul de acționare a morilor de ciment cu MS lent comandat prin CCV, proiectat și realizat în R.S.R [39,40], este conceput să controleze permanent trei mărimi funcționale ale motorului:

- curentul statoric  $i_s$  este menținut în fază cu tensiunea de alimentare, ceea ce corespunde unui factor de putere unitar (colector static de tip III);

- curentul de excitație este o funcție impusă în raport cu curentul statoric,  $i_E=i_E(i_s)$ ;

- unghiul  $\alpha$  dintre fluxul magnetic de reacție statorică și sensul negativ al axei d este, de asemenea, o funcție determinată în raport cu valoarea curentului statoric,  $\alpha=\alpha(i_s)$ .

În figura 6.1 este prezentată o diagramă vectorială simplificată a MS, în care se definește grafic unghiul de reglare  $\alpha$ , iar în figura 6.2 sînt redată dependențele curentului de excitație și a unghiului  $\alpha$  de mărimea curentului statoric, implementate în schema de reglare și comandă a echipamentului de acționare tip I.C.P.E.

La solicitarea Combinatului de Lianți și Azbociment (CLA) Aleșd, care dispune de asemenea echipamente, s-a inițiat un studiu vizînd mai buna lor exploatare, chiar în condițiile variațiilor tensiunii și frecvenței rețelei față de valorile lor nominale.

Obiectivele urmărite au fost:

- asigurarea turației nominale a morii acționate, chiar la

- abateri mai importante ale frecvenței rețelei față de cea nominală;
- funcționarea corespunzătoare a morilor la scăderi ale tensiunii rețelei, diminuarea supracurenților și reducerea prin aceasta a numărului de componente de putere și siguranțe ultrarapide dezafectate;
  - reducerea influenței asupra rețelei prin scăderea puterii reactive absorbite din rețea și diminuarea armonicilor de curent;
  - încadrarea duratelor de pornire între limitele prescrise (30...60s), evitarea situațiilor de imposibilitate a pornirii [25].

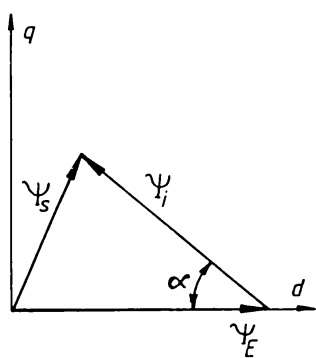


Fig.6.1. Explicativă pentru definirea unghiului de reglare  $\alpha$ .

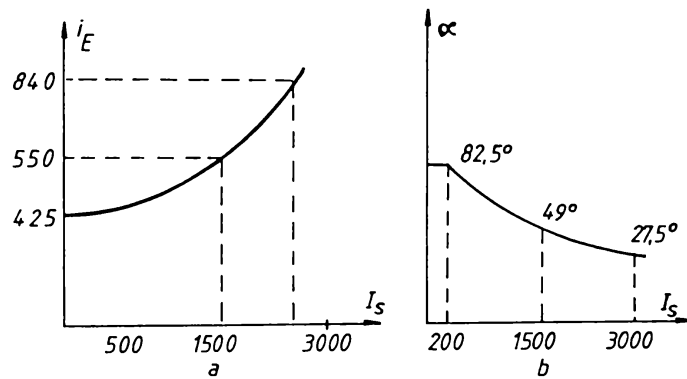


Fig.6.2. Dependințele mărimilor de reglare în funcție de curentul statoric la echipamentul de acționare tip I.C.P.E.: a-  $i_E(I_s)$ ; b-  $\alpha(I_s)$ .

S-au oscilografiat turația și curenții din indus, de referință și de excitație pe durata unei porniri. Înregistrările sînt date în figura 6.3. Durata pornirii a fost de 64 s, valoarea eficace a curentului statoric la sfîrșitul pornirii  $I_{sA}=2160$  A, curentul de excitație de regim  $I_E=600$  A și turația atinsă  $n=13,4$  rot/min. Pentru o mai bună observare a variațiilor mărimilor funcționale pe durata pornirii și o mai ușoară interpretare a acestora, mărimile redade după axa ordonatelor sînt considerate în unități relative, prîn raportarea valorilor reale la valorile de la sfîrșitul regimului de pornire, considerate ca valori de regim. Raportarea este evidențiată prin folosirea asteriscului la indice.

Înfășurarea de excitație se cuplează sub tensiune cu 2,5 s înainte de pornire, astfel că în momentul („zero”) cuplării sub tensiune a înfășurărilor indusului, curentul de excitație are o valoare de 77,5% din valoarea de regim. În primele 7s, curentul de excitație rămîne aproximativ constant, interval în care curentul indusului crește pînă la circa 50% din valoarea de regim. În continuare, odată cu creșterea curentului din indus, este mărit și curentul de excitație.

Vîrfurile curenților din indus și excitație indică poziția cuplului mecanic de vîrf în raport cu viteza de rotație.

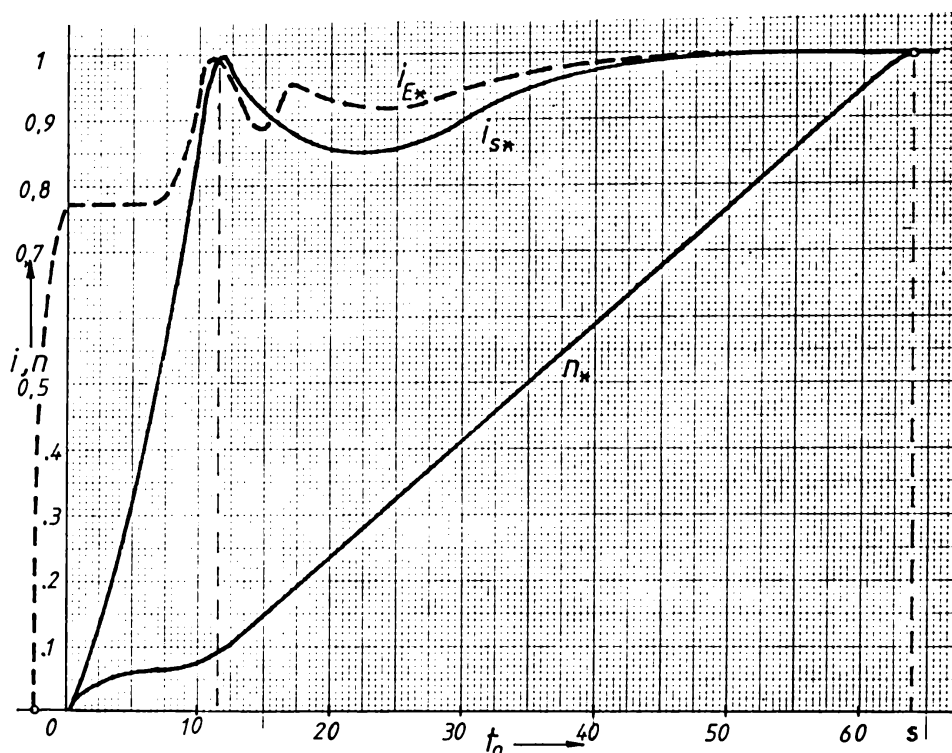


Fig.6.3. Variațiile unor mărimi funcționale în perioada pornirii MS comandat prin echipamentul tip I.C.P.E. (valorile de regim sînt  $I_{SA}=2160$  A,  $I_E=600$  A,  $n=13,4$  rot/min.)

## 6.2. Parametrii sistemului de acționare

Parametrii electrici și mecanici ai sistemului de acționare sînt necesari atît în valori absolute cît și relative. Exprimarea mărimilor în unități relative, conform sistemului de raportare „per-unit”, ușurează obținerea unei priviri de ansamblu și permite reprezentarea pe același grafic sau în aceeași diagramă fazorială, a unor mărimi fizice diferite, fără introducerea unor scări grafice pentru fiecare.

Din datele nominale ale motorului [40] se determină mărimile de raportare principale:

- amplitudinea curentului nominal

$$\sqrt{2} I_{no} = \sqrt{2} \cdot 2560 = 3620,4 \text{ A};$$

- amplitudinea tensiunii nominale

$$\sqrt{2} U_{no} = \sqrt{2} \cdot 762,1 = 1077,8 \text{ V};$$

- impedanța nominală a mașinii

$$Z_{no} = \frac{U_{no}}{I_{no}} = 0,2977 \quad ;$$

- pulsația unghiulară la frecvența nominală,  $f_{no}=4,66$  Hz

$$\omega_{no} = 2\pi f_{no} = 29,28 \text{ rad/s.}$$

Determinarea prin calcule a parametrilor electrici ai motorului, detaliată în [25], a fost impusă de faptul că în modelul matematic al MS intervin o serie de parametri, care nu sînt precizați în documentațiile motorului și echipamentului. S-a constatat o bună concordanță a valorilor calculate cu cele date de producător, pentru mărimile indicate în documentațiile tehnice, ceea ce s-a interpretat ca justete a metodicii de calcul.

La calculul reactanțelor înfășurării de excitație s-a considerat că impedanța de bază a înfășurării de excitație  $Z_{eb}=30,6 \Omega$ , corespunde frecvenței de 50 Hz și din reactanța înfășurării de excitație,  $X_e=44,4935 \Omega$ , corespunzătoare frecvenței rețelei s-a obținut inductivitatea

$$L_{EEo} = \frac{X_e}{314} = 0,141627 \text{ H,} \quad (6.1)$$

astfel că pentru frecvența nominală de 4,66 Hz, reactanța înfășurării de excitație este  $X_{EO}=4,147 \Omega$ . Pentru reactanța de dispersie a înfășurării de excitație, s-a obținut  $X_E = 0,7627 \Omega$ .

În figura 6.4 sînt reprezentate trei caracteristici mecanice pentru mori de ciment.

Pe axa absciselor s-a reprezentat viteza de rotație relativă

$$n_* = \frac{n_o}{n_n}, \quad (6.2)$$

în care  $n_o$  este turația reală, iar  $n_n=14$  rot/min-turația nominală. Pe axa ordonatelor este reprezentat raportul dintre cuplul mecanic  $M_o(n_o)$  și cuplul mecanic de regim  $M_{ro}(n_n)$ :

$$M_* = \frac{M_o}{M_{ro}}. \quad (6.3)$$

Curba 1 (cu linie continuă subțire, în figura 6.4) corespunde documentației ICPE [39], în care se menționează că la pornire apar variații bruște de cuplu, atunci cînd materialul încărcăturii începe să se prăvălească; caracterul acestor variații nu este pus însă în evidență de caracteristica mecanică prezentată.

Curba 2 din figura 6.4 (cu linie întreruptă), indicată în [94], pune în evidență trei valori caracteristice pentru cuplu, pe perioada pornirii:

- cuplul de pornire, care este de obicei sub 50% din cuplul de regim al morii;

- cuplul de vîrf, care poate să varieze între 120...140%.  
Viteza de rotație la care se înregistrează cuplul de vîrf depinde de accelerația din timpul pornirii;

- cuplul nominal al morii, care este necesar pentru acționarea acesteia în regim normal de funcționare și care are loc, de la circa 70% din viteza de rotație de regim, menținându-se aproximativ constant.

Din analiza acestor curbe, comparativ cu înregistrările experimentale din perioada pornirii la echipamentul studiat (v.fig. 6.3), s-a propus curba 3 pentru caracteristica mecanică a morilor, pe următoarele considerente:

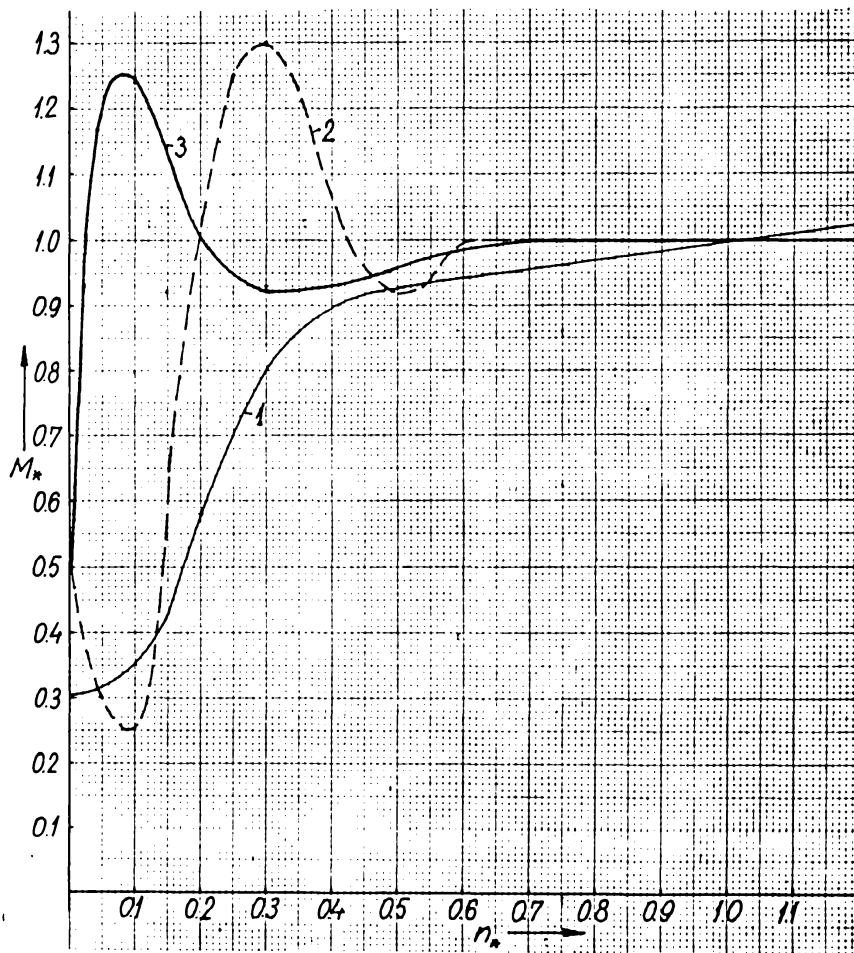


Fig.6.4. Caracteristici mecanice ale morilor rotative.

- cuplul de pornire relativ poate fi admis mai mare de 0,3 deoarece echipamentul pornește cu un curent de excitație mai mare decît ar fi necesar;

- pînă la stingerea cuplului maxim nu se pune în evidență o scădere a cuplului, fapt dedus din aceea că la curent de excitație constant și curent statoric puternic crescător, viteza de rotație crește mai încet pe această durată a pornirii;

- cuplul de vîrf se înregistrează la o viteză de rotație relativă mai mică, fapt justificat prin considerațiile expuse în legătură cu curba 2.

Pentru introducerea sub formă analitică a caracteristicii mecanice a morilor în modelul matematic al sistemului de acționare, s-a identificat un polinom de aproximare Lagrange pentru porțiunea curbă a caracteristicii. În acest scop, s-au utilizat programele APOLAG, prezentate în anexă (HP-anexa 5, FELIX-anexa 6). Expresia prin care se definește analitic caracteristica mecanică a morilor este

$$m_m = C_m (0,5 + 21,08\Omega - 193,1\Omega^2 + 642,1\Omega^3 - 716,4\Omega^4), \text{ pentru } \Omega \leq 0,35;$$

$$m_m = C_m, \text{ pentru } \Omega > 0,35, \quad (6.4)$$

în care  $C_m$  este o constantă,  $C_m < 1,5$ , prin care se ia în considerare valoarea raportată a cuplului de regim.

### 6.3. Regimul de pornire cu flux magnetic constant

Conform celor expuse la subcapitolul 5.3, introducînd trei condiții scalare în sistemul de ecuații (4.72) al mașinii sincrone, se determină, în primul rînd, forma de variație și valorile tensiunilor  $u_d, u_q, u_E$  pentru satisfacerea condițiilor impuse, iar în al doilea rînd, valorile tuturor celorlalte mărimi funcționale.

Condițiile electrice și mecanice impuse sistemului de acționare sînt următoarele:

- fluxul magnetic din stator să fie constant

$$\Psi_s = \sqrt{\Psi_d^2 + \Psi_q^2} = ct; \quad (6.5)$$

- curentul statoric să prezinte o variație determinată

$$i_s = I_s(t); \quad (6.6)$$

- viteza de rotație să varieze după o funcție dată

$$\Omega = \Omega(t); \quad (6.7)$$

cel mai frecvent, se adoptă o funcție liniară de creștere a vitezei de rotație, ceea ce presupune o accelerație unghiulară constantă pînă la atingerea vitezei de sincronism. În consecință, condiția (6.7) se exprimă prin relația

$$\frac{d\Omega}{dt} = a_r = ct, \quad (6.8)$$

în care  $a_r$  reprezintă accelerația unghiulară relativă.

Deoarece MS inelar nu are înfășurare de amortizare, sistemul de ecuații care urmează a fi rezolvat este de forma:



$$\begin{aligned}\Psi_d &= x_{sd} i_{sd} + i_E ; \\ \Psi_q &= x_{sq} i_{sq} ; \\ \frac{3}{2}(\Psi_d i_{sq} - \Psi_q i_{sd}) &= m_m + T_m \frac{d\Omega}{dt} ;\end{aligned}\quad (6.9)$$

$$\Psi_d^2 + \Psi_q^2 = \Psi_s^2 ;$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = a_r ;$$

$$i_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} = I_s(t) ,$$

în care valorile  $\Psi_s$ ,  $a_r$  și funcția  $I_s(t)$  urmează a fi precizate. Necunoscutele fiind  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$ ,  $\Psi_d$ ,  $\Psi_q$ ,  $i_E$  și  $\Omega$ , în număr de șase, ce și numărul ecuațiilor, sistemul poate fi soluționat. Prin condiția de accelerație constantă în timpul regimului de pornire, sistemul (6.9) nu mai conține nici o ecuație diferențială și i se poate căuta o soluție analitică.

Ecuatiile rămase disponibile din sistemul inițial (4.72) și anume

$$\begin{aligned}u_d &= r_s i_{sd} + \frac{d\Psi_d}{dt} - \Psi_q \Omega ; \\ u_q &= r_s i_{sq} + \frac{d\Psi_q}{dt} + \Psi_d \Omega ; \\ u_E &= i_E + T_E \frac{d\Psi_E}{dt} ;\end{aligned}\quad (6.10)$$

sînt necesare pentru determinarea tensiunilor de alimentare a MS în condițiile electrice și mecanice considerate. De remarcat că în sistemul (6.10) intervin derivatele fluxurilor magnetice  $\Psi_d$ ,  $\Psi_q$  și  $\Psi_E$ .

Din ecuația mișcării din (5.32), se obține o ecuație pentru  $\Psi_q$  sub forma

$$\left[ (\Psi_s^2 - I_s^2 x_{sq}^2)^2 + \frac{16 x_{sq}^2}{9} (m_m + T_m \frac{d\Omega}{dt})^2 \right] \Psi_q^4 - \frac{8 x_{sq}^2}{9} (m_m + T_m \frac{d\Omega}{dt})^2 \cdot (\Psi_s^2 + I_s^2 x_{sq}^2) \Psi_q^2 + \frac{16 x_{sq}^4}{81} (m_m + T_m \frac{d\Omega}{dt})^4 = 0.$$

(6.11)



Din condiția de existență a soluțiilor reale se obține inegalitatea

$$4 x_{sq}^2 I_s^2 \Psi_s^2 - \frac{16 x_{sq}^2}{9} (m_m + T_m \frac{d\Omega}{dt})^2 \geq 0, \quad (6.12)$$

de unde:

$$I_s(t) \geq \frac{2}{3 \Psi_s} (m_m + T_m \frac{d\Omega}{dt}). \quad (6.13)$$

În relația (6.13) egalitatea corespunde condiției de curent minim și implicit, de factor de putere unitar.

Cu aceste considerații, soluția sistemului de ecuații (6.9) s-a obținut sub forma:

$$\Psi_q = \frac{2 x_{sq} (m_m + T_m a_r)}{3} \sqrt{\frac{\Psi_s^2 + I_s^2 x_{sq}^2 + 2 x_{sq} \sqrt{I_s^2 \Psi_s^2 - \frac{4}{3} (m_m + T_m a_r)^2}}{(\Psi_s^2 - I_s^2 x_{sq}^2)^2 + \frac{16}{9} x_{sq}^2 (m_m + T_m a_r)^2}}; \quad (6.14)$$

$$\Psi_d = \sqrt{\Psi_s^2 - \Psi_q^2}; \quad (6.15)$$

$$i_{sq} = \frac{\Psi_q}{x_{sq}}; \quad (6.16)$$

$$\Psi_E = \Psi_d + (1 - k_{dE}^2) x_{sd} \sqrt{I_s^2 - i_{sq}^2}; \quad (6.17)$$

$$i_E = \Psi_d - x_{sd} i_{sd}; \quad (6.18)$$

$$i_{sd} = \frac{\Psi_d - \Psi_E}{(1 - k_{dE}^2) x_{sd}}; \quad (6.19)$$

$$\Omega = a_r t. \quad (6.20)$$

Cu condiția de curent minim al indusului:

$$i_s = \frac{2}{3 \Psi_s} (m_m + T_m a_r), \quad (6.21)$$

componentele fluxului statoric devin

$$\Psi_q = \frac{x_{sq} i_s \Psi_s}{\sqrt{\Psi_s^2 + i_s^2 x_{sq}^2}}; \quad (6.22)$$

$$\Psi_d = \frac{\Psi_s}{\sqrt{\Psi_s^2 + i_s^2 x_{sq}^2}}, \quad (6.23)$$

iar pentru curba de reglaj  $i_E(i_s)$  se obține:

$$i_E = \frac{\Psi_s^2 + x_{sd} x_{sq} i_s^2}{\sqrt{\Psi_s^2 + x_{sq}^2 i_s^2}} \quad (6.24)$$

Conform relației (6.24), curentul de excitație  $i_E$  depinde numai de fluxul  $\Psi_s$  din indus, de încărcarea mașinii exprimată prin  $i_s$  și de parametrii  $x_{sd}$  și  $x_{sq}$  ai mașinii și nu depinde de accelerație în mod explicit.

Programul de calculator, FIMACT (HP), este alcătuit pe baza modelului matematic reprezentat de relațiile (6.14)...(6.20), (6.4) pentru cuplul  $m_m$  și relațiile (6.10) pentru calculul tensiunilor  $u_d, u_q, u_E$ . În relația (6.14) se poate lua fie (+), fie (-) în fața radicalului sau să se lucreze cu condiția de curent minim. Prin subrutina „DES” s-au obținut reprezentările grafice la înregistratorul X-Y. Programul FIMACT (HP) și rezultatele obținute sînt prezentate în anexa 9.

Parametrii electrici și mecanici ai sistemului de acționare, determinați în [25], au următoarele valori, în mărimi raportate:

$$r_s = 0,05; \quad x_{sd} = 2,274 \quad ; \quad x_{sq} = 1,384 \quad ; \quad k_{dE}^2 = 0,64 \quad ;$$

$$T_m = 30 \quad ; \quad T_E = 14 \quad ; \quad \Psi_s = 1,00 \quad ; \quad C_m = 1,2 \quad (\text{v.rel.6.4});$$

frecvența nominală s-a considerat  $f=4.66$ . Timpul de pornire s-a considerat  $t_{po}=60$  s, pentru care corespunde un timp raportat  $t_p=1756,8$ .

În figura 6.5 se prezintă variația în timp a cuplului mecanic rezistent, a curenților din indus și excitație precum și a tensiunii statorice; timpul s-a marcat în unități fizice (secunde), iar mărimile dependente  $m_m, i_s, i_E$  și  $u_s$  sînt în mărimi relative. Se observă că atât curentul din indus  $i_s$ , cît și curentul de excitație  $i_E$ , urmăresc variațiile cu viteza de rotație ale cuplului rezistent. Valoarea inițială a curentului  $i_s$  este  $i_s=0,411$ , cea maximă -  $i_s=1,01$ , iar valoarea de regim - 0,8. Curentul de excitație are valoarea inițială  $i_E=1,332$ , valoarea maximă  $i_E=2,056$ , iar valoarea de regim 2,02.

Tensiunea statorică  $u_s$  are o variație liniar crescătoare, de la valoarea inițială  $u_s=0,03$  și dacă se ține seama de faptul că frecvența crește și ea liniar, ca și viteza de rotație, se verifică faptul că raportul tensiune/frecvență constant asigură

funcționarea mașinii la flux magnetic constant.

La terminarea duratei de pornire, s-a introdus în programul de calcul încă un pas, în care să se determine mărimile de regim permanent când viteza rămâne constantă și deci accelerația s-a anulat. Acest fapt poate fi remarcat pe graficele curenților  $i_s$  și  $i_E$  din figura 6.5.

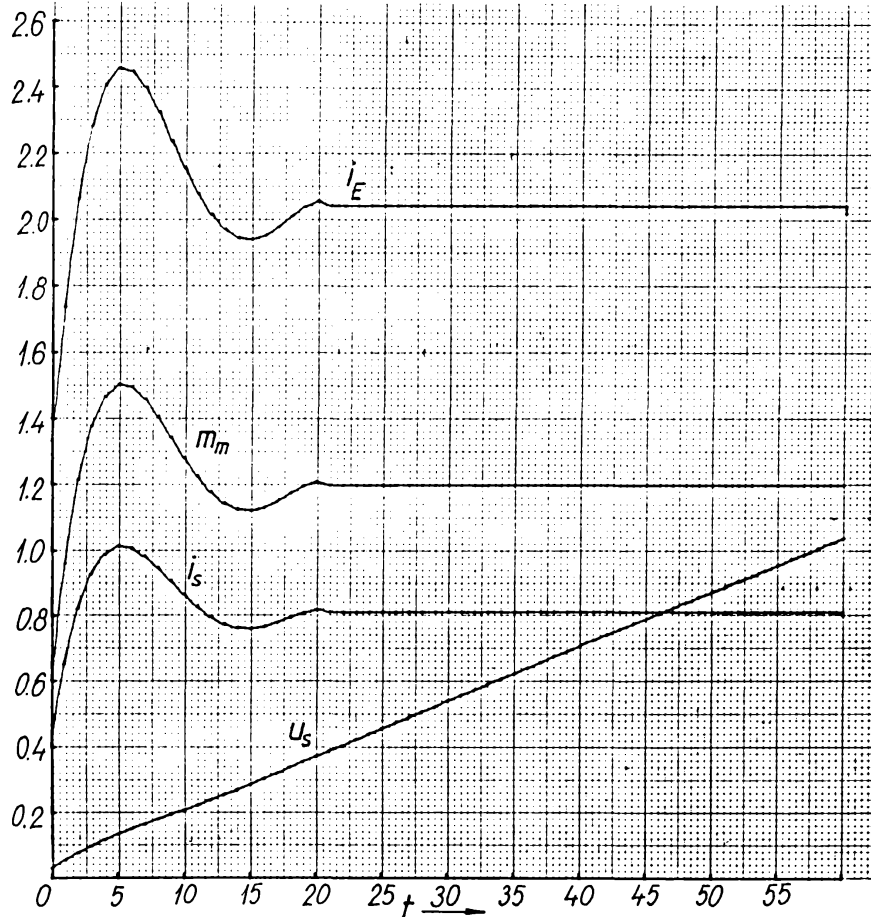


Fig.6.5. Variațiile principalelor mărimi funcționale în perioada pornirii MS alimentat de la CCV, în regim de flux magnetic constant în indus și factor de putere unitar.

Valorile absolute, în unități fizice, ale mărimilor funcționale se pot obține folosind următorii factori de scară:

- pentru fluxul magnetic din indus

$$K_{Fs} = \frac{\sqrt{2} U_{no}}{\omega_{no}} = 36,81 \text{ Wb/u.r.}; \quad (6.25)$$

- pentru curentul de excitație

$$K_{iE} = \frac{\sqrt{2} U_{no}}{\omega_{no} L_{Edo}} = 318,4 \text{ A/u.r.}; \quad (6.26)$$

- pentru tensiunea de excitație

$$K_{uE} = R_{Eo} K_{iE} = 94 \text{ V/u.r.}; \quad (6.27)$$

- pentru fluxul magnetic al înfășurării de excitație

$$K_{FE} = \frac{\sqrt{2} U_{no} L_{EEo}}{\omega_{no} L_{Edo}} = 45,1 \text{ Wb/u.r.}; \quad (6.28)$$

- pentru viteza de rotație

$$K_V = \frac{\omega_{no}}{p} = \frac{29,28}{20} = 1,464 \text{ rad/s.u.r.}; \quad (6.29)$$

- pentru cuplul mecanic rezistent

$$K_{Mr} = \frac{2p U_{no} I_{no}}{\omega_{no}} = 2,6653 \cdot 10^6 \text{ Nm/u.r.} \quad (6.30)$$

Pentru tensiunile și curenții indusului, factorii de scară sînt mărimile de raportare corespunzătoare, specificate la paragraful 6.2.

#### 6.4. Analiza comparativă a rezultatelor modelării

Compararea regimului de funcționare modelat prin programul FIMACT cu cel realizat de echipamentul de comandă al sistemului de acționare CCV-MS inelar se face prin curbele de reglare și diagrama cu fazori spațiali.

Curba de reglare a sistemului de acționare, pentru a asigura un flux magnetic în indus constant și un factor de putere unitar, se poate trasa direct la înregistratorul calculatorului, modificînd subrutina „DES”(se elimină variabila timp). În figura 6.6 se prezintă curbele de reglare  $i_E(i_s)$ , cu mărimile exprimate în unități relative, pentru două valori ale fluxului magnetic din indus:  $\Psi_s=0,9$  (curba 1) și  $\Psi_s=1,0$  (curba 2); pe același grafic s-a trasat apoi curba (3) de reglare, conform documentației [39].

Se observă că la valori mai mici de 0.37 ale curentului din indus motorul funcționează supraexcitat, în timp ce la valori apropiate de curentul nominal, curentul de excitație este reglat la valori inferioare celor necesare.

Cea de a doua curbă de reglare  $\alpha(i_s)$  se poate obține dacă se calculează mai întîi unghiul de reglare

$$\alpha = \arctg \frac{\Psi_q}{\Psi_E - \Psi_d}. \quad (6.31)$$

Reprezentarea grafică a curbei de reglare  $\alpha(i_s)$ , obținută la înregistratorul în coordonate al calculatorului, este dată în figura 6.7 pentru două valori ale fluxului magnetic din indus,  $\Psi_s=0,9$  (curba 1) și  $\Psi_s=1,0$  (curba 2); comparativ s-a trasat și curba indicată de producător (curba 3). Curbele 1 și 2 corespund expresiei analitice

$$\alpha = \arctg \frac{\Psi_s}{(1-k_{dE}^2)x_{sd}i_s}, \quad (6.32)$$

obținută din (6.31) prin efectuarea substituțiilor potrivite pentru evidențierea parametrilor mașinii.

În figura 6.7 se poate observa că, dacă la curenții statorici mici diferențele dintre unghiurile de reglare propus și real utilizat sînt de  $4^\circ \dots 5^\circ$ , la curenți statorici apropiați de valoarea nominală, diferențele ating  $16^\circ \dots 20^\circ$ . Echipamentul este comandat ca să funcționeze cu unghiuri de reglare mult mai mici decît ar fi necesar.

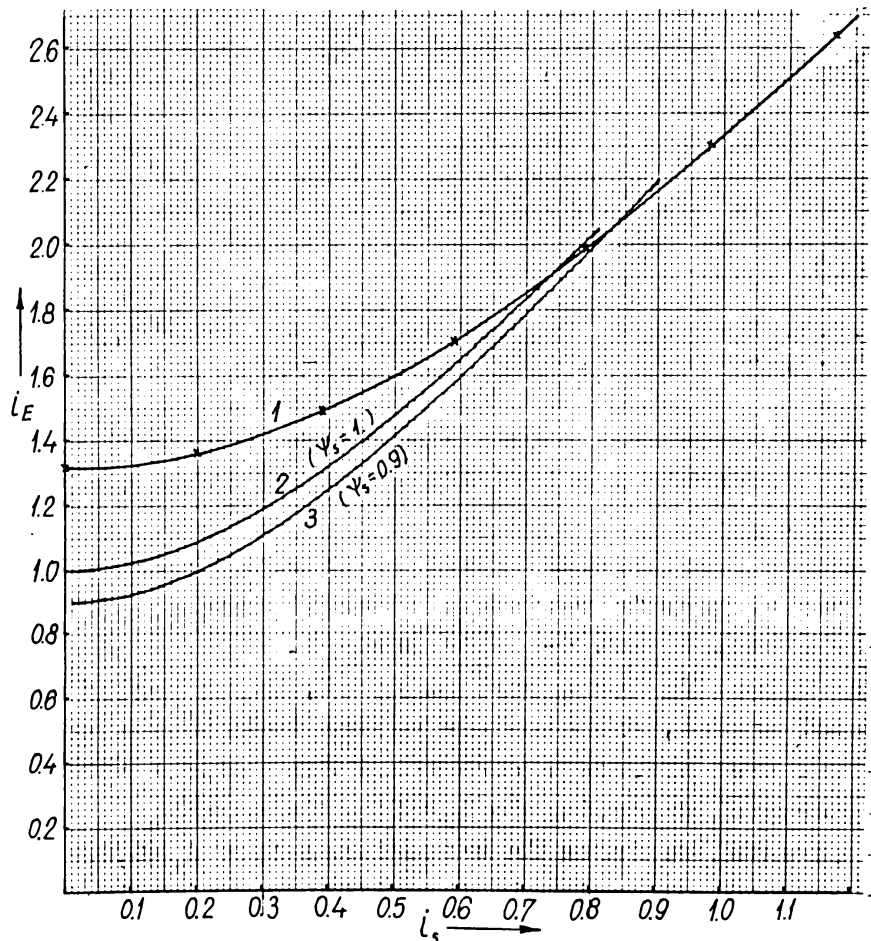


Fig.6.6. Curbele de reglare  $i_E(i_s)$  pentru două valori ale fluxului magnetic din indus—curbele 1 și 2 și conform documentației echipamentului de acționare—curba 3.

Curbele de reglare propuse corespund expresiilor analitice (6.24) și (6.32), în care apar toți parametrii sistemului de acționare, fie explicit, fie prin intermediul curentului  $i_s$ . Aceste funcții de reglare, odată cunoscute, pot fi ușor implementate oricărui sistem de acționare de acest tip și, în plus, adaptate valorilor particulare ale parametrilor sistemului de acționare.

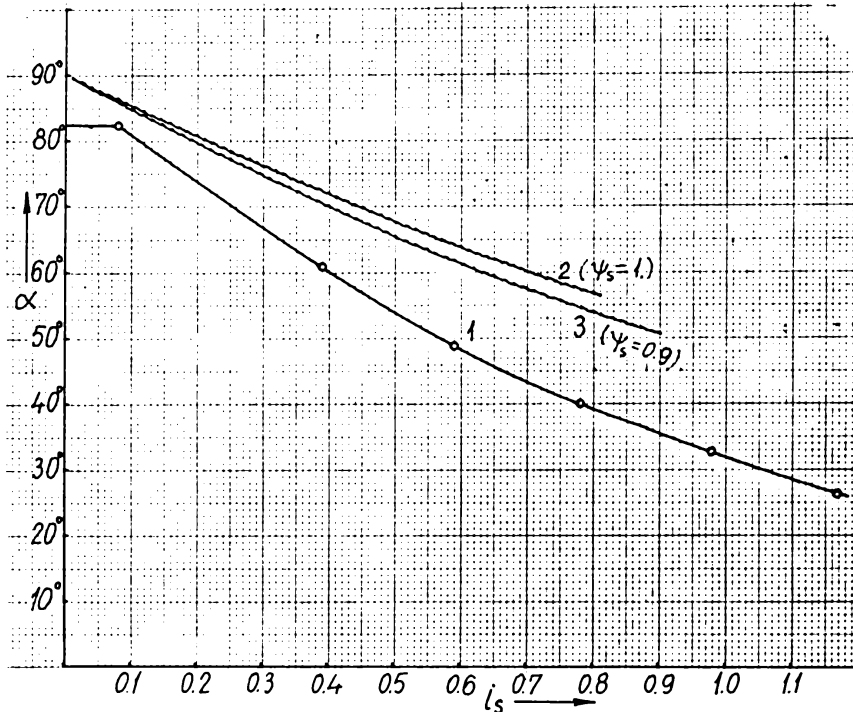


Fig.6.7. Curbele de reglare  $\alpha(i_s)$ : 1-calculată, pentru  $\Psi_s=0.9$ ; 2-calculată, pentru  $\Psi_s=1$ ; 3-dată de producător.

Consecințele unui reglaj conform curbelor determinate se evaluează prin comportarea principalelor mărimi funcționale în următoarele ipoteze:

- moara funcționează la viteza de rotație de regim;
- cuplul mecanic rezistent al morii este același;
- sistemul de axe d-q este același.

În regimul de lucru real al morii, cu un reglaj asigurat de echipamentul actual, principalele mărimi funcționale au valorile:

- valoarea eficace a curentului din indus  $I_s=2160$  A (măsurată);
- curentul de excitație  $I_E=600$  A (măsurat);
- curentul de indus în unități relative  $i_s=0,844$ ;
- curentul de excitație în unități relative  $i_E=2,06$  (conform curbei de reglare  $i_E(i_s)$ , valoare care corespunde cu cea măsurată, dacă se are în vedere și eroarea de măsurare);
- componenta curentului după axa d se determină cu relația

$$i_{sd} = -i_s \frac{1}{\sqrt{1+(1-k_{dE}^2)^2 \operatorname{tg}^2 \alpha \left(\frac{x_{sd}}{x_{sq}}\right)^2}}, \quad (6.33)$$

din care se obține prin înlocuire  $i_{sd} = -0,766$ , pentru unghiul de reglare  $\alpha(i_s) = 38^\circ$ ;

- componenta curentului după axa q,  $i_{sq} = 0,354$  ;
- fluxul magnetic din indus după axa d,  $\Psi_d = 0,318$ ;
- fluxul magnetic din indus după axa q,  $\Psi_q = 0,49$ ;
- fluxul magnetic din indus  $\Psi_s = 0,584$ ;
- fluxul magnetic prin înfășurarea de excitație,  $\Psi_E = 0,945$ ;
- cuplul electromagnetic al mașinii

$$m_e = \frac{3}{2}(\Psi_d i_{sq} - \Psi_q i_{sd}) = 0,732. \quad (6.34)$$

Aceleași mărimi se prezintă în continuare pentru cazul în care s-ar funcționa după curbele de reglare determinate prin modelare matematică; pentru a face distincție de mărimile anterioare, se folosește notația „prim”:

- fluxul magnetic în indus se impune  $\Psi'_s = 1$  ;
- curentul din indus, minim, pentru un factor de putere unitar

$$i'_s = \frac{2}{3} \frac{m_m}{\Psi'_s} = 0,488 ; \quad (6.35)$$

- componentele curentului din indus

$$i'_{sq} = \frac{i'_s s}{\sqrt{\Psi_s'^2 + x_{sq}^2 i_s'^2}} = 0,404 ; \quad (6.36)$$

$$i'_{sd} = \frac{x_{sq} i_s'^2}{\sqrt{\Psi_s'^2 + x_{sq}^2 i_s'^2}} = -0,273 ; \quad (6.37)$$

- curentul de excitație  $i'_E = 1,46$  (din curba de reglare 2, fig.6.6, pentru  $i'_s = 0,488$ );

- componentele fluxului magnetic din indus (din ecuațiile fluxurilor)

$$\Psi'_d = 0,84 ; \quad \Psi'_q = 0,56 ;$$

- fluxul magnetic de excitație  $\Psi'_E = 1,06$ .

Diagramele fazoriale obținute cu mărimile determinate, reprezentate în figura 6.8 pentru ambele situații, permit o bună comparație a regimurilor analizate. Se constată că echipamentul de reglare comandă mașina spre un regim cu flux magnetic în indus mult inferior



celui nominal și curent din indus mare, în timp ce prin reglajul propus, se realizează același cuplu cu un flux magnetic în indus la valoarea nominală și curenți în indus și excitație mai mici.

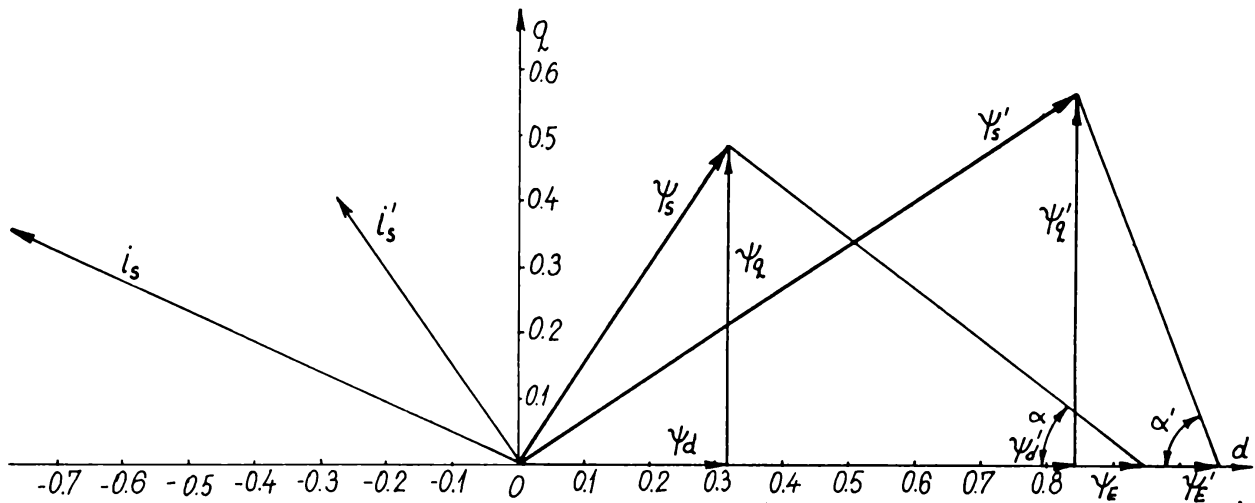


Fig.6.8. Diagrammele fazoriale ale principalelor mărimi funcționale din regimul de funcționare permanent al MS inelar cu reglajul existent (fără notația') și determinat prin modelare matematică (cu notația').

Dacă se calculează și componentele tensiunii aplicate indușului,  $u_d = -0,5283$  și  $u_q = 0,3357$ , se constată că fazorul curentului  $i_s$  este decalat înaintea fazorului tensiunii  $u_s$  cu un unghi  $\varphi = -7,63^\circ$ , cărui a fi corespunde un factor de putere  $\cos \varphi \approx 0,99$ , în timp ce prin reglajul propus se funcționează la un factor de putere unitar.

#### 6.5. Analiza armonică a principalelor forme de undă

Determinarea conținutului în armonici a principalelor mărimi electrice, cum sînt curentul statoric, tensiunea statorică și curentul de excitație s-a făcut cu ajutorul programelor de calcul FOURIER.

S-au folosit două programe, unul pentru calculatorul HP9820 A, iar celălalt în limbaj FORTRAN-pentru calculatorul CORAL.

Prin ambele programe se urmărește obținerea mai întîi a coeficienților Fourier pentru funcția de timp analizată, căreia să i se poată astfel atribui reprezentarea

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left( a_n \cos \frac{2\pi n t}{T} + b_n \sin \frac{2\pi n t}{T} \right). \quad (6.38)$$

Programul de analiză armonică pentru calculatorul HP 9820 A, are la bază o aproximare prin arce de parabole a diferitelor porțiuni din funcția dată prin puncte și apoi se efectuează calculele de integrare numerică pentru obținerea coeficienților Fourier.



Acest procedeu nu necesită ca abscisele punctelor de pe curba analizată să fie echidistante, dar numărul de puncte și numărul de armonici sînt relativ limitate.

Programul FOURIER (CORAL) realizează integrarea numerică a curbei date prin perechi de coordonate, perioada fiind împărțită în acest caz în N intervale egale.

Dezvoltarea dată ambelor programe constă în calculul unor mărimi cum sînt amplitudinile armonicilor

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad (6.39)$$

precum și a următoarelor mărimi utilizate pentru aprecierea gradului de deformare a curbei nesinusoidale:

- valoarea eficace de calcul

$$Y_{ef} = \sqrt{c_0^2 + c_1^2 + c_2^2 + \dots}; \quad (6.40)$$

- reziduul deformat

$$Y_d = \sqrt{Y_{ef}^2 - c_1^2}; \quad (6.41)$$

- coeficientul de distorsiune

$$\delta = \frac{Y_d}{Y_{ef}}; \quad (6.42)$$

- ecartul teoretic maxim

$$D = \frac{c_2 + c_3 + \dots}{c_1}. \quad (6.43)$$

Ambale programe sînt date în anexă (v.anexele 10 și 11).

#### A. Curenții din indus și excitație

Oscilogramele undelor de curent sînt prezentate în figura 6.9. Oscilograma curentului din indus a fost supusă analizei Fourier prin ambele programe. Rezultatele concordă atît în ceea ce privește ordinele armonicilor, ponderile acestora, cît și legat de valorile eficace și mărimile caracteristice ale undelor periodice nesinusoidale. Principalele armonici conținute în unda curentului de fază a MS inelar sînt următoarele:

Ordinul N	Coeficientul Fourier, A	Cota %
0	4,4	0,206
1	2154	100
4	33,8	1,57
5	117,5	5,46
7	70	3,23
11	35	1,61
13	37,3	1,73

Reziduul deformant:  $Y_d=156$  A;

Coeficientul de distorsiune:  $\delta=7,2\%$  ;

Ecartul  $D=0,2$ .

În ordinea descrescătoare a ponderilor lor, cele mai importante armonici sînt cele de ordinele 5,7,13,11 și 4. Componenta continuă este practic neglijabilă cota acesteia intrînd în domeniul erorii de determinare. Coeficientul de distorsiune fiind superior limitei admise de 5%, unda curentului de fază se consideră deformată.

Pentru a avea certitudinea că sistemul de comandă nu este cauza unor armonici, s-a analizat și curba curentului de referință  $i_{sref}$  (v.fig.6.9). Curba este practic sinusoidală, coeficientul de distorsiune fiind de 3,2% (deci mai mic decît valoarea admisă). Totuși, se remarcă faptul că există o componentă continuă mai semnificativă (cota 2,7%) și că armonica de ordinul 4 are o cotă care se apropie de un procent (0,81%). Aceasta poate fi cauza apariției unei componente de ordinul 4, mai semnificativă, în unda de curent pe fază.

Curentul de excitație are o armonică fundamentală cu o frecvență multiplă a celei de alimentare conform relației

$$f_{E(1)} = 2m_1 f_1 , \quad (6.44)$$

în care  $m_1$  este numărul de faze și  $f_1$ -frecvența de alimentare a indușului motorului. Următoarele armonici prezente în unda curentului de excitație, în ordinea descrescătoare a ponderilor lor, au frecvențele:  $2f_{E(1)}$ ,  $3f_{E(1)}$ ,  $19f_{E(1)}$  și  $20f_{E(1)}$ . Ultimele două armonici sînt datorate comutațiilor curenților de fază în circuitul de forță al cicloconvertorului.

#### B. Tensiunea statorică

Formele de undă ale tensiunii statorice, analizate din punct de vedere al conținutului în armonici, sînt cele ideale, obținute conform mecanismului de funcționare al CCV (v.cap.3). Programul „CCV(HP)” permite obținerea tensiunilor de ieșire ale CCV pentru tensiuni de referință sinusoidale, iar pentru tensiuni de referință particulare, cu forme mai simple, se poate realiza o construcție grafică simplă folosind programul „SINCCV(HP)”, dat în anexa 4.

Deoarece echipamentul de acționare a morilor rotative funcționează în mod obișnuit cu tensiuni de fază trapezoidale, s-a realizat construcția grafică a curbei tensiunii de ieșire a CCV din figura 6.10 (curba tensiunii de ieșire cu linie îngroșată), pentru o tensiune de referință trapezoidală. Curentul și tensiunea se

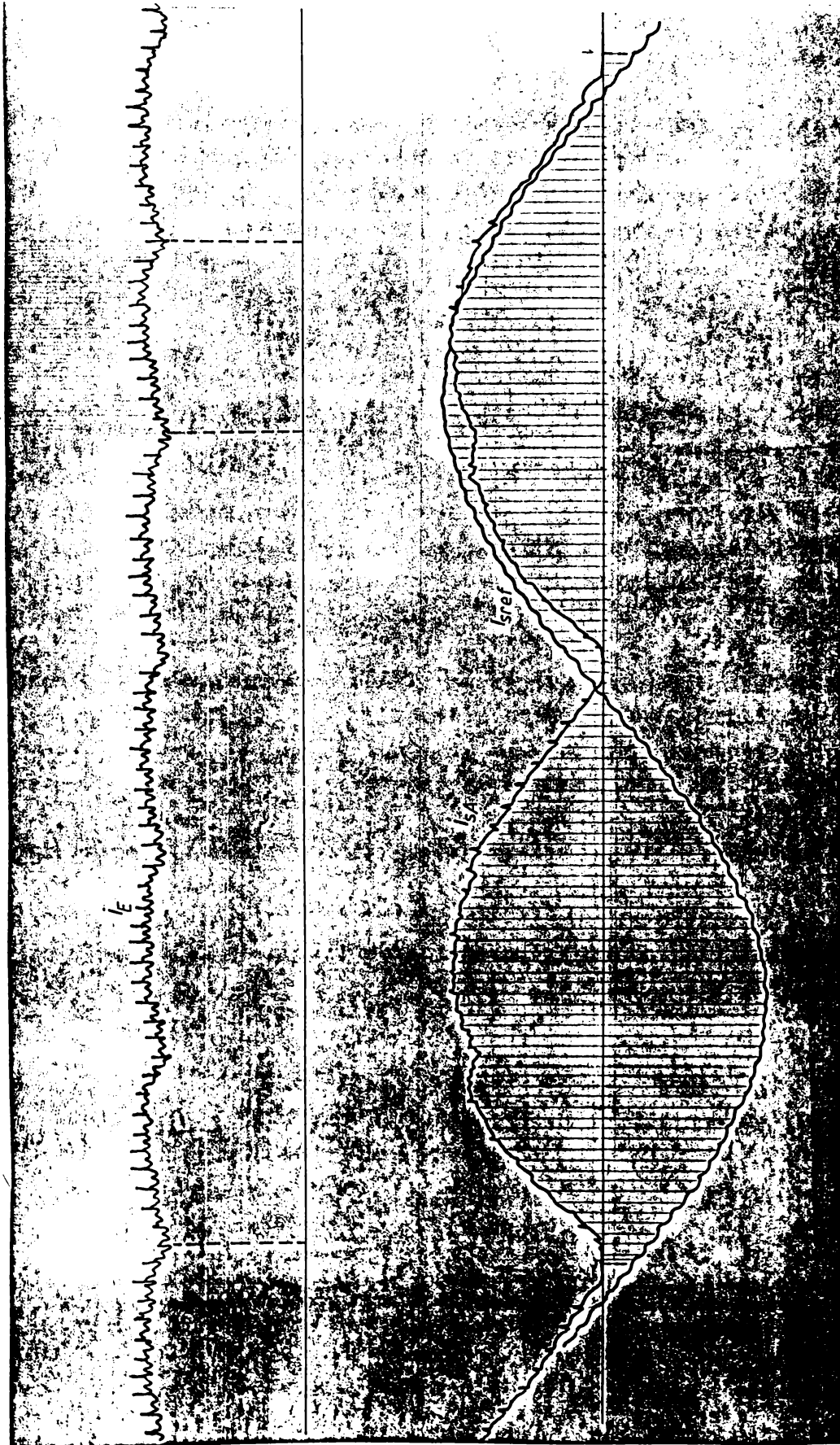


Fig.6.9. Oscillogramele undelor de curent la sistemul de acționare CCV-MS inelar:  $i_{SA}$ -curentul dintr-o fază a indusului;  $i_{ref}$ - curentul de referință;  $i_{SA}$ - curentul de excitație.

consideră în fază, conform principiului de funcționare a echipamentului. Sînt reprezentate tensiunile de sincronizare de pantă pozitivă (fig.6.10) și tensiunile de referință trapezoidale.

Analiza armonică a acestei unde este prezentată în anexa 11, pagina 3, fiind extinsă pînă la 50 de armonici. Amplitudinea tensiunii de fază s-a luat unitară. Ordinele armonicilor de tensiune mai mici de 20, aranjate în raport cu valorile descrescătoare ale cotelor lor, se prezintă astfel:

5, 2, 15, 17, 7, 6, 10, ....

Se poate trage concluzia, că armonicile 5 și 7 din curba curentului pe fază sînt datorate distorsiunilor curbei de tensiune. Armonicile multiplu de trei din curba tensiunii (15,6) sînt atenuate de către motor.

Armonici importante de tensiune sînt înregistrate în jurul triplului frecvenței rețelei (150 Hz), aceasta fiind frecvența pulsurilor din compunerea undei de tensiune. De asemenea, deosebit de importante sînt armonicile de ordinul  $36 \pm 1$ , cu cote de peste 20%.

Coeficientul de distorsiune al unei asemenea unde de tensiune, trapezoidale, este foarte ridicat  $\delta_u = 58,8\%$ . Compoziția în armonici a tensiunii de fază se modifică în raport cu coeficientul de reglaj al CCV, cînd pantele de creștere și descreștere ale tensiunii trapezoidale se modifică.

Analiza armonică a tensiunii de fază obținute în cazul tensiunilor de referință sinusoidale (v.fig.5.4,a) evidențiază un coeficient de distorsiune mai mic decît în cazul anterior cu cca. 4%, și armonici de ordinul 7 și mai ales 5 cu cote mult mai mici (v.anexa 11).

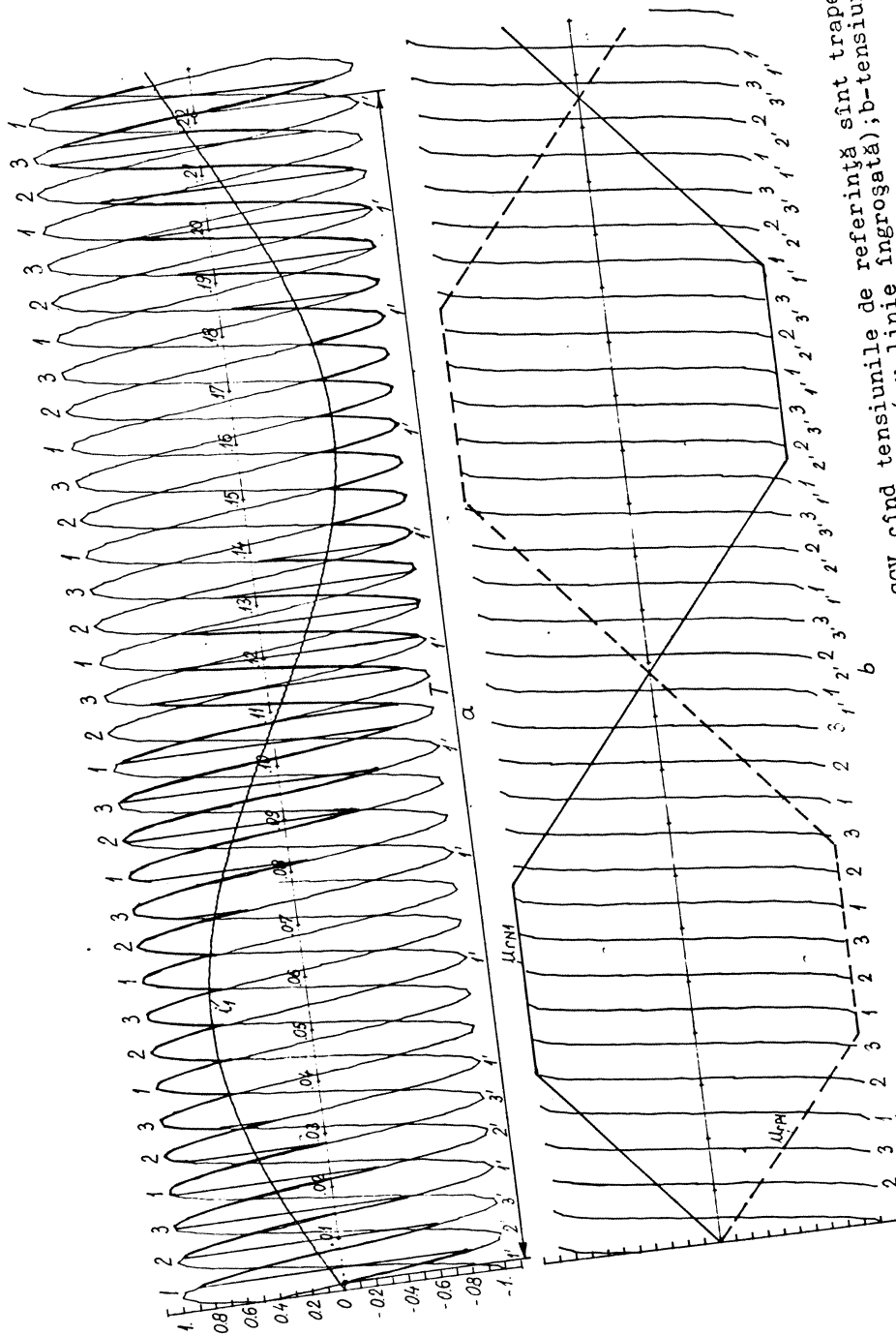


Fig.6.10. Mecanismul formării tensiunii de ieșire a CCV când tensiunile de referință sînt trapezoidale: a-tensiunile de intrare, curentul de fază și tensiunea de ieșire (cu linie îngroșată); b-tensiunile de sincronizare și de referință.

### 6.6. Economia de energie

Din comparația dintre regimurile real și cel propus ca urmare a modelării matematice, efectuată în paragraful 6.4, se poate evalua economia de energie realizabilă prin implementarea curbelor de reglare propuse [25].

Reducerea pierderilor active în indus se determină cu relația

$$P_{e1} = 3R_s(I_s^2 - I_s'^2) = 139,64 \text{ kW.} \quad (6.45)$$

Reducerea pierderilor active în înfășurarea de excitație:

$$P_{e2} = R_E(I_E^2 - I_E'^2) = 63,16 \text{ kW.} \quad (6.46)$$

Reduceri ale pierderilor de putere în CCV:

$$P_{e3} = P_{pnc} \frac{I_s^2 - I_s'^2}{I_n^2} = 7,45 \text{ kW,} \quad (6.47)$$

în care  $P_{pnc} = 15 \text{ kW}$  reprezintă pierderile nominale în CCV, la curenul nominal al acestuia  $I_n = 2500 \text{ A}$ .

Reduceri ale pierderilor de putere în redresorul care alimentează înfășurarea de excitație:

$$P_{e4} = P_{pnr} \frac{I_E^2 - I_E'^2}{I_{En}^2} = 2,04 \text{ kW,} \quad (6.48)$$

în care  $P_{pnr} = 5 \text{ kW}$  sînt pierderile nominale în redresor, la  $I_{En} = 725 \text{ A}$ .

Admițînd că prin aducerea motorului la factor de putere unitar se asigură un factor de 0,85 pentru energia absorbită din rețea de către CCV [103], se evaluează reduceri ale pierderilor active în mijloacele de compensare a puterii reactive cu relația:

$$P_{e5} = P_c S_p (\text{tg } \varphi_{m\check{s}} - \text{tg } \varphi_{adm}) \cos \varphi_m = 5,56 \text{ kW,} \quad (6.49)$$

în care  $P_c = 0,0055 \text{ kW/kvar}$  reprezintă pierderile specifice în condensatoarele de forță;

$S_p = 4860 \text{ kVA}$  - încărcarea mașinii;

$\cos \varphi_m = 0,82$  - factorul de putere al mașinii.



Suma reducerilor evaluate este  $P_e = 217,85$  kW, la care se poate aplica rotunjirea la valoarea  $P_e = 220$  kW, dat fiind reducerile la pierderile în linii. Dacă durata de utilizare anuală a unei mori este  $t_{an} = 3000$  h, economia anuală de energie se cifrează la

$$W_{ean} = P_e \cdot t_{an} = 660.000 \text{ kWh}, \quad (6.50)$$

pentru o singură moară.

O serie de alte efecte economice pozitive sînt cele datorate reducerilor importante ale curenților. Dintre acestea se menționează:

- reducerea mijloacelor de compensare a puterii reactive;
- reducerea mijloacelor de filtrare a armonicilor introduse în rețea;
- reducerea numărului de componente de putere și siguranțe fuzibile ultrarapide scoase din uz;
- creșterea timpului de disponibilitate prin reducerea numărului întreruperilor din motive tehnice.

La acestea se mai adaugă și eliminarea situațiilor de imposibilitate a pornirii morii, la scăderi importante ale tensiunii rețelei, datorate atît unei tensiuni de rețea mai reduse, cît și căderilor de tensiune mari la supracurenții de pornire.

## C O N C L U Z I I

Studiul funcționării schemei cicloconvertor-motor sincron dezvoltat în lucrare, a urmărit aprofundarea unor aspecte insuficient cunoscute, dar tot mai necesare în practica utilizării unor astfel de sisteme. Principalele concluzii care se desprind și perspectivele care pot fi conturate pentru cercetările de viitor se prezintă în continuare.

1. Acționarea MS prin surse de frecvență variabilă acoperă o gamă largă de aplicații industriale, diferențiate prin putere, viteză de rotație, gamă de reglare a vitezei, dinamică și precizie.
2. Evoluția comenzii sistemelor CCV-MS este spre utilizarea microprocesoarelor, permițîndu-se astfel implementarea ușoară a algoritmilor de reglaj dinamic, elaborați pe baza teoriei fazorilor spațiali.
3. Modulația de amplitudine reprezintă baza metodelor de conversie a energiei de c.a., fie că acestea folosesc comutația naturală, fie cea forțată. Folosind un aparataj matematic adecvat, se poate ajunge de la expresiile tensiunilor de intrare direct la forma de serie Fourier a tensiunilor de ieșire.

4. Mecanismul modulației de amplitudine are o aplicabilitate largă în domeniul mutatoarelor, permițând tratarea matematică a principiilor convertirii energiei, în locul celei apelând numai la reprezentări grafice, și obținerea unor expresii temporale a undelor de tensiune.

5. Unghiurile de conducție ale tiristoarelor din circuitele de forță ale CCV prezintă pentru valori caracteristice pe durata unei perioade a tensiunii de ieșire. Unele dintre acestea pot atinge valori de peste două ori mai mari decât celelalte, conducând la o solicitare mărită a tiristoarelor respective.

6. La trecerea de la mașina sincronă reală la cea echivalentă, din teoria celor două axe, este cât se poate de judicioasă condiția de conservare a numărului total de spire din indusul mașinii și astfel să rezulte ecuații generale de transformare a curenților, fluxurilor magnetice și tensiunilor electrice.

7. Elaborarea modelului fazorial complet al mașinii sincrone este justificată prin interpretarea înfășurărilor de excitație și amortizare ca înfășurări distincte pe inductorul mașinii. Acest model pune în evidență unii termeni care depind de valorile medii ale parametrilor mașinii și alții care depind de asimetria parametrilor mașinii după cele două axe.

8. Modelul fazorial complet al mașinii sincrone generalizează modelele fazoriale ale mașinilor de curent alternativ.

9. Rezolvarea numerică a sistemului de ecuații diferențiale a mașinii sincrone este independentă de forma sa de exprimare, în raport cu fluxurile magnetice sau în raport cu curenții. Chiar dacă fluxurile magnetice prezintă variații mai lente, pașii de integrare sînt limitați de eroarea de integrare, care este proporțională cu coeficienții ecuațiilor, mai mari în această formă. Exprimată în raport cu curenții, ecuațiile prezintă coeficienți mai mici, dar pașii de integrare nu pot fi măriți pentru-că se pierde variații semnificative ale curenților.

10. Sistemul de ecuații ale mașinii sincrone poate fi organizat pe trei subsisteme de ecuații, plus ecuația mișcării. Unul dintre subsisteme este cu mărimi preponderent după axa  $d$ , al doilea după axa  $q$  - și cel de al treilea este al mărimilor omopolare. Ecuațiile subsistemelor „ $d$ ”, „ $q$ ” și ecuația mișcării au unele mărimi comune, care constituie legături încrucișate între sistemele de mărimi după axele  $d$  și  $q$ .



11. Subsistemul ecuațiilor cu mărimile omopolare se poate rezolva întotdeauna independent de celelalte ecuații și admite soluții analitice generale.

12. Subsistemele de ecuații „d” și „q” se rezolvă împreună în cazul regimurilor cu viteza de rotație constantă, iar ecuația mișcării este de verificare pentru cazurile vitezei de rotație diferite de zero.

13. În regimurile tranzitorii, caracterizate prin variația vitezei de rotație, subsistemele „d” și „q” și ecuația mișcării formează un sistem unic de ecuații și se rezolvă împreună.

14. Regimul tranzitoriu la cuplarea înfășurării de excitație a MS permite o tratare analitică completă, utilă atât pentru determinarea unor parametri ai MS prin analiza oscilogramelor corespunzătoare, cât și la stabilirea valorilor inițiale ale diferitelor mărimi pentru pornirea propriu-zisă.

15. Organigrama programului „CCV” pentru modelarea caracteristicii intrare-ieșire a CCV poate sta la baza implementării acesteia pe un sistem de comandă cu microprocesor, înlocuindu-se electronica prin cablare cu electronica programată.

16. Diferitele condiții electrice și mecanice, pe care trebuie să le satisfacă sistemul de acționare cu MS, pot fi introduse direct în sistemul de ecuații, pentru a se obține modelul matematic al regimului de funcționare corespunzător. Numărul maxim de condiții scalare care pot fi impuse este trei. Modelele matematice obținute au ca soluții tensiunile ideale de alimentare a MS.

17. Prin cuprinderea unor condiții electrice sau mecanice, direct în modelele matematice ale sistemelor de acționare, soluțiile se obțin fie sub formă analitică, fie printr-o integrare numerică directă, eliminându-se testările de condiții și ciclurile de revenire din programe.

18. Modelul matematic al acționării cu menținerea fazorului spațial al curentului din indus în axa q permite formularea condiției asupra valorii curentului din indus pentru ca tensiunea și fluxul din indus să fie minime.

19. Regimul de funcționare al motorului sincron, cu menținerea fazorului spațial al curentului din indus în axa q, nu este avantajos din punct de vedere energetic, datorită factorului de putere redus și a slabei încărcări posibile din punct de vedere a cuplului la arbore.

20. Modelul matematic al regimului cu flux magnetic constant în indus pune singur în evidență condiția de curent minim în indus, ceea ce corespunde funcționării mașinii la factor de putere unitar.

21. Regimul de funcționare la flux magnetic constant și factor de putere unitar al MS inelar de la morile de ciment este descris prin relații analitice, datorită faptului că lipsește înfășurarea de

amortizare. Curbele de reglare  $i_L(i_s)$  și  $\alpha(i_s)$  pot fi transpuse în schemele de reglare, conducînd la reducerea substanțială a curenților în motor, în condițiile funcționării la același cuplu mecanic rezistent.

22. Curbele de reglare propuse, împreună cu fluxul magnetic din indus  $\Psi_s$ , caracterizează complet regimul de funcționare la flux constant și factor de putere unitar, avînd în vedere faptul că în expresiile lor apar toți parametrii caracteristici ai sistemului de acționare.

23. Armonicile de curent cu ordinele 5,7,11,13, introduse de echipamentul de acționare în rețea, pot fi reduse printr-o funcționare cît mai apropiată de factorul de putere unitar, prin aducerea la forma perfect sinusoidală a curentului de referință, prin alegerea unei forme corespunzătoare pentru tensiunile de alimentare și, în ultimă instanță, prin instalarea de filtre de armonici.

24. Aproximarea curbelor tehnice prin polinoame de interpolare Lagrange este posibilă, expresiile obținute fiind ușor de introdus în programe, simplu de derivat și integrat. Metoda trebuie însă atent aplicată pentru a obține polinoamele cele mai simple care aproximează cel mai bine curba dată, fără a schimba caracterul variațiilor redăte de aceasta.

25. Prin implementarea curbelor de reglare propuse se obțin importante economii de energie, reprezentînd circa 660.000 kWh/an pentru o singură moară și semnificative avantaje tehnice: posibilitatea pornirii la scăderi ale tensiunii rețelei, reducerea numărului de componente de putere și siguranțe ultrarapide scoase din uz, reducerea necesarului de mijloace de compensare-filtrare.

#### REFERINTE BIBLIOGRAFICE

1. Angot, A. Complemente de matematici pentru inginerii din electrotehnică și din telecomunicații (trad. din lb. franceză). București, Ed.Tehnică, 1965.
2. Antoniu, I.S. Bazele Electrotehnicii, vol.I și II. București, E.D.P., 1974.
3. Arakeljan, A.K., ș.a. Ventil'nyj ělektroprivod s sinhronnym dvigatelem i zavisimym inventorum. Moskva, Ęnergija, 1977.
4. Bălă, C. Mașini electrice, Teorie și încercări, Ediția a II-a. București, E.D.P., 1982.
5. Boldea, I. și Atanasiu, G. Analiza unitară a mașinilor electrice. București, Ed.Academiei R.S.R., 1983.
6. Bykov, Ju., M. Neposredstvennye preobrazovateli častoty s avtonomnym istočnikom ěnergii. Moskva, Ęnergija, 1977.
7. Cartianu, G. Modulația de frecvență. București, Ed.Academiei R.S.R., 1966.
8. Cîmpeanu, A. Mașini electrice. Craiova, Scrisul romanesc, 1977.
9. Comșa, D., Maier, V. și Chindriș, M. Electrotermie, Lucrări practice. Cluj-Napoca, Litografia I.P.C.-N., 1977.
10. Crișan, A., ș.a. Mașini electrice. Noțiuni de bază. Mașina sincronă. Mașina asincronă, vol.2, Cluj-Napoca, Litografia I.P.C.-N., 1973.
11. Danilevici, Ia.B., ș.a. Parametrii mașinilor de curent alternativ (trad. din limba rusă). București, Ed.Tehnică, 1968.
12. Dordea, T. Mașini electrice, Ediția a II-a. București, E.D.P., 1977.
13. El'kin, N.F., ș.a. Neposredstvennye tiristornye preobrazovateli častoty dlja ělektroprivodov. Moskva, Informělektro, 1976.
14. Firago, B.I., ș.a. Tiristornye ciklokonvertory. Minsk, Izd. "Nauka i tehnika", 1973.

15. Fransua, A. și Măgureanu, R. Mașini și acționări electrice, Elemente de execuție. București, Ed.Tehnică, 1986.
16. Gheorghiu, I.S. și Fransua, A. Tratat de mașini electrice, vol. IV, Mașini sincrone. București, Ed.Academiei R.S.R., 1972.
17. Gyugyi, L. și Pelly, B.R. Static Power Frequency Changers, Theory, Performance and Application. New York, John Wiley and Sons, 1976.
18. Jemerov, G.G. Tiristornye preobrazovateli častoty s neposredstvennoj svjaz'ju. Moskva, Ėnergija, 1977.
19. Kazovskij, E. Ja. Perehodnye processy v 'električeskih mašinah peremennogotoka. Moskva, Izd. Akademii nauk SSSR, 1962.
20. Kelemen, A. Acționări electrice, Ediția a doua. București, E.D.P. 1979.
21. Kelemen, A. și Imecs, Maria. Electronică de putere. București, E.D.P., 1983.
22. Kelemen, A., ș.a. Mutatoare, Aplicații. București, E.D.P., 1980.
23. Maier, V. Contribuții la teoria și proiectarea cicloconvertoarelor, Referat de doctorat. Timișoara, I.P. "Traian Vuia", 1982.
24. Maier, V. Aspecte privind sistemul de acționare cicloconvertor-motor sincron, Referat de doctorat. Timișoara, I.P."Traian Vuia", 1983.
25. Maier, V. și Mănduc, L. Cercetare privind acționarea motoarelor sincrone inelare pentru elaborarea unor soluții de funcționare în condițiile variațiilor tensiunii și frecvenței rețelei. Contract I.P.C.-N. nr.64/1986. Cluj-Napoca, I.P. C.-N., 1986.
26. Matlac, I. Convertoare electrice. Brașov, Lito Univ., 1975.
27. Möltgen, G. Tiristoarele în practică, Mutatoare cu comutație de la rețea (trad. din l. germană - R.F.G.). București, Ed. Tehnică, 1970.
28. Murphy, J.M.D. Thyristor Control of A.C. Motors. Braunschweig, Pergamon Press, 1973.

29. Micu, E. Studiul stabilității motorului sincron comandat prin frecvență cu ajutorul calculatoarelor electronice, Rezumatul tezei de doctorat. Timișoara, Litografia I.P. "Traian Vuia", 1971.
30. Nedelcu, V. Regimurile de funcționare ale mașinilor de curent alternativ. București, Ed.Tehnică, 1968.
31. Nicolaide, A. Mașini electrice, Teorie, Proiectare, vol.1 și 2. Craiova, Ed.Scrisul Românesc, 1975.
32. Pelly, B.R. Thyristor Phase - Controlled Converters and Cycloconverters, Operation, Control and Performance. New York, Wiley - Interscience, 1971.
33. Richter, R. Mașina sincronă și mașina comutatoare. București, Ed.Tehnică, 1959.
34. Saal, C. și Szabo, W. Sisteme de acționare electrică, Determinarea parametrilor de funcționare. București, Ed.Tehnică, 1981.
35. Tunsoiu, Gh., Seracin, E. și Saal, C. Acționări electrice. București, E.D.P., 1982.
36. Vešenevskij, S.N. Harakteristiki dvigatelej v ělektroprivode, Izdanie šestoe, ispravlennoe. Moskva, Ėnergija, 1977.
37. Zărnescu, H..Utilizarea optimală a motorului sincron. București, Ed.Tehnică, 1984.
38. x x x Analiza regimului deformant și elaborarea soluțiilor de filtrare-compensare pe bază de măsurători pentru atingerea factorului de putere neutral, în condițiile prezenței armonicilor la C.L.A. Aleșd - linia 1. București, I.C.P.E., 1985 (contract 723-85).
39. x x x Echipament de acționare a morilor de ciment cu motor sincron lent comandat prin convertizor static de frecvență. I.C.P.E., vol.I și II, SL5, 1980.
40. x x x Motor special sincron tip "5,5-40", Cartea mașinii. București, ICSITEEMR.

Articole din periodice

41. Aleksandrovskij, B.S., ș.a. Sostojanie i perspektivy vnedrenija ělektroprivodov s ventil'nymi dvigateljami. In Automatizirovannyi ělektroprivod, Moskva, Ěnergija, 1980, pp.161-166.
42. Alexandrovitz, A. și Katz, D. Analysis of transient phenomena in three-phase induction motor represented in phase axes by digital simulation. In Electric machines and electromechanics, Volume 7, number 6, nov.-dec. 1982, pp. 305-324.
43. Andrienko, P.D., ș.a. Ćastotno - reguliruemye ělektroprivody massovyh serij. In Avtomatizirovannyj ělektroprivod, Moskva, Ěnergija, 1980, pp. 157-161.
44. Arakeljan, A.K., ș.a. Problema sozdanija reguliruemyh ělektroprivodov s ventil'nymi dvigateljami na osnove sinhronnoj mašiny i zavisimogo invertora toka (naprjaženija). In Avtomatizirovannyj ělektroprivod, Moskva, Ěnergija, 1980, pp. 106-114.
45. Atanasiu, G. și Irhașiu, D. Calculul optimal al mașinilor electrice cu comutație statică. In Bul.șt. al Conf. naționale de electrotehnică și electroenergetică, vol.4, Timișoara, 1982, pp. 1 - 10.
46. Aldana, F., ș.a. An Optimal Microcomputer-controlled Converter for Feeding AC Motors. In Preprints of the 3rd IFAC Symposium, Lausanne, sept. 1983, pp. 445-452.
47. Belov, N.V., ș.a. Problemy primeneniia reguliruemyh ělektroprivodov dlja cementnogo, drobil'nogo i razmol'nogo oborudovaniia. In Avtomatizirovannyj elektroprivod, Moskva, Ěnergija, 1974.
48. Berbner, W. Das System BEC-Procontic M für den Einsatz in Lageregelkreisen. In BEC-Nachrichten, Jahrgang 63(1981), Heft 9, pp. 313-323.
49. Bläuenstein, E. Der erste getriebelose Rohrmühlenantrieb. In Brown Boveri Mitteilungen, 1970, Bd.57, No.3, pp.95-105.
50. Bobrov, A.E., ș.a. Primenenie nelinejnyh modelej sinhronnyh mašin dlja issledovaniia ělektromehaničeskih perehodnyh processov. In Issledovanie ělektričeskih mašin bol'šoj moščnosti, Trudy LPI, nr.367, Leningrad, 1979, pp. 11-15.

51. Braun, M. și Hasse, K. A direct frequency changer with control of input reactive power. In Control in power electronics and electrical drives, Preprints of the Third IFAC Symposium, Lausanne, sept.1983, pp.187-194.
52. Bose, B.N. și Simond, I.I. Partial frequency starting of synchronous machines when and how. In proceedings of Int.Conf. on Electrical Machines, Lausanne, sept.1984, Part III.
53. Chassaude, J.P. și Poloujadoff, M. A Complete analytical Theory of Self Controlled Inverter Fed Synchronous Machine. In IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-100, No.6, June 1981, pp.2854-2861.
54. Chatelain, J., ș.a. Comparison of different models of synchronous machine and determination of compensating torques. In Proceedings of Int.Conf. on Electrical Machines, Lausanne, sept.1984, Part 2, pp.421-424.
55. Dartau, V.A., ș.a. Teoreticele osnove postroenija častotnyh ělektroprivodov s vektornym upravleniem. In Avtomatizirovannyj ělektroprivod, Moskva, Ěnergija, 1980, pp.93-101.
56. Davoine, J., ș.a. Operation of a Self-Controlled Synchronous Without a Shaft Position Sensor. In IEEE Trans. on Ind. Appl., vol.IA-19, no.2, march/april 1983, pp.217-222.
57. Dordea, T. Asupra ecuațiilor mașinilor electrice de curent alternativ. In Studii și cercet. de energetică și electrotehnică, Tom 16 Nr.1, 1966, pp.17-31.
58. Faure, A. Convertisseurs statiques de fréquence. In La technique moderne, juillet, 1970.
59. Finidori, Ch. și Tholozan, G. Contribution à l'analyse des associations d'onduleurs et de machines tournantes. In R.G.E., Tome 85, Nr.1, Janvier, 1976, pp.18-21.
60. Franz, P. and Meyer, A. System equations and digital simulation of converter-fed synchronous motor. In Proceedings of Int. Conf. on Electrical Machines, Lausanne, sept.1984, Part 2, pp.735-739.
61. Galan, N. și Mihalache, M. Equivalent electric diagrams of the synchronous machine. In Proceedings of Int.Conf.on Electrical Machines, Lausanne, sept.1984, Part 2, pp.436-438.

62. Galwitz, B., ș.a. A Proposal for avoiding the direct measurement of speed and angular position of the synchronous machine. In Control in power electronics and electrical drives, Preprints of the Third IFAC Symposium, Lausanne, sept.1983, pp.63-68.
63. Gervais, C. Vitesse variable par tension et fréquence variables. In Techniques C.E.M., nr.72, 1969.
64. Gorodskij, D.A. Uravnenija i vektornaja diagramma sinhronnoj mašiny. In Izvestija VUZ, Ėlektromehanika, nr.1, 1977, pp.21.
65. Harashima, F. State of the art on power electronics and electrical drives in Japan. In Tutorial session and survey papers of 3rd IFAC Symposium on Control in power electronics and electrical drives, Lausanne, sept.1983, pp.23-33.
66. Harashima, F., ș.a. Dynamic Performance of Self-Controlled Synchronous Motors Fed by Current-Source Inverters. In IEEE Trans.on Ind. Appl. Vol.IA-15, No.1, Jan/Febr., 1974, pp. 36-47.
67. Ijac, G., ș.a. Dispozitive și instalații de comandă, menținere în funcțiune și optimizare a unor procese ale sistemelor de acționare cu motoare sincrone, partea I, II și III. In Energetica nr.1, 2 și 4, 1984, pp.respectiv 25-29, 57-64 și 101-110.
68. Isch, K., ș.a. Gearless Drives for Large Tube Mills. In Brown Boveri Review, nr.10, vol.64, oct.1977, pp.596-602.
69. Jacovides, L.J., ș.a. A Cycloconverter-Synchronous Motor Drive for Traction Applications. In IEEE Trans. on Ind.Appl., vol.IA-17, No.4, July/Aug.1981, pp.407-418.
70. Kemalinan, M. Modal analysis of synchronous machine dynamics. In IEEE Trans. Circuits and Syst., no.29, 1982, pp.688-699.
71. Klein, R. L'association onduleurs-machines synchrones. In R.G.E., Tome 85, Nr.1, Janvier 1976, pp.18-21.
72. Kostiv, A.P. și Fil'c, R.V. Metod rasčeta statičeskih harakteristik častotno-reguliruemyh nasyščennyh sinhronnyh dvigatelej. In Preobrazovatel'naja tehnika; avtomatizirovannyj Ėlektroprivod, Kišinev, Știința,1978, pp.82-92.



73. Langer, J. Umrichterspeisung von Synchronmotoren für Rohrmühlen. In Brown Boveri Mitteilungen, 1970, Bd.57, No.3, pp. 112-117.
74. Lauw, H.K. and Meyer, W.S. Universal machine modeling for the representation of rotating electric machinery in an electromagnetic transients program. In IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-101, No.6, June 1982, pp. 1342-1350.
75. Le Huy, H., ș.a. A Self-Controlled Synchronous Motor Drive using Terminal Voltage System. In IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-18, nr.1, Jan/Febr.1982, pp.46-53.
76. Le Huy, H., ș.a. Torque characteristics of a self-controlled synchronous motor. In Electric machines and electromechanics. Vol.7, no.6, nov-dec.1982, pp.473-481.
77. Leonhard, W. Control of AC-machines with the help of microelectronics. In Tutorial session and survey papers of 3rd IFAC Symposium on Control in power electronics and electrical drives, Lausanne, sept.1983, pp.35-58.
78. Lokteva, I.L. Principy postroenija sistem upravlenija obobščenoj mašinnoj peremennogo toka. In Avtomatizirovannyj ělektroprivod, Moskva, Ęnergija, 1980, pp. 280-284.
79. Makky, A.-R.A.M. Representation of saturated salient-pole synchronous machine by a single magnetization curve. In Electric Machines and Electromechanics, Vol.7, no.5, sept.-oct.1982, pp.369-378.
80. Maier, V. Considerații asupra surselor statice de joasă frecvență cu conversie directă. In Buletinul ses.șt.a I.P.C.-N., oct. 1978.
81. Maier, V. Modulația de amplitudine în conversia energiei la ciclo-convertoare. In Buletinul celei de a II-a Conferințe de Electrotehnică și Energetică, Timișoara, 1982.
82. Mard, M.P. Control laws of electric machines. In Control in power electronics and electrical drives, Preprints of the 3rd IFAC Symposium, Lausanne, sept.1983, pp.33-40.

83. Mayer, C.B. Torsional Vibration Problems and Analysis of Cement Industry Drives. In IEEE Trans. on Ind. Appl., vol.IA-17, No.1, Jan/Febr.1981, pp.81-89.
84. Meyer, A., ș.a. Le moteur synchrone à convertisseur de courant utilisé comme système d'entraînement à vitesse variable. In Revue Brown Boveri, nr.4/5, 1982.
85. Meyer, A. și Roher, H. Comparison of measurements between converter-fed and grid-fed synchronous motors. In Proceedings of Int.conf. on Electrical Machines, Lausanne, sept.1984, Part 2, pp.756-760.
86. Mihalache, M. Influența saturației asupra parametrilor de regim staționar al mașinii sincrone. In Energetica - supliment, anul IX, vol.1-2 1984, pp.123-129.
87. Mrugowsky, H. Parameterbestimmung für Synchronmaschinen aus charakteristischen Betriebsdaten und - kennlinien. In Elektrie, nr.34(1980), H.2, pp.69-72.
88. Naunin, D. The Calculation of Damper Currents in Synchronous Machine at Different Current Wave Forms. In Control in power electronics and electrical drives, Preprints of the 3rd IFAC Symposium, Lausanne, sept.1983, pp.399-406.
89. Peneder, F. și Suchanek, V. Static Frequency Changers for Driving and Runing Up High-Power Synchronous Machines. In Brown Boveri Review, sept.1980, Vol.67, pp.524-529.
90. Plunkett, A. și Turnbull, F.G. Load-Commutated Inverter/Synchronous Motor Drive Without a Shaft Position Sensor. In Trans; on Industry Appl., Vol.IA-15, No.1, Jan/febr.1979.
91. Popovici, D., Scărcănu, P. și Seracin, E. Comanda în frecvență a motoarelor liniare de acționare a cărucioarelor podurilor rulante. In Bul.șt.al Conf.Naț.de electrotehn. și electroenerg., vol.6, Timișoara, sept.1982.
92. Riedo, P.J. Cascade control by state variable feedback method applied to a synchronous motor. In Control in power electronics and electrical drives, Preprints of the Third IFAC Symposium, Lausanne, sept.1983, pp.111-117.

93. Rodriguez, J. A new control technique for AC-AC converters.  
In Control in power electronics and electrical drives,  
Preprints of the Third IFAC Symposium, Lausanne, sept.  
1983, pp.203-208.
94. Scott, A.L. și Valentine, R.D. Large Grinding Mill Drives Update.  
In IEEE Trans. on Industry Applications, vol.IA-18, No.6,  
Nov/Dec.1982, pp.736-744.
95. Shimer, D.W. și Jacovides, L.J. An Improved Triggering Method  
for a High-Power Cycloconverter-Induction Motor Drive.  
In IEEE Trans.on Ind.Appl., vol.IA-15, no.5, sept./oct.  
1979, pp.472-481.
96. Sika, Z.K. și Kurkalov, I.I. Ispol'zovanie linejnogo sinhronnogo  
dvigatelja v vysokoskorostnom nazemnon transporte. In  
Bezkontaktnye elektriceskie mašiny, Riga, Zinatne, 1979,  
vyp. 18, pp.3-10.
97. Sležanovskij, O.V., ș.a. Tiristornyj elektroprivod peremennogo  
toka s preobrazovateljami častoty s neposredstvennoj  
svjaz'ju. In Avtomatizirovannyj elektroprivod v promyš-  
lennosti, Moskva, Ėnergija, 1974.
98. Slonim, M.A. și Biringer, P.P. Steady-State Processes in Cyclo-  
converters - Part II. Low-Frequency Cycloconverters.  
In IEEE Trans.on Industrial Electronics and Control In-  
strumentation, May 1981, Vol.IECI-28, Nu.2, pp.131-136.
99. Sonoda, T., ș.a. Current zero point detection in noncirculating  
cycloconverter based on dynamic characteristics of thy-  
ristor-diode series circuit. In Control in power electro-  
nics and electrical drives, Preprints of the Third IFAC  
Symposium, Lausanne, sept.1983, pp.195-202.
100. Stommelor, H. Antriebsystem und elektronische Regoleinrichtung  
der getriebelosen Rohrmühle. In Brown Boveri Mitteilungen  
1970, v.57, nr.3.
101. Sugiyama, T., ș.a. Measurement of Synchronous Machine Parameters  
Under Operating Condition. In IEEE Trans. on Power App.  
and Syst., vol.PAS-101, no.4, April 1982; pp.895-904.
102. Tadakuma, S. și Tamura, Y. Current Response Simulation in Six-  
Phase and Twelve-Phase Cycloconverters. In Trans.on Ind.  
Appl., vol.IA-15, nr.4, July/Aug.1979, pp.411-419.

103. Terens, L., s.a. Le moteur synchrone à cycloconvertisseur. In Rev. Brown Boveri, nr.4/5-82, pp.122-132.
104. Thiry, J.M., s.a. A Simplified Model of the Multiple Armature, Polyphase Self-Controlled Synchronous Machine. In Preprints of the 3rd IFAC Symposium, Lausanne, sept.1983, pp.391-398.
105. Timpe, W. Cycloconverters Drives for Rolling Mills. In IEEE Trans.on Ind.Appl., Vol.IA-18, No.4, July-Aug.1982, pp.400-404.
106. Tso, S.K. and Tang, K.H. Improvements in Microprocessor-controlled Triac Cycloconverters. In Preprints of the 3rd IFAC Symposium, Lausanne, sept.1983, pp.437-444.
107. Vagati, A. and Villata, F. A Brushless System for Position Control. In Preprints of the 3rd IFAC Symposium, Lausanne, sept.1983, pp.407-414.
108. Van Hulse, J., s.a. A simplified analysis of damper losses and torque ripple of the converter-fed, multiple armature polyphase synchronous machine. In Proceedings of Int.Conf. on Electrical Machines, Lausanne, sept.1984, Part 2, pp.773-776.
109. Vejnger, A.M., s.a. O možnostjeh reguliruemogo ělektroprivoda s sinhronnym dvigatelem. In ělektriĉestvo, nr.9, 1971.
110. Vankataraman, R. ŝi Ramaswami, B. Thyristor converter-fed synchronous motor drive. In El.Mach. and Electromechanics, vol.6, nr.5, sept.-oct.1981.
111. Vauhkonen, V. A cycloconverter-fed synchronous motor drive having isolated output phases. In Proceedings of Int.Conf.on Electrical Machines, Lausanne, sept.1984, part II, pp.777-780.
112. Werren, L. Synchronous machine with 2 three-phase windings, spatially displaced by  $30^{\circ}$  el. Commutation reactance and model for converter-performance simulation. In Proceedings of Int.Conf.on Electrical Machines, Lausanne, sept.1984, part II, pp.781-784.

113. x x x Rekomendacii VII vsesojuznoj konferencii po avtomatizirovannomu ělektroprivodu. In Avtomatizirovannyj ělektroprivod, Moskva, ěnergija, 1980, pp.389-392.

Brevete

114. Maier, V. Procedeu și dispozitiv cicloconvertor. Brevet R.S.R. nr.63982.
115. Maier, V. și Chintoanu, R. Dispozitiv pentru comanda cicloconvertorului în schemă cu punct median. Brevet R.S.R. nr. 80612.



Descompunerea în serie Fourier a amplitudinii relative  
cu variație rectangulară

Expresia analitică a variației amplitudinii relative după forma treaptă unitară considerată (v.fig.2.4) este

$$\frac{A(t)}{A_0} = \begin{cases} 0, & \text{pentru } t \in [kT_c, kT_c + \tau_i] U (kT_c + \tau_i + \tau_c, (k+1)T_c] ; \\ 1, & \text{pentru } t \in (kT_c + \tau_i, kT_c + \tau_i + \tau_c], \end{cases} \quad (A1.1)$$

în care  $T_c$  este perioada funcției de modulație;

$\tau_i$  - întârzierea semnalului amplitudine în raport cu sistemul de referință ales;

$\tau_c$  - durata semnalului treaptă unitară reprezentînd amplitudinea relativă;

$k = 0, 1, 2, \dots$  - un număr natural.

Se procedează la o dezvoltare Fourier de forma

$$\frac{A(t)}{A_0} = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n \omega_c t + b_n \sin n \omega_c t), \quad (A1.2)$$

în care  $\omega_c = \frac{2\pi}{T_c}$  este pulsația funcției de modulație, iar  $a_0, a_n$  și

$b_n$  sînt coeficienții seriei Fourier.

Aplicînd relațiile de calcul cunoscute și ținînd seamă de notația  $x = \omega_c t$ , se obține:

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(x) dx = \frac{1}{\pi} \int_{(kT_c + \tau_i)\omega_c}^{(kT_c + \tau_i + \tau_c)\omega_c} dx = \frac{\tau_c \omega_c}{\pi} = \frac{2 \tau_c}{T_c}; \quad (A1.3)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(x) \cos nx \cdot dx = \frac{1}{\pi} \int_{(kT_c + \tau_i)\omega_c}^{(kT_c + \tau_i + \tau_c)\omega_c} \cos(nx) dx = \frac{1}{n\pi} \sin(nx) \Big|_{(kT_c + \tau_i)\omega_c}^{(kT_c + \tau_i + \tau_c)\omega_c} =$$

$$= \frac{2}{n\pi} \cos \left[ n\omega_c \left( kT_c + \tau_i + \frac{\tau_c}{2} \right) \right] \sin \frac{n \omega_c \tau_c}{2}; \quad (A1.4)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(x) \sin nx \cdot dx = \frac{2}{n\pi} \sin \left[ n\omega_c \left( kT_c + \tau_i + \frac{\tau_c}{2} \right) \right] \sin \frac{n\omega_c \tau_c}{2}. \quad (A1.5)$$

Intr-o primă formă, dezvoltarea Fourier căutată este

$$\frac{A(t)}{A_0} = \frac{\tau_c}{T_c} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\left(\frac{n\tau_c \pi}{T_c}\right) \left\{ \cos\left[n\omega_c\left(kT_c + \tau_i + \frac{\tau_c}{2}\right)\right] \cos n\omega_c t + \right. \\ \left. + \sin\left[n\omega_c\left(kT_c + \tau_i + \frac{\tau_c}{2}\right)\right] \sin nx \right\}, \quad (A1.6)$$

în care, făcînd restrîngerea posibilă se ajunge la forma

$$\frac{A(t)}{A_0} = \frac{\tau_c}{T_c} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\left(\frac{n\tau_c \pi}{T_c}\right) \cos\left[n\omega_c\left(t - \tau_i - \frac{\tau_c}{2}\right)\right] \quad (A1.7)$$



## ANEXA 2

## PROGRAMUL CINFEX

pentru studiul regimului tranzitoriu la cuplarea înfășurării de excitație a MS cu înfășurare de amortizare, la  $\Omega = 0$  și înfășurarea indusului deschisă

```

0: 2→B;GSB "AXE" F
1: ENT "TO",X,"TF",R2,"DX",R1,"INT.SCR",R4;GSB "COEF" F
2: (7→C)+2B→Y;TYP "DATE INTR.";FMT 7FLT 11.3;TYP B,X,R2,R1,R4,R60,
  R71 F
3: 0→A F
4: A+1→A;0→R(Y+A);ENT "VAL.INITIALE",R(C+A);JMP A=B F
5: 1→R5;ENT "PSI SD",R30,"IE",R31,"ID",R32"UD",R46;R30→R29;GSB
  "TYP" F
6: SFG 2;.5→R6;2→R3;GSB 19 F
7: R1/2+X→X;1-√.5→R6;1→R3;GSB 19 F
8: 1+√.5→R6;GSB 19 F
9: R1/2+X→X;CFG 2;1/6→R6;2→R3;GSB 19 F
10: IF R5≠R4;R5+1→R5;-(R78R9+R80R8)/R69→R29;GTO 15 F
11: 8→C;GSB "CALC" F
12: FMT 7FLT 11.3;TYP X,R8,R9,R30,R31,R32,R46 F
13: PLT X,R31 I
14: 1→R5 F
15: IF R2>X;GTO 6 F
16: DSP "NOUL X FINAL?" F
17: STP F
18: Z→R2;ENT "DX",R1,"INT.SCR",R4;GTO 6 F
19:GSB "F" F
20: ((8→C)+B→A→R7)+B→Y F
21: RAR1→RA;A+1→A;IF 2B>A-8;GTO +0 F
22: 1→A F
23: RC+R6RR7-R6R3RY→RC F
24: RY-3R6R3RY+2R6RR7FLG 2→RY F
25: (((A+1→A)+7→C)+B→R7)+B→Y;IF A≤B;GTO 23 F
26: RET F
27: "F" F
28: R60+(R8-R79R9)/R71R69→R10 F
29: (R9-R81R8)/R72R69→R11 F
30: RET F

```

31: "COEF";50→R65;.1→R78;1-R78→R79;.02→R80;1-R80→R81 F  
32: R78R80-R78-R80→R69;ENT "UE",R60,"TE",R71 F  
33: R6OR71→R63;R71/4→R72;R72/1.15→R73 F  
34: RET I  
35: "CALC";-(R78R9+R8OR8)/R69→R30;(R79R9-R8)/R69→R31 F  
36: (R81R8-R9)/R69→R32;(R29-R30)/R1→R46 F  
37: RET F  
38: "TYP";FMT "REZULTATE";TYP;PLT X,R31 F  
39: FMT " T PSI E PSI D PSI SD";TYP ;STP F  
40: FMT "IE ID UD";TYP F  
41: FMT 7FLT 11.3;TYP X,R8,R9,R30,R31,R32,R46 F  
42: RET F  
43: "AXE";SCL 0,1000,0,25;AXE 0,0,100,5 F  
44: RET F  
45: END F  
R256

## PROGRAMUL CCV (HP)

pentru modelarea caracteristicii intrare-ieșire a CCV și determinarea componentelor ortogonale ale sistemului de tensiuni de ieșire.

```

0:ENT "M1",A,"M2",B,"TO",X,"TF",R2,"DT",R1,"U1",R3,"F1",R4,"V",R5
1:ENT "F2",R6,"AR",R7,"FI2",R8,"TETA",R9;GSB "TYP"
2:TBL 2;GSB "AXE"
3:O → Z
4:1+Z → Z;IF A=2Z+1;CFG 0;GTO +5
5:IF A>2Z+1;GTO -1
6:O → Z
7:1+Z → Z;IF A=2Z;SFG 0;GTO +2
8:IF A>2Z;GTO -1
9:"I";FLT 4;SFG 2;SFG 3;GSB "COMP"
10:GSB "ULK"
11:O → Y
12:Y+1 → Y;R(9+R(9+4A+B+Y)) → R(9+4A+2B+Y);JMP Y=B
13:CFG 3;IF FLG 0=1;SFG 2
14:CFG 2;GSB "COMP"
15:GSB "ULK"
16:O → Y
17:1+Y → Y;R(9+R(9+4A+3B+Y)) → R(9+4A+4B+Y);JMP Y=B
18:O → Y
19:1+Y → Y;COS (2πR6X-R7-2π(Y-1)/B) → R(9+4A+5B+Y)
20:IF R(9+4A+5B+Y)>0;R(9+4A+2B+Y) → R(9+4A+6B+Y);GTO +3
21:IF R(9+4A+5B+Y)=0;O → R(9+4A+6B+Y);GTO +2
22:R(9+4A+4B+Y) → R(9+4A+6B+Y)
23:IF B>Y ;GTO -4
24:PLT X,R(9+4A+6B+1)
25:10+4A+7B → R151;O → RR151 → R(R151+1) → R(R151+2)
26:O → Y
27:1+Y → Y;2R(9+4A+6B+Y)COS (R9-(Y-1)2π/B)/B+RR151 → RR151
28:R(R151+1)-2R(9+4A+6B+Y)SIN (R9-(Y-1)2π/B)/B → R(R151+1)
29:R(9+4A+6B+Y)/B+R(R151+2) → R(R151+2)
30:IF B>Y;GTO -3
31:9+4A+6B+1 → Z;FMT 7FXD 7.4;TYP X,RZ,R(Z+1),R(Z+2),R(Z+3),R(Z+4),
R(Z+5)
32:R1+X → X;IF X≤R2;GTO "I"
33:DSP "NOUL T FINAL?"
34:STP

```

```
35:IF Z=0;GTO 2┆
36:IF Z>R2;Z→R2;GTO "I"┆
37:GTO -4┆
38:"COMP";0→C┆
39:1+C→C;2πR4X+(1-FLG 2)π/A-(C-1)2π/A→R(9+A+C)┆
40:SIN R(9+A+C)→R(9+2A+C);-COS R(9+A+C)→R(9+3A+C)┆
41:IF A>C;GTO -2┆
42:1→Y┆
43:"C";(-1)↑FLG3R5COS (2πR6X-R7-2π(Y-1)/B)→R(9+4A+Y)┆
44:0→C┆
45:"A";1+C→C;1+C→Z;IF Z>A;Z-A→Z┆
46:IF R(9+2A+C)>0;IF R(9+2A+Z)>0;GTO "B"┆
47:GTO "A"┆
48:"B";(R(9+4A+Y)-R(9+3A+C))(R(9+4A+Y)-R(9+3A+Z))→R150┆
49:IF R150>0;GTO "A"┆
50:IF R(9+4A+Y)-R(9+3A+C)=0;GTO +2┆
51:IF R(9+4A+Y)-R(9+3A+Z)=0;Z→R(9+4A+(3-2FLG 3)B+Y);GTO +2┆
52:C→R(9+4A+(3-2FLG 3)B+Y)┆
53:IF B>Y;1+Y→Y ;GTO "C"┆
54:RET┆
55:"ULK";0→C┆
56:1+C→C;R3OCOS (2πR4X-πFLG 2/A-(C-1)2π/A)→R(9+0);JIMP C=A┆
57:RET┆
58:"AXE";SCL 0,.05,-1.1,1.1;AXE 0,0,.002,.1;PEN┆
59:RET┆
60:"TYP";TYP"CARACTERISTICA INTRARE-IESIRE A CCV"┆
61:FMT " M1 M2 V F2 AR FI2";TYP┆
62:FMT 6FXD 7.2;TYP A,B,R5,R6,R7,R8┆
63:TYP " "┆
64:TYP "REZULTATE"┆
65:FMT " T U21 U22 U23 UD UQ UO";TYP┆
66:RET┆
67:END┆
R185
```

## PROGRAMUL SINCCV (HP)

pentru trasarea grafică a tensiunilor de intrare, referință și  
sincronizare la CCV

```

0: SCL 0,.05,-1.1,1.1;AXE 0,0,.002,.1;PEN ;1→C F
1: TBL 2 F
2: ENT "DT",R1,"TF",R2,"M1",A,"M2",B F
3: O→X F
4: COS (100πX-π/A-(C-1)2π/A)→Y;PLT X,Y F
5: IF R2>X;R1+X→X; GTO -1 F
6: IF A>C;1+C→C;PEN ;GTO -3 F
7: ENT "F2",R6,"AR",R7,"FI2",R8;1→C F
8: O→X;PEN F
9: .6SIN (2πR6X-R7-R8-2π(C-1)/B)→Y;PLT X,Y F
10: IF R2 > X;R1+X→X;GTO -1 F
11: IF B>C;1+C→C;PEN ;GTO -3 F
12: PEN ; O→Z F
13: 1+Z→Z;IF A=2Z+1;CFG 0;GTO "I" F
14: IF A>2Z+1;GTO -1 F
15: O→Z F
16: 1+Z→Z;IF A=2Z;SFG 0;GTO "I" F
17: IF A>2Z;GTO -1 F
18: "I";SFG 2;SFG 3;ENT "V",R5 F
19: SCL 0,.05,-1.1,1.1;AXE 0,0,.002,.1;PEN F
20: 1→C F
21: O→X F
22: 100πX+(1-FLG 2)π/A-(C-1)2π/A→Z;IF 0≤SIN Z;-COS Z→Y;PLT X,Y;
    GTO +2 F
23: PEN F
24: IF R2>X;R1+X→X;GTO -2 F
25: IF A>C ;PEN ;1+C→C;GTO -4 F
26: PEN ;1→C F
27: O→X F
28: "R";(-1)↑FLG 3R5SIN (2πR6X-R7-2π(C-1)/B)→Y;PLT X,Y F
29: IF R2>X;R1+X→X;GTO -1 F
30: IF B > C;1+C→C;PEN ;GTO -3 F
31: IF FLG 3=1;CFG 3;GTO -5 F
32: END F
R325

```

INSTIT  
BIBLIOTECA

HNIC

PROGRAMUL APOLAG (HP)  
 pentru determinarea polinomului Lagrange de aproximare a unei  
 curbe tabelate (inclusiv reprezentarea și ordonarea polinomului)

```

0: DSP "REPREZ.GRAFICA ?"†
1: STP†
2: IF Z≠0;SFG 2;GTO +2†
3: CFG 2†
4: IF FLG 2≠0;GSB "AXE"†
5: ENT "NR.PUNCTE",A†
6: O → C†
7: 1+C → C;ENT "ABSCISE",R(C);JMP C=A†
8: O → C†
9: 1+C → C;ENT "ORDONATE",R(A+C);JIMP C=A†
10: O → C†
11: 1+C → C; R(A+C) → R(2A+C);JMP C=A†
12: O → Y†
13: "I";I+Y → Y†
14: O → C†
15: 1+C → C;(R(2A+Y+C)-R(2A+Y))/(R(Y+C)-RY) → R(2A+Y+C);JMP C=A-Y†
16: IF A-1>Y;GTO "I"†
17: 1 → C†
18: TYP R(2A+C);JMP (1+C → C)=A+1†
19: IF FLG 2=0;GTO "O"†
20: DSP "TRASARE CURBA ?"†
21: STP†
22: IF Z=0;GTO "O"†
23: ENT "PAS TRASARE ?",B,"X MIN",X†
24: "P";1 → Y;R(2A+Y) → RO†
25: "T";1+Y → Y;R(2A+Y) → Z;O → C†
26: 1+C → C;(X-RC)Z → Z;JMP C=Y-1†
27: Z+RO → RO;IF A>Y;GTO "T"†
28: PLT X,RO;IF RA>X;B+X → X;GTO "P"†
29: DSP "TRASARE PUNCTE ?"†
30: STP†
31: IF Z=0;GTO +3†
32: 1 → C†
33: LTR RC,R(A+C),222;PLT "+";PEN ;JMP (1+C → C)=A+1†
34: "O";DSP"ORDONARE ?"†
35: STP†

```

## PROGRAMUL APOLAG (FELIX)

```
1  C
2  C   APROXIMAREA CURBELOR PRIN POLINOAME LAGRANGE
3  C
4      DIMENSION X(50),Y(50),Q(50),C(50),PR(50)
5      READ(105,1)N
6      1 FORMAT(I3)
7      READ(105,11) (X(I),Y(I),I=1,N)
8      11 FORMAT(10F5.3)
9      DO 2 I=1,N
10     2 Q(I)=Y(I)
11     DO 3 I=1,N
12     NI=N-I
13     DO 3 K=1,NI
14     J=1+K
15     3 Q(J)=(Q(J)-Q(I))/(X(J)-X(I))
16     WRITE(108,4) (Q(I),I=1,N)
17     4 FORMAT(' ',5(F10.3,3X))
18     DO 5 I=1,N
19     5 C(I)=0
20     DO 8 I=1,N
21     PR(I)=1
22     IF(I.EQ.1) GO TO 72
23     I2=I-1
24     IF(I.EQ.2) GO TO 71
25     I3=I2-1
26     DO 7 M=1,I3
27     K2=I-M
28     K1=K2-1
29     7 PR(K2)=PR(K1)-PR(K2)*X(I2)
30     71 PR(I)=-PR(I)*X(I2)
31     72 DO 8 K=1,I
32     8 C(K)=C(K)+PR(K)*Q(I)
33     WRITE(108,10) (C(K),K=1,N)
34     10 FORMAT(' ',10(F8.4,3X))
35     STOP
36     END
```

```
36: IF Z=0;GTO "E"†
37: I → Y;R(2A+1) → R(3A+1);O → C†
38: I+C → C;O → R(3A+C+1);JMP C=A-1†
39: I → R(4A+1)†
40: "Y";I+Y → Y;I → R(4A+Y);O → C†
41: I+C → C;IF C ≤ Y-2;R(4A+Y-C-1)-R(Y-1)R(4A+Y-C) → R(4A+Y-C);GTO
42: -R(4A+1)R(Y-1) → R(4A+1)†
43: O → C†
44: I+C → C;R(4A+C)R(2A+Y)+R(3A+C) → R(3A+C);JMP C=Y†
45: IF A > Y;GTO "Y"†
46: O → C†
47: I+C → C;TYP R(3A+C);JMP C=A†
48: IF FLG 2=0;GTO "E"†
49: DSP "TRASARE ?"†
50: STP†
51: IF Z=0;GTO "E"†
52: R1 → X†
53: IF X=0;R(3A+1) → RO;GTO +3†
54: O → C;O → RO†
55: I+C → C;R(3A+C)X↑(C-1)+RO → RO;JMP C=A†
56: PLT X,RO;IF RA > X;B+X → X;GTO -3†
57: "AXE";SCL 0,1.2,0,100;AXE 0,0,.1,10;PEN†
58: RET†
59: "E";END†
R277
```



```

01234567890123456789   ** RSX-11M V4.0 **      14-APR-87   13:32:11   DP1:[
01234567890123456789   ** RSX-11M V4.0 **      14-APR-87   13:32:11   DP1:[
01234567890123456789   ** RSX-11M V4.0 **      14-APR-87   13:32:11   DP1:[

```

```

FORTRAN IV          V02.5          TUE 14-APR-87 13:27:17          PAGE 001
ACMO,ACMOEL=DP:MM/LI:1

```

ANEXA 7

```

0001  PROGRAM ACMOEL
      C  PROGRAM PRINCIPAL PT. CALCULUL TENSIUNILOR DE
      C  ALIMENTARE LA PORNIREA MOTORULUI SINCRON
      C  (CURENT STATORIC AXA D = 0)
      C  IP= INTENSITATEA CURENT PORNIRE
      C  MR= CUPLUL MECANIC REZISTENT
      C  IE= CURENT INITIAL EXCITATIE
      C  ID= CURENT AMORTIZARE AXA D
      C  IQ= CURENT AMORTIZARE AXA Q
      C  RS= REZISTENTA STATOR
      C  XSD= REACTANTA LONGITUDINALA
      C  X0 = REACTANTA OMOPOLARA
      C  XSQ= REACTANTA TRANSVERSALA
      C  TE = CONSTANTA DE TIMP A EXCITATIEI
      C  TD = "-"                INFAS.DE AMORT. LONGITUD.
      C  TQ = " - ""            " - "                TRANSVER.
      C  TM = CONSTANTA MECANICA
      C  CE = FACTORUL DE SCAPARI EXCITATIE
      C  CD = " - "                AMORTIZARE
      C  DEK= COEF. DE CUPLAJ SD-E
      C  DDK= COEF DE CUPLAJ SD-D
      C  QQK= COEF DE CUPLAJ SQ-Q
      C  TP = TIMP PORNIRE
      C  FN = FRECVENTA NOMINALA DE RAPORTARE
      C  FN2= FRECVENTA NOMINALA DE ALIMENTARE
      C  Y(1) (PSIE) = FLUXUL DE EXCIT.
      C  Y(2) (PSIQ) = FLUXUL STATORIC TRANSVERSAL
      C  Y(3) = VITEZA DE ROTATIE (VITEZA)
      C  Y(4) = UNGHIUL DE ROTATIE
      C
0002  DIMENSION TAB(7,100),Y(10),DERI(10),PARA(6),A(10)
0003  REAL IP,MR,IE,ID,IQ
0004  COMMON CF,FSD,CD,CE,CEI,QQK,XSQ,IP,DFSD,RS,TQ,DIP,TD,TE,CEI,VRS,
      *PSID,PSIQ,IE,ID,IQ,UD,UQ,UE,US,BUS,TR,ARO,MR,AR,TM,DMR,DAR,DEK
      C  CITIREA PARAM MOT.
0005  READ(1,1) RS,XSD,XSQ,X0
0006  1 FORMAT(6F10.4)
0007  READ(1,1) TE,TD,TQ,TM,CE,CD
0008  READ(1,1) QQK,TP,FN,FN2,DEK,DDK
      C  TIPARIREA PARAMETRIILOR
      C
0009  WRITE(2,20)
0010  20  FORMAT(' PARAMETRI SI DATE INITIALE ')
0011  WRITE(2,2) RS,XSD,XSQ,X0
0012  2  FORMAT(2X,6F11.4)
0013  WRITE(2,2) TE,TD,TQ,TM,CE,CD
0014  WRITE(2,2) QQK,TP,FN,FN2,DEK,DDK
      C  CITIREA PARAM. DE INTEGRARE
0015  READ(1,1) (PARA(I),I=1,6)
      C
      C  CITIREA DIM. SIST. DE EC. DIF.
      C
0016  WRITE(2,2) (PARA(I),I=1,6)
      C  READ(1,3) NDIM

```

```

FORTRAN IV          V02.5          TUE 14-APR-87 13:27:17          PAGE 002
ACMO,ACMOEL=DP:MM/LI:1

```

```

0017  NDIM=4
0018  3  FORMAT(I4)
0019  READ(1,1) (A(I),I=1,NDIM)

```

```

0020      WRITE(2,2) (A(I),I=1,NDIM)
      C      CALCULE INITIALE
      C
0021      CLF=CE+CD-CE*CD
0022      CEI=1./CE
0023      CDI=1./CD
0024      CF=CLF*CEI
0025      CED=CDI*CLF
0026      VRS=FN2/FN
0027      PN=2.*J.14*FN
      C      VALORI INITIALE
0028      DO 5 I=2,NDIM
0029      5 Y(I)=0.
      C
0030      ARO=VRS*2.5/(TP*PN)
0031      Y3=Y(3)
0032      CALL ELEM(Y3)
0033      Y(1)=FSD
0034      XZ=PARA(1)
      C
      C      TIPARIREA LINIEI INITIALE
      C
0035      WRITE(2,6)
0036      6 FORMAT(10X,' REZULTATE ')
0037      CALL CALC(Y,NDIM)
      C
0038      WRITE(2,7)
      C
0039      7 FORMAT(4X,'T',5X,'PSI-E   PSI-SQ',5X,'VITEZA',6X,'TETA',6X,
      *'PSI-SD',3X,'PSI-D   PSIQ',5X,'UD',6X,'UQ',4X,'UE',4X,'IE',4X,
      *'ID',4X,'IQ',4X,'US',5X,'BUS   ')
0040      WRITE(2,8) XZ,(Y(I),I=1,4),FSD,PSID,PSIQ,UD,UQ,UE,IE,ID,
      *      IQ,US,BUS
0041      8 FORMAT(1X,F8.2,F6.3,4E11.4,2F6.3,E10.3,6F6.3,E10.3)
      C
      C      APELAREA SUBROUTINEI  SRKG
      C
0042      DO 10 K=1,3
0043      GO TO (11,12,13,14),K
0044      25 CONTINUE
0045      CALL SRKG(PARA,DER1,Y,NDIM,NBER,A      *TAB)
0046      GO TO 10
0047      11 PARA(2)=10.
0048      PARA(3)=1.
0049      GO TO 25
0050      12 PARA(2)=90.
0051      PARA(1)=10.
0052      PARA(3)=10.
0053      GO TO 25
0054      13 PARA(1)=90.

```

FORTRAN IV V02.5  
ACMO,ACMOEL=DP:MM/LI:1

TUE 14-APR-87 13:27:17

PAGE 003

```

0055      PARA(2)=600.
0056      PARA(3)=30.
0057      GO TO 25
0058      14 PARA(1)=600.
0059      PARA(2)=2000.
0060      PARA(3)=100.
0061      GO TO 25
      C
0062      10 CONTINUE
0063      STOP
0064      END

```

FORTRAN IV V02.5  
ACMO,ACMOEL=DP:MM/LI:1

TUE 14-APR-87 13:27:33

PAGE 001

0001 SUBROUTINE QUIL(Y,DER1,NBER,NDIM,PARA)

```

0003   DIMENSION Y(NDIM),DERI(NDIM),PARA(6)
      C
      C
      C
0004   IF(NBER.EQ.11) GO TO 11
0006   IF(NBER.EQ.12) GO TO 12
0008   IF(NBER.EQ.13) GO TO 12
0010   R=PARA(6)
0011   CALL CALCUL(R,X,Y,DERI,NDIM,PARA)
0012   PARA(6)=R
0013   RETURN
0014   11 TYPE 1
0015   1 FORMAT(2X,'MODIFICATI PASUL ?',5)
0016   ACCEPT 2,DA
0017   2 FORMAT(A1)
0018   IF(DA.NE.'D') STOP 1
0020   TYPE 3
0021   3 FORMAT(' * NOUL PAS : ',5)
0022   ACCEPT 4, PAR
0023   4 FORMAT(F10.2)
0024   PARA(3)=PAR
0025   RETURN
0026   12 WRITE(2,5)
0027   5 FORMAT(' DATE INITIALE ERONATE !!!')
0028   TYPE 6,PARA(1),PARA(2),PARA(3)
0029   6 FORMAT(2X,3E12.4)
0030   STOP 2
0031   END

```

FORTRAN IV V02.5 TUE 14-APR-87 13:27:38 PAGE 001  
ACMO,ACMOEL=DP:MM/LI:1

```

0001   SUBROUTINE CALC(Y,NDIM)
      C
      C
      C
      C
0002   DIMENSION Y(NDIM)
0003   REAL ID,IQ,IE,IP,MR
0004   COMMON CF,FSD,CD,CE,CEI,QQK,XSQ,IP,DFSD,RS,TQ,DIP,TD,TE,CED,VRS,
* PSID,PSIQ,IE,ID,IQ,UD,UQ,UE,US,BUS,TR,ARO,MR,AR,TM,DMR,DAR
0005   PSID=CF*FSD-CD*Y(1)*CEI
0006   PSIQ=Y(2)-(1.-QQK)*XSQ*IP
0007   IE=(Y(1)-(1-CE)*FSD)*CEI
0008   ID=(FSD-Y(1))*CEI
0009   IQ=Y(2)-XSQ*IP
0010   UD=DFSD-Y(2)*Y(3)
0011   UQ=RS*IP+(XSQ*IP-Y(2))/TQ+(1.-QQK)*XSQ*DIP+FSD*Y(3)
0012   UE=(TE/(CD*TD)-(1.-CE)*CEI)*FSD-(TE/(CD*TD)-CEI)*Y(1)+
* TE*CED*DFSD
0013   US=SQRT(UD*UD+UQ*UQ)
0014   BUS=ATAN2(UQ,UD)
0015   RETURN
0016   END

```

FORTRAN IV V02.5 TUE 14-APR-87 13:27:44 PAGE 001  
ACMO,ACMOEL=DP:MM/LI:1

```

0001   SUBROUTINE CALCUL(IND,X,Y,DERI,NDIM,PARA)
      C
0002   COMMON CF,FSD,CD,CE,CEI,QQK,XSQ,IP,DFSD,RS,TQ,DIP,TD,TE,CED,VRS,
* PSID,PSIQ,IE,ID,IQ,UD,UQ,UE,US,BUS,TR,ARO,MR,AR,TM,DMR,DAR
0003   DIMENSION Y(NDIM),DERI(NDIM)
0004   DIMENSION PARA(6)
0005   REAL IND,IE,ID,IQ,IP,MR
0006   IF(X.LE.10.) GO TO 1
0008   IF(X.LE.90.) GO TO 2
0010   IF(X.LE.600.) GO TO 3
0012   IF(X.LE.2000.) GO TO 4
0014   STOP 3
0015   1 IF(X.GE.IND+1.) GO TO 5

```



```

C      CALCULUL FUNCTIILOR DIN MEMBRUL 2 AL SIST.
0006  DERI(1)=(FSD-Y(1))/(CD*TD)+CED*DFSD
0007  DERI(2)=(XSQ*IP-Y(2))/TQ+(1.-QQK)*XSQ*DIP
0008  DERI(3)=AR
0009  DERI(4)=Y(3)

C
0010  RETURN
0011  END

```

```

FORTRAN IV      V02.5
ACMO,ACMOEL=DP:MM/LI:1

```

TUE 14-APR-87 13:27:59

PAGE 001

```

0001  SUBROUTINE SRKG(P,F,Y,N,NB,E,T)
C NN=NR.PUNCTELOR SCRISE PRIN OUT(EVENTUAL SI XMAX)
C NNC=NR.PUNCTOLUI DEJA SCRIS (INITIAL NNC=0)
C KC=NR.PUNCTULUI CURENT(KC=0,1023) IN INTERV.(NNC,NNC+1)
C LC=LUNGIMEA PASULUI CURENT(1<=LC<=1024)
0002  DIMENSION P(5),F(N),Y(N),E(N),T(N,4)
0003  P(5)=0.
0004  IF(P(3)*(P(2)-P(1)).GT.0.) GO TO 10
0006  NB=12
0007  IF(P(3).NE.0.) NB=NB+1
0009  RETURN
0010  10 XMIN=P(1)
0011  H0=P(3)
0012  HN=(P(2)-P(1))/P(3)
0013  13 NNC=0
0014  CALL FCT(XMIN,Y,F,N)
0015  CALL OUT(XMIN,Y,F,NB,N,P)
0016  12 KC=0
0017  LC=1024
0018  11 X=XMIN+NNC*H0+KC*H0/1024.
0019  H=LC*H0/1024.
0020  CALL KUTA(X,H,Y,F,T,N,1)
0021  CALL KUTA(X,H/2.,Y,F,T,N,2)
0022  DO 15 I=1,N
0023  T(I,4)=Y(I)
0024  15 Y(I)=T(I,2)
0025  CALL KUTA(X+H/2.,H/2.,Y,F,T,N,2)
0026  D=0.
0027  DO 30 I=1,N
0028  30 D=D+E(I)*ABS(T(I,2)-T(I,1))/15.
0029  IF(D.LT.P(4)) GO TO 40
0031  IF(LC.EQ.1) GO TO 50
0033  LC=LC/2
0034  DO 31 I=1,N
0035  31 Y(I)=T(I,4)
0036  GO TO 11
0037  50 NB=11
0038  RETURN
0039  40 KC=KC+LC
0040  DO 80 I=1,N
0041  80 Y(I)=T(I,2)
0042  IF(KC.EQ.1024) GO TO 60
0044  IF(D.LT.P(4)/50.) GO TO 70
0046  LC=MIN0(LC,1024-KC)
0047  GO TO 11
0048  70 LC=MIN0(2*LC,1024-KC)
0049  GO TO 11
0050  60 CALL FCT(X+H,T(1,2),F,N)
0051  NB=10.-ALOG(FLOAT(LC))/ALOG(2.)
0052  CALL OUT(X+H,T(1,2),F,NB,N,P)
0053  IF(P(5).NE.0.) RETURN
0055  NNC=NNC+1
0056  IF(NNC.NE.NN) GO TO 12
0058  IF(ABS(X+H-P(2)).LE.1.E-6) RETURN

```

ACMO,ACMOEL=DP:MM/LI:1

```
0060      NN=1
0061      NNC=0
0062      XM[N]=X+H
0063      H0=P(2)-XMIN
0064      GO TO 12
0065      END
```

FORTRAN IV V02.5  
ACMO,ACMOEL=DP:MM/LI:1

TUE 14-APR-87 13:28:07

PAGE 001

```
0001      SUBROUTINE KUTA(X,H,Y,F,T,N,IND)
C INTRARI:  X=X-INITIAL,H=PASUL,Y=Y(X)-INITIAL,N=DIN
C IESIRI   :  T(.,IND)=Y(X+H) ;IND=1 SAU 2
C AUX      :  F,T(.,3)
0002      DIMENSION Y(N),F(N),T(N,3)
0003      CALL FCT(X,Y,T(1,IND),N)
0004      DO 1 I=1,N
0005  1      T(I,3)=Y(I)+H*T(I,IND)/2.
0006      CALL FCT(X+H/2.,T(1,3),F,N)
0007      DO 2 I=1,N
0008      T(I,IND)=T(I,IND)+2.*F(I)
0009  2      T(I,3)=Y(I)+H*F(I)/2.
0010      CALL FCT(X+H/2.,T(1,3),F,N)
0011      DO 3 I=1,N
0012      T(I,IND)=T(I,IND)+2.*F(I)
0013  3      T(I,3)=Y(I)+H*F(I)
0014      CALL FCT(X+H,T(1,3),F,N)
0015      DO 4 I=1,N
0016      T(I,IND)=T(I,IND)+F(I)
0017  4      T(I,IND)=H*T(I,IND)/6.+Y(I)
0018      RETURN
0019      END
```



## PROGRAMUL ACMOEL (HP)

pentru studiul regimului de pornire a MS în condiții electrice și mecanice date, cu fixarea fazorului spațial al curentului statoric în axa q

```

0: ENT "TI",X,"TF",R2,"DT",R1,"INT.SCR",R4,"VIT.IN",R10,"TETA 0",R11†
1: 4→B;50→R30;2πR30→R31;ENT "F1",R32,"PSI SQ",R9;GSB "CT"†
2: ENT "TYP",R75,"PLT",R76†
3: GSB "CV"†
4: (7→C)+2B→Y;1→R5;IF R75=1;GSB "TYP"†
5: IF R76=1;GSB "AXE"†
6: R67→R77;R68→R78;R69→R79;R70→R80;SFG 2;.5→R6;2→R3;GSB "RK"†
7: R1/2+X→X;1-√.5→R6;1→R3;GSB "RK"†
8: 1+√.5→R6;GSB "RK"†
9: R1/2+X→X;CFG 2;1/6→R6;2→R3;GSB "RK"†
10: GSB "CV";IF R5≠R4;R5+1→R5;GTO"V"†
11: 8→C;IF R75=1;GSB "SCR"†
12: 1→R5;IF R76=1;GSB "DES"†
13: "V";IF R2>X;GTO 6†
14: IF R10=R35;DSP "SINCRONISM";STP†
15: DSP "NOUL T FINAL?"†
16: STP†
17: Z→R2;ENT "DX",R1,"INT.SCR",R4,"TYP",R75,"PLT",R76;GTO 6†
18: "RK";GSB "F"†
19: ((8→C)+B→A→R7)+B→Y†
20: RAR1→RA;A+1→A;IF 2B>A-8;GTO +0†
21: 1→A†
22: RC+R6RR7-R6R3RY→RC†
23: RY-3R6R3RY+2R6RR7FLG 2→RY†
24: (((A+1→A)+7→C)+B→R7)+B→Y;IF A≤B;GTO -2†
25: RET†
26: "F";((R51-R8)/R41+R56R55)/R40→R12†
27: (R37R50-R9)/R43+R71R37R54→R13†
28: R49→R14;R10→R15†
29: RET†
30: "CT";2πR32→R33;R33/R31→R35;.05→R36;.65→R37;.28→R38;1880→R39†
31: .2→R40;400→R41;.7→R42;460→R43;2500→R44;ENT "TP",R45†
32: R35/R31R45→R46;ENT "IP",R47;1-R38→R72†
33: R38+R40-R38R40→R56;R39/R40R41→R57;1-R42→R71†
34: RET†

```



35: "CV";X/R31→R34;R10/R35→R59;1-R59→R74†  
36: IF R59≤.3;.6+2.8R59→R48;2.8R46/R35→R52;GTO "AC"†  
37: IF R59≤.6;1.68-2R59/3→R48;-2R46/3R35→R52;GTO "AC"†  
38: 1.2→R48;0→R52;GTO "AC"†  
39: "AC";IF R59≤.9;R46→R49;0→R53;GTO "IP"†  
40: 10R46R74→R49;-100R46↑2R74/R35→R53;GTO "IP"†  
41: "IP";IF R59≤.95;R47→R50;0→R54;GTO "C"†  
42: 20R74(R47-1)+1→R50;-200R74(R47-1)R46/R35→R54;GTO "C"†  
43: "C";2(R48+R44R49)/3R50→R51†  
44: 2((R52+R44R53)R50-(R48+R44R49)R54)/3R50↑2→R55†  
45: R55-R9R10→R60;R36R50+(R37R50-R9)/R43+R71R37R54+R51R10→R61†  
46: √(R60↑2+R61↑2)→R66;ATN (R61/R60)→R63†  
47: 180R11/π→R58;R58+R63→R64;180+R64→R65†  
48: R66COS R64→R67;R66SIN R64→R68†  
49: (R57-R72/R38)R51-(R57-1/R38)R8+R39R56R55/R40→R62†  
50: R62COS R58→R69;R62SIN R58→R70†  
51: R9-R71R37R50→R73†  
52: RET†  
53: "AXE";SCL-1,1,-1,1;AXE 0,0,.1,.1;PEN†  
54: RET†  
55: "TYP";TYP "DATE INITIALE"†  
56: FMT " F1 TE TP IP DX";TYP†  
57: FMT 5FLT 11.3;TYP R32,R39,R45,R47,R1;TYP " "†  
58: TYP "REZULTATE"†  
59: FMT "T PSI E PSI SQ VITEZA";TYP ;STP†  
60: FMT "TETA PSI SD PSI Q UD UQ UE";TYP†  
61: FMT 10FLT 11.3;TYP X,R8,R9,R10,R11,R51,R73,R60,R61,R62†  
62: RET†  
63: "SCR";FMT 10PLT 11.3;TYP X,R8,R9,R10,R11,R51,R73,R60,R61,R62†  
64: RET†  
65: "DES";PLT R67,R68†  
66: RET†  
67: END†  
R116

## PROGRAMUL FIMACT (HP)

```

0: ENT "RS",R2,"XSD",R4,"XSQ",R3,"CDE2",R5,"TE",R36,"TM",R6†
1: ENT "FORM+ ?",Z;IF Z=0;CFG 2;GTO +2†
2: SFG 2†
3: ENT "FNR",R8,"FMA",R10;2†R8 → R8;2†R10 → R10†
4: ENT "TPO",R9,"CI",R31,"CC",R33,"PSIS",B†
5: R9R8 → R7;R10/R8 → R11†
6: R11/R7 → R1;R4(1-R5) → R16†
7: ENT "TYP?",R42,"PLT?",R43†
8: IF R42=1;GSB "TYP"†
9: IF R43=1;GSB "AXE"†
10: ENT "DT",R20†
11: 0 → X†
12: "I";R1X → R0;XXR1/2 → R32†
13: IF R0>.34;1 → C;GTO +2†
14: .5+21.08R0-193.1R0†2+642.1R0†3-716.4R0†4 → C† . .
15: R33C → C†
16: IF R0>.34;0 → R13;GTO +2†
17: 21.08-386,2R0+1926.3R0R0-2865.6R0†3 → R13†
18: R33R13 → R13†
19: "F";2(C+R6R1)/3 → R12;R12†2 → R19†
20: R12R31/B → A;2BR13R31/3 → R23†
21: (AR3)†2 → R14;(AB)†2 → R15;BB-R14 → R17†
22: IF R31=1;GTO"DA"†
23: 2(-1)†FLG 2R3√(R15-R19)+BB+R14 → Y†
24: Y/(R17†2+4R19R3R3) → Y;R3R12√Y → Y†
25: √(BB-YY) → R21;√(R3R3AA-YY) → R18†
26: R3YAR23R1/R11-2(R13R1/R11)R18/3 → R22†
27: R3YR21R22 → R22†
28: R22/((R21+R18)Y†3-R3R12R21R18) → R22†
29: GTO "C"†
30: "DA";R3AB/√(BB+R14) → Y†
31: R3B†3R23R1/(BB+R14)†1.5R11 → R22†
32: √(BB-YY) → R21;√(R3R3AA-YY) → R18†
33: "C";Y/R3 → R29;-YR22/R21 → R24†
34: R21+R16R18/R3 → R25†
35: (R21-R25)/R16 → R28;R21-R4R28 → R30†

```

36: R2R28+R24-ROY → R26;R2R29+R22+R21R0 → R27†  
37: (R3R3AR23R1/R11-YR22)/R18 → R34†  
38: R24+R16R34/R3 → R34†  
39: R30+R36R34 → R35;√(R26↑2+R27↑2) → R39†  
40: IF R42=0;GTO +3†  
41: FMT FXD 4.0,11FXD 7.4,FXD 7.2†  
42: TYP X,Y,R21,R28,R29,A,R30,R26,R27,R35,R25,R0,R32†  
43: IF R43=1;GSB "DES"†  
44: IF R7>X;GTO "TF"†  
45: IF R1=0;GTO "E"†  
46: O → R1;GTO "F"†  
47: "TF";IF X+R20>R7;R7 → X;GTO "I"†  
48: R20+X → X;GTO "I"†  
49: GTO "E"†  
50: "TYP";FMT "RS XSD XSQ K2DE TM TE TPO PSIS";TYP†  
51: FMT 4FXD 5.3,3FXD 4.0,FXD 5.2;TYP R2,R4,R3,R5,R6,R36,R9,B†  
52: TYP†  
53: TYP "OMNR OMNA"†  
54: FMT 2FXD 9.2;TYP R8,R10†  
55: TYP†  
56: FMT "T PSIQ PSID ISD ISQ IS IE UD UQ UE"†  
57: TYP†  
58: STP†  
59: FMT "PSIE OMEGA TETA";TYP†  
60: RET†  
61: "AXE";SCL 0,60,0,2.6;AXE 0,0,5,.2;PEN†  
62: RET†  
63: "DES";X/R20 R45;PLT R45,R39†  
64: RET†  
65: "E";END†  
R187

## PROGRAMUL FOURIER (HP)

```

0: TBL 2;TBL 4;TBL 5; TBL 6†
1: ENT "N",R1;DSP"DATE"," X"," Y"†
2: ENT "X?",R(2A+30);IF FLG 13;R(2A+28)-R30→R2;JMP 2†
3: DSP ;ENT "Y?",R(2A+31);DSP ;A+1→A;JMP -1†
4: 1+B→B†
5: R(2B+28)→C;R(2B+30)→X;R(2B+32)→Y†
6: R(2B+29)→R3;R(2B+31)→R4;R(2B+33)→R5†
7: (X-Y) (C-Y) (C-X)→Z†
8: ((X-Y)R3-(C-Y)R4+(C-X)R5)/Z→R9†
9: -((XX-YY)R3-(CC-YY)R4+(CC-XX)R5)/Z→R10†
10: ((X-Y)XYR3-(C-Y)CYR4+(C-X)CXR5)/Z→R11†
11: IF B>1;GTO +2†
12: R9→R6;R10→R7;R11→R8;JMP 6†
13: IF B=A-1;JMP 4†
14: (R9+R12)/2→R6†
15: (R10+R13)/2→R7†
16: (R11+R14)/2→R8;GTO +2†
17: R12→R6;R13→R7;R14→R8†
18: 0→R15†
19: 2R6X+R7→R16;2R6C+R7→R17†
20: R9→R12;R10→R13;R11→R14†
21: IF R15+R0≠0;GTO +2†
22: R6(XXX-CCC)/3+R7(XX-CC)/2+R8(X-C)+R18→R18;GTO +13†
23: IF R0>0;SFG 1†
24: ((R15+R0)/R2→R19)C→R20†
25: ((R15+R0)/R2→R19)C→R20†
26: 2π(R20-INT R20)→R20†
27: 2π(XR19-INT (XR19))→R21†
28: ((2πR19→R22)R22→R19)R22→R22†
29: (R4R19-2R6)/R22→Z;(R3R19-2R6)/R22→R25;SIN R20→R26†
30: R16(COS R21→R29)/R19+Z(SIN R21→R28)-R17(COS R20→R27)/
R19-R25R26→R23†
31: R16R28/R19-ZR29-R17R26/R19+R25R27→R24†
32: FLG 1+R15+2A+29→Z†
33: R23+RZ→RZ†
34: R24+R(Z+R1-R0+1)→R(Z+R1-R0+1)†

```

```
35: IF R15+R0/R1;R15+1 → R15;GTO -14†
36: IF B/A-1;GTO-32†
37: FMT "N AN BN CN ALFA N COTA%";TYP†
38: FMT FXD 3.0,FLT 11.3;TYP 0 → Z,R18/(R2 → R8) → R18;(R1 → R7)-
    (R0 → R6)+1 → B;A → R9†
39: R18↑2 → R(32+2A+2R1);0 → R(33+2A+2R1)†
40: "B";IF (Z+1 → Z)>B-1;GTO "C"†
41: PRT Z+R0,2R(2A+Z+29 → C)/R2 → RC,2R(B+C)/R2 → R(B+C);TBL 1†
42: √(RCRC+R(B+C)↑2) → Y;YY+R(32+2A+2R1) → R(32+2A+2R1)†
43: Y+R(33+2A+2R1) → R(33+2A+2R1)†
44: ANT ABS (R(B+C)/RC) → X†
45: IF RC>0;IF R(B+C) ≤ 0;180-X → X†
46: IF RC ≤ 0;IF R(B+C) ≤ 0;180+X → X†
47: IF RC ≤ 0;IF R(B+C)>0;360-X → X†
48: FMT FXD 3.0,4FLT 11.3;TYP Z,RC,R(B+C),Y,X†
49: GTO "B"†
50: "C";32+2A+2R1 → B;29+2A → C†
51: √RB → RB;√(R(C+1)↑2+R(C+2+R1)↑2) → R25;R(B+1)-R25 → R(B+1)†
52: 0 → X;STP†
53: 100R18/R25 → Z;FMT FXD 7.3;TYP Z†
54: IF R1>X;1+X → X;100√(R(C+X)↑2+R(C+R1+X+1)↑2)/R25 → Z;FMT FXD 7.3;
    TYP Z;GTO +0†
55: TYP ;STP†
56: TYP "VAL.EFIC.=" ,RB†
57: √(RB↑2-R25↑2) → Z;TYP "REZ.DEF.=" ,Z†
58: 100Z/RB → Z;TYP "DELTA %=" ,Z†
59: R(B+1)/R25 → Z;TYP "ECART=" ,Z†
60:END†
    R180
```

```
0001 PROGRAM FOURIER ANEXA 11
      C PROGRAM PT ANALIZA FOURIER
      C
      C T = PERIOADA
      C N = NR. DE PUNCTE
      C M = NR. DE ARMONICI
      C Y = VALORILE FUNCTIEI
      C
      C
      C
0002 DIMENSION Y(500),A(125),B(125),C(125),FI(125),COTA(125)
0003 DIMENSION TEXT(10)
      C CITIREA DATELOR
0004 READ(1,1)T,N,M,TEXT
0005 1 FORMAT(F10.3,2I4,10A4)
0006 READ(1,200)(Y(I),I=1,N)
0007 200 FORMAT(10F7.3)
      C EDITAREA DATELOR INITIALE
0008 WRITE(2,30) TEXT
0009 30 FORMAT(15X,'DATE INITIALE',2X,10A4//)
0010 WRITE(2,31) T, N,M
0011 31 FORMAT(11X,'PERIOADA T =',F10.3/
      1 11X,'NR.DE PUNCTE N =',I4/
      2 11X,'NR.DE ARMONICI M =',I4///)
0012 WRITE(2,40)
0013 40 FORMAT(14X,'I',10X,'X(I)',10X,'Y(I)')//
0014 DO 32 I=1,N
0015 X=T/(N-1)*(I-1)
0016 WRITE(2,33) I,X,Y(I)
0017 33 FORMAT(
      1 11X,I4,4X,F10.3,4X,F10.3)
0018 32 CONTINUE
0019 WRITE(2,34)
0020 34 FORMAT(///25X,'REZULTATELE ANALIZEI FOURIER'///)
0021 Y(1)=(Y(1)+Y(N))*0.5
0022 N=N-1
      C APELUL SUBROUTINEI DE CALCUL A COEFICIENTILOR FOURIER
0023 CALL IANFT(Y,N,M,A,B,IER)
0024 IF(IER.EQ.0) GO TO 20
0026 WRITE(2,21)
0027 STOP 1
0028 21 FORMAT(2X,'PARAMETRII M SI N ERONATI !')
0029 20 CONTINUE
      C CALCUL PARAMETRIILOR SUPLIMENTARI:
      C C(I),I=1,M;FI(I),I=1,M;VALOAREA EFICACE VE;
      C REZIDUUL DEFORMANT RD;FACTORUL DE DISTURSIUNE DELTA;
      C ECARTUL TEORETIC ET; COTA CPROC
0030 M1=M+1
0031 DO 2 I=1,M1
0032 C(I)=SQRT(A(I)**2+B(I)**2)
0033 FI(I)=ATAN2(B(I),A(I))
0034 2 CONTINUE
0035 VE=0
0036 DO 3 I=1,M1
```

```
0037 3 VE=VE+C(I)**2
0038 VE=SQRT(VE)
0039 DO 4 I=1,M1
0040 4 COTA(I)=(C(I)*100)/C(2)
0041 RD=SQRT(VE**2-C(2)**2)
0042 DELTA=RD/VE*100.
```

```

0044      DO 5 I=3,M1
0045      ET=ET+C(I)
0046      ET=ET/C(2)
          C      AFISAREA REZULTATELOR
0047      WRITE(2,6)
0048      6      FORMAT(12X,'I',6X,'AI',10X,'BI',10X,'CI',10X,'ALFA I',5X,'COTA%')
0049      DO 7 I=1,M1
0050      II=I-1
0051      WRITE(2,8)II,A(I),B(I),C(I),FI(I),COTA(I)
0052      8      FORMAT(11X,I2,1X,E11.4,1X,E11.4,2X,E11.4,2X,E11.4,2X,F7.3)
0053      7      CONTINUE
0054      WRITE(2,9)VE
0055      WRITE(2,10)RD
0056      WRITE(2,11)DELTA
0057      WRITE(2,12)ET
0058      9      FORMAT(///18X,'VAL.EFIC.='F7.3)
0059      10     FORMAT(18X,'REZ.DEF. ='F7.3)
0060      11     FORMAT(18X,'DELTA % ='F7.3)
0061      12     FORMAT(18X,'ECART   ='F7.3/////))
0062      STOP
0063      END

```

FORTRAN IV            V02.5                    TUE 14-APR-87 13:25:20                    PAGE 001  
FOURIER,FOURIE=DP:FOURIER/LI:1

```

0001      SUBROUTINE IANFT(FCT,N,M,A,B,IER)
0002      DIMENSION FCT(1),A(1),B(1)
0003      IER=0
0004      IF(M.GE.0)GO TO 1
0006      IER=2
0007      GO TO 2
0008      1      IF(N/2.GE.M) GO TO 2
0010      IER=1
0011      2      IF(IER.NE.0)GO TO 3
0013      PIN=6.28/N
0014      M1=M+1
0015      DO 4 J=1,M1
0016      AA=0.
0017      BB=0.
0018      PINJ=(J-1)*PIN
0019      DO 5 K=1,N
0020      ARG=(K-1)*PINJ
0021      AA=AA+FCT(K)*COS(ARG)
0022      5      BB=BB+FCT(K)*SIN(ARG)
0023      DN=2./N
0024      A(J)=DN*AA
0025      B(J)=DN*BB
0026      4      CONTINUE
0027      3      RETURN
0028      END

```