

UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" DIN TIMIȘOARA

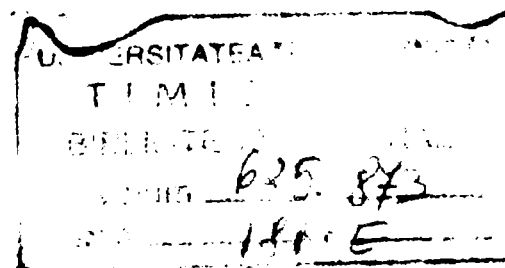
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICĂ

ing. SORIN MUȘUROI

ANALIZA COMPORTĂRII MOTOARELOR DE INDUCȚIE  
TRIFAZATE CU ROTORUL ÎN SCURTCIRCUIT,  
DE PUTERE REDUSĂ ȘI MEDIE,  
LA ALIMENTAREA LOR DE LA REȚEA PRIN INTERMEDIUL  
UNUI CONVERTOR STATIC DE FRECVENȚĂ

- TEZĂ DE DOCTORAT -

BIBLIOTECA CENTRALĂ  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA



Conducător științific:  
Prof.dr.ing. IOAN NOVAC

-2000-

## **Prefață**

Acționările electrice cu viteză reglabilă reprezintă una dintre cele mai importante pârgii de dezvoltare tehnologică a unei industrii moderne. În contextul unui progres tehnic tot mai rapid, acționările electrice realizate cu mașini electrice trebuie să fie garantul unei funcționări calitative privind modificarea și reglarea vitezei, pornirea, frânarea respectiv reversarea. Toate aceste cerințe sunt condiționate de introducerea tehnicii de ultimă oră a microprocesoarelor, de dezvoltarea continuă și rapidă a electronicii de putere și de utilizare a teoriilor moderne de reglare.

La început, sistemele de acționări electrice reglabile au fost concepute în mare parte cu mașini de curent continuu. Cerințele calitative crescânde ale sistemelor de reglare automată precum și dezvoltarea tehnicii semiconductoarelor de putere au avut ca rezultat menținerea în actualitate a motoarelor de curent continuu, caracterizate printr-o adaptabilitate ușoară în diferite sisteme de acționări electrice.

După prima etapă de dezvoltare a electronicii de putere, în anii '70, criza de energie a favorizat extinderea aplicațiilor cu acționări reglabile de c.a. în vederea economisirii energiei electrice. La aceasta au contribuit și avantajele pe care le prezintă motoarele de inducție, din punct de vedere al performanțelor, al robusteții și al prețului de cost. Utilizarea acestor motoare în sistemele de acționări electrice reglabile a avut unele limitări până nu demult, datorită dificultăților de comandă și a problemelor legate de costul convertoarelor statice de frecvență. Realizările din ultimul timp în domeniul electronicii de putere și al tehnicii de reglare au făcut ca motorul de inducție cu rotorul în scurtcircuit să ocupe în prezent poziții avansate chiar în sistemele de reglare pretențioase.

Există însă și anumite dezavantaje, care determină încă unele rețineri cu privire la utilizarea motorului asincron în acționările reglabile. Aceste dezavantaje se datorează în principal prezenței armonicilor superioare în tensiunea sau/și curentul de la ieșirea convertorului static de frecvență, care au ca rezultat imediat apariția unui regim deformant în mașină, cu repercusiuni negative asupra mărimilor funcționale ale mașinii electrice. În vederea reducerii acestui dezavantaj s-au întreprins multe cercetări, până în prezent marea majoritate a lor vizând îmbunătățirea performanțelor convertoarelor statice, prin suprimarea unor armonici, respectiv diminuarea celorlalte.

Lucrarea de față vizează studiul teoretic și experimental al comportamentului motorului de inducție în situația alimentării sale prin convertor. Prin acest studiu se urmărește dezvoltarea teoriei mașinii asincrone trifazate cu rotorul în colivie, în condițiile regimului nesinusoidal de alimentare, care să conducă la optimizarea metodicii de proiectare constructivă / tehnologică a acesteia, în condiții economice avantajoase.

În încheiere îmi exprim întreaga grațitudine și recunoștință domnului **prof.dr.ing. Ioan Novac** pentru profesionalismul și răbdarea de care a dat dovadă pe toată durata pregătirii și elaborării acestei teze de doctorat. Găsesc fericit prilejul pentru a aduce mulțumiri domnului **academician Toma Dordea** pentru prețioasele sugestii făcute în timpul elaborării materialului.

Doresc, de asemenea, să mulțumesc domnului **prof.dr.ing. Marius Biriescu** precum și colectivului de la Laboratorul de încercări al **S.C. Electromotor Timișoara** condus de dl. **ing. Ghiță Sebastian** pentru sprijinul acordat în realizarea încercărilor de stand. Totodată aduc mulțumiri tuturor colegilor de catedră și în special domnului **prof.dr.ing. Dorin Popovici** pentru sprijinul acordat în diferitele etape pe care această lucrare le-a parcurs.

Nu în ultimul rând, doresc să remarc sprijinul acordat de d-ra **ing. Adriana Goia** cât și de domnii asistenți **ing. Marius Bogoevici** și **ing. Ciprian Șorândaru** în redactarea și prelucrarea unor rezultate.

Timișoara, 29.02.2000

Autorul



# Cuprins

<b>Prefața</b> .....	5
<b>1. Introducere</b> .....	7
1.1. Noțiuni generale .....	7
1.2. Obiectivele tezei .....	9
<b>2. Stadiul actual privind utilizarea convertoarelor statice de frecvență în comanda motoarelor asincrone. Tehnici de modulare clasice.</b> .....	12
2.1. Noțiuni generale legate de principiul modificării vitezei acționărilor reglabile cu motoare asincrone prin modificarea frecvenței .....	12
2.2. Aspecte generale privind sistemele electrotehnice utilizate pentru modificarea frecvenței tensiunii de alimentare. Prezentarea sistemică a convertoarelor directe și indirecte de frecvență. ....	18
2.2.1. Convertoare directe de frecvență cu comutație de la rețea (cicloconvertoare) .....	19
2.2.1.1. Probleme generale. Clasificarea cicloconvertoarelor. ....	19
2.2.1.2. Ecuații și mărimi de calcul utilizate pentru cicloconvertoare .....	20
2.2.1.3. Evaluarea avantajelor și dezavantajelor utilizării cicloconvertoarelor în acționări electrice reglabile, în asociere cu MAS. Concluzii. ....	21
2.2.2. Convertoare de frecvență indirecte .....	22
2.2.2.1. Elemente introductive .....	22
2.2.2.2. Convertoare statice de frecvență indirecte, cu circuit intermediar de tensiune continuă .....	23
2.2.2.3. Convertoare statice de frecvență indirecte, cu circuit intermediar de curent continuu .....	26
2.2.3. Concluzii .....	27
2.3. Tehnici de modulare clasice utilizate în comanda invertoarelor de tensiune ce alimentează motoare asincrone cu rotor în scurtcircuit .....	30
2.3.1. Introducere .....	30
2.3.2. Modularea în amplitudine a impulsurilor tensiunii de ieșire .....	31
2.3.3. Tehnica modulării prin lățime de puls (PWM) .....	33
2.3.4. Concluzii .....	37
<b>3. Analiza comportării motoarelor asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit, de mică și medie putere, alimentate prin convertoare statice de frecvență, în regim staționar</b> .....	39

3.1. Considerații generale .....	39
3.2. Modelul matematic asociat motoarelor asincrone trifazate, de mică și medie putere, alimentate prin convertoare statice de frecvență (fără considerarea refulării) .....	42
3.3. Analiza efectului pelicular în cazul MAS alimentate prin CSF. Evaluarea factorilor globali echivalenți $k_{r(CSF)}$ și $k_{x(CSF)}$ .....	50
3.3.1. Ecuatiile câmpului electromagnetic din MAS în cazul alimentării acesteia prin CSF. Adâncimea de pătrundere. ....	51
3.3.2. Determinarea factorilor globali echivalenți de modificare a parametrilor rotorici în cazul alimentării MAS prin CSF .....	60
3.4. Influența efectului pelicular asupra parametrilor înfășurărilor MAS alimentate prin CSF. Determinarea acestora. ....	69
3.4.1. Determinarea parametrilor echivalenți ai înfășurării statorice .....	70
3.4.2. Determinarea parametrilor echivalenți ai înfășurării rotorice, la considerarea refulării curentului .....	74
3.4.2.1. Considerarea regimului permanent nesinusoidal periodic .....	74
3.4.2.2. Considerarea etapei de pornire .....	79
3.5. Influența alimentării prin CSF a MAS trifazate cu rotorul în colivie asupra caracteristicii cuplului. Determinarea factorului de putere. ....	79
3.5.1. Analiza cuplurilor armonice .....	79
3.5.2. Determinarea factorului de putere .....	83
3.6. Studiul pierderilor în MAS trifazate cu rotor în colivie, de putere mică și medie, alimentate prin CSF. Determinarea randamentului mașinii. ....	86
3.6.1. Analiza pierderilor electrice în MAS alimentate prin CSF .....	87
3.6.1.1. Pierderile electrice în înfășurarea statorică .....	87
3.6.1.2. Pierderile electrice în înfășurarea rotorică .....	91
3.6.2. Analiza pierderilor magnetice din MAS alimentate prin CSF .....	94
3.6.2.1. Determinarea inducțiilor magnetice din întrefier, corespunzătoare fundamentalei, respectiv armonicilor superioare de timp .....	94
3.6.2.2. Pierderile în fierul statoric .....	100
3.6.2.3. Pierderile în fierul rotoric .....	112
3.6.2.4. Pierderile suplimentare cauzate de fluxul de dispersie la capetele de bobină și de fluxul de dispersie datorat înclinării creștăturilor rotorice .....	115
3.6.3. Determinarea randamentului MAS alimentate prin CSF .....	117
3.7. Stabilirea unui model matematic unic asociat MAS alimentate prin CSF .....	118
<b>4. Evaluarea cantitativă și calitativă a parametrilor și a mărimilor electrice caracteristice MAS trifazate cu rotor în colivie, de mică și medie putere, alimentate prin CSF .....</b>	<b>124</b>
4.1. Evaluarea factorilor globali echivalenți de modificare a parametrilor rotorici $k_{r(CSF)}$ și $k_{x(CSF)}$ în cazul alimentării MAS prin CSF .....	124
4.1.1. Curba factorilor globali echivalenți $k_{r(CSF)}$ și $k_{x(CSF)}$ în funcție de înălțimea de calcul a barei rotorice $\xi_{(l)}$ , la pornire .....	124
4.1.2. Influența reactanței de scurtcircuit raportată, $x_{sc}^*$ , asupra lui $k_{r(CSF)}$ și $k_{x(CSF)}$ în momentul pornirii .....	125

<b>5. Incercări de laborator. Validarea experimentală a parametrilor și a unor mărimi electrice caracteristice MAS în cazul alimentării acestora prin CSF .</b>	149
5.1. Incercarea la funcționare în gol. Validări experimentale. Concluzii. ....	149
5.1.1. Incercarea la funcționarea în gol în cazul alimentării MAS cu sistem de tensiuni sinusoidale .....	149
5.1.2. Incercarea la funcționarea în gol a MAS alimentate prin CSF .....	153
5.1.3. Validări experimentale. Concluzii. ....	157
5.2. Proba de scurtcircuit la alimentare cu frecvență variabilă. Validarea experimentală a parametrilor înfășurării statorice și rotorice. Concluzii. ....	160
5.2.1. Proba de scurtcircuit cu alimentare cu frecvență variabilă, în regim sinusoidal .....	160
5.2.2. Proba de scurtcircuit la frecvență variabilă, în situația alimentării MAS prin CSF .....	161
5.2.3. Validarea experimentală a parametrilor înfășurării statorice și rotorice. Concluzii. ....	168
5.3. Determinarea caracteristicii cuplului în funcție de turație. Validări experimentale. Concluzii. ....	169
5.3.1. Ridicarea experimentală a caracteristicii cuplului în funcție de turație, în cazul alimentării MAS prin CSF .....	169
5.3.2. Ridicarea experimentală a caracteristicii cuplului în funcție de turație în cazul alimentării MAS prin CSF .....	171
5.3.3. Validări experimentale. Concluzii. ....	172
<b>6. Concluzii. Contribuții personale. ....</b>	174
6.1. Concluzii .....	174
6.2. Contribuții personale .....	179
Anexa 1. Algoritm de calcul al factorului de creștere a rezistenței, $k_{r(1)}$ , și al factorului de reducere a reactanței, $k_{x(1)}$ , corespunzător fundamentalei .....	A1.1
Anexa 2. Datele tehnice ale motoarelor asincrone utilizate la încercări de laborator .....	A2.1
Anexa 3. Program de calcul al parametrilor și mărimilor electrice funcționale ale MAS alimentate prin CSF .....	A3.1
Bibliografie	

# 1. Introducere

## 1.1. Noțiuni generale

Modernizarea proceselor tehnologice, implementarea masivă a automatizării, robotizării și a unor noi generații de mașini unelte cu comandă program în toate ramurile industriale, necesită utilizarea unor sisteme de acționări electrice rapide, precise și cu eficiență economică sporită, în condițiile unui comportament funcțional cât mai apropiat de cel optim.

În contextul unui progres tehnic accelerat, acționările cu mașini electrice trebuie să asigure o funcționare cu pretenții ridicate privind modificarea și reglarea vitezei, pornirea, frânarea și reversarea, respectiv o corelare a mișcărilor mecanismelor de lucru ale aceleiași instalații productive. Toate aceste cerințe tehnice au creat premisele dezvoltării unor acționări complexe, prin folosirea cu precădere a convertoarelor statice cu componente semiconductoare, care asigură conducerea automată a proceselor de producție, cu un consum redus de energie, apelând la calculator și microprocesor [S4].

La ora actuală, acționările electrice cu viteză reglabilă, realizate cu circuite electronice, atât în partea de forță cât și în cea de comandă, reprezintă una din cele mai importante pârgii de dinamizare a progresului tehnic într-o industrie modernă. Realizările în acest domeniu sunt condiționate de dezvoltarea continuă și rapidă a electronicii de putere, de introducerea tehnicii de ultimă oră a microprocesoarelor, precum și de realizarea unor reglaje inteligente, care să îmbunătățească performanțele sistemelor de acționări electrice reglabile.

În prezent, sistemele de acționări electrice reglabile (acționările nereglabile nu constituie obiectul studiului de față) se realizează atât cu mașini de curent continuu cât și cu mașini de curent alternativ.

Mașinile de curent continuu au fost primele mașini electrice utilizate, iar sistemele de acționări electrice realizate cu acestea au dominat domeniul acționărilor electrice (în special cele cu viteză reglabilă) timp de mai bine de un secol [K1]. Cerințele calitative crescânde ale sistemelor de reglare automată și dezvoltarea electronicii de putere au avut ca rezultat menținerea în actualitate a motoarelor de curent continuu. Adaptabilitatea motoarelor de c.c. în diferite sisteme de acționări electrice este deosebită. Acționarea cu mașina de curent continuu cu excitație în derivație sau separată se utilizează mult în practică, datorită posibilităților sale bune de modificare și reglare a vitezei, de pornire, reversare și frânare electrică economică și de conducere automată.

Cu toate avantajele certe pe care aceste tipuri de motoare le prezintă, utilizarea lor în sistemele de acționări actuale este întrucâtva limitată de unele neajunsuri. Astfel, la motoarele de c.c. puterea este transmisă rotorului prin contacte alunecătoare de tip "perii-colector", fapt care limitează (superior) puterea lor nominală la valori de 10-15 [MW]. Tensiunea nominală, și prin aceasta și turația, este limitată (maxim 1500 [V]) de către tensiunea maximă admisă între două lamele de colector, care nu poate depăși 20-24 [V] din considerente de comutație. Prezența colectorului conduce totodată și la mărirea prețului de cost al mașinii de c.c., micșorându-i fiabilitatea în comparație, de exemplu, cu mașinile asincrone cu rotor în scurtcircuit. De asemenea, existența contactului mobil "perii-colector" este direct responsabilă de uzura în timp atât a colectorului cât și a periilor. Aceste fenomene fac ca parametrii funcționali ai motorului de c.c. să se îndepărteze în timp de cei nominali, optimi.

Eliminarea aspectelor negative asociate comutației: uzură, scânteiere și zgomote de natură electromagnetică, implică deseori complicarea construcției motoarelor de c.c. prin introducerea înfășurării de comutație (uneori și de compensație) și prin realizarea unei poziționări foarte corecte a periilor, cu consecințe negative asupra prețului de cost.

Motoarele asincrone trifazate au cunoscut o răspândire rapidă și largă în acționările electrice, motivele – cunoscute de altfel din literatura de specialitate – fiind următoarele [K1]:

a) – distribuția energiei electrice se face actual, cel mai adesea, prin sistem alternativ trifazat, acesta fiind cel mai economic sistem; motoarele asincrone de mică putere se pot cupla la rețea direct, fără elemente intermediare;

b) – motoarele asincrone (în special cele cu rotorul în scurtcircuit) se caracterizează printr-o construcție simplă și robustă, fiind recunoscute totodată ca fiind cele mai fiabile motoare electrice.

Comparativ cu motoarele de c.c., motoarele asincrone cu rotor în colivie se disting prin numeroase avantaje – prezentate succint în cele ce urmează - care fac ca utilizarea lor în sistemele de acționări electrice să fie tentantă.

Astfel, prin eliminarea componentelor sensibile (de ex. sistemul colector-perii), motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit sunt sigure în funcționare, având o viteză de rotație practic constantă la sarcină dată și momente de inerție ale părților în mișcare (rotor) inferioare celor ale motorului de c.c.. Ele pot funcționa la viteze superioare perioade lungi de timp, fără întreținere, necesitând numai surse de alimentare de curent alternativ. Valoarea tensiunii statorice nu este limitată de fenomenul de comutație.

Avantajul motoarelor de inducție față de cele de c.c. apare și din considerente de ordin economic. Prețul motoarelor asincrone cu rotor în colivie este mult mai mic (raportul putere[kW] /greutate [kg] este practic dublu față de cel al motoarelor de curent continuu).

Datorită avantajelor tehnico-economice sus amintite, motorul asincron este folosit, în prezent, în marea majoritate a sistemelor de acționare simple, motiv pentru care s-a construit într-o gamă largă de puteri și turații. Utilizarea acestor motoare în sistemele de acționare cu viteză reglabilă a prezentat însă limitări până nu demult, doar



datorită dificultăților de comandă și problemelor legate de costul convertoarelor statice de frecvență.

Realizările din ultimul timp în domeniul tehnicii de reglare, dezvoltarea electronicii de putere în general, cât și a microelectronicii în special, au făcut ca motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit să ocupe poziții tot mai importante și în sistemele de reglare pretențioase, devenind astfel un concurent redutabil al motorului de curent continuu.

Interesul pentru introducerea în acționările reglabile a motorului de inducție cu rotor în colivie alimentat prin convertor static de frecvență este determinat, în afară de motivele prezentate anterior, de faptul că noile tehnici de comandă pot fi ușor implementate pe scară largă, folosind circuitele integrate specializate noi create, care permit realizarea unor interfețe adecvate între elementele traductoare și microprocesorul sistemului de reglare.

Tehnici moderne de comandă, performante (multivariabilă, cu orientare după câmp, la flux rotoric constant etc.) se utilizează în prezent ca strategii de comandă a convertoarelor realizate cu elemente semiconductoare (tranzistoare IGBT sau MOS).

Există însă și dezavantaje, care determină unele rețineri cu privire la utilizarea motorului asincron în acționările reglabile. Principalul dezavantaj îl constituie prezența armonicilor superioare în tensiunea sau/și curentul de la ieșirea convertorului static de frecvență. Aceste armonici conduc la un regim deformat în mașină, cu repercusiuni asupra mărimilor funcționale ale mașinii.

În concluzie la cele prezentate mai sus se poate spune că domeniul acționărilor electrice reglabile realizate prin cuplarea la rețea a mașinilor asincrone prin intermediul convertoarelor statice de frecvență devine tentant pentru specialiștii din exploatare, datorită avantajelor tehnico-economice pe care le oferă, dar, totodată și pentru cercetători și proiectanți în special, datorită dezavantajelor pe care încă le prezintă.

Pe aceste considerente, obiectul studiului ales pentru **Teza de doctorat** se referă la analiza comportării sistemelor de acționare electrică în care motorul de acționare este un motor asincron cu rotor în colivie alimentat prin convertor static de frecvență.

## ■ 1.2. Obiectivele tezei

Acționarea electrică a diferitelor mașini de lucru impune în majoritatea cazurilor, modificarea vitezei motorului de antrenare. Modificarea vitezei motorului asincron, având o caracteristică mecanică naturală rigidă, implică modificarea acestei caracteristici. În funcție de cerințe, modificarea vitezei se poate face în trepte sau continuu, în limite largi sau înguste, cu pierderi energetice mai mari sau mai mici. Modificarea vitezei motoarelor asincrone în plaje largi și cu pierderi mici nu este

posibilă însă, în general, fără utilizarea în mod obligatoriu a elementelor semiconductoare de putere.

Procedeele clasice de modificare a vitezei acționărilor cu mașini asincrone, regăsite în literatura de specialitate [S4] sunt:

- a) modificarea impedanței circuitului de alimentare statoric;
- b) modificarea valorii rezistenței sau impedanței circuitului rotoric;
- c) variația tensiunii de alimentare;
- d) alimentarea cu sistem nesimetric de tensiuni;
- e) modificarea vitezei cu frâne comandabile;
- f) folosirea de conexiuni în cascadă;
- g) modificarea frecvenței tensiunii de alimentare;
- h) modificarea vitezei prin impulsuri de tensiune, periodice;
- i) cuplarea a două mașini pe același arbore.

### **Observație:**

Unii autori consideră și “schimbarea numărului de perechi de poli” ca procedeu de modificare a vitezei acționărilor electrice cu mașini asincrone. Aceasta însă nu reprezintă o metodă de modificare a vitezei în sensul propriu-zis al terminologiei. Motoarele de acționare sunt de fapt motoare de inducție cu “n” turații (de obicei 2 sau 3) care pot fi folosite doar pentru schimbarea turației în trepte mari.

Aceste procedee de modificare a vitezei acționărilor cu motoare asincrone se bazează pe metodele generale de modificare a vitezei acestora, care constau în:

- 1) modificarea alunecării “s” (procedeele a, b, c, d, e, f, h și i);
- 2) modificarea frecvenței tensiunii de alimentare (g).

Metoda cea mai economică sub aspectul pierderilor este cea realizată prin modificarea frecvenței tensiunii de alimentare. Pierderile în plus care apar în mașină față de funcționarea la frecvență și tensiune nominale sunt relativ mici și se datorează sistemului de modificare a frecvenței, care însă asigură domeniul cel mai larg de reglare a vitezei [B8].

Pentru modificarea vitezei prin schimbarea frecvenței, în prezent sunt utilizate convertoarele statice de frecvență, care prezintă o serie de avantaje clare față de convertizoarele rotative utilizate cu precădere în trecut (v. capitolul 2).

În prezent, acționarea electrică este considerată și studiată ca un sistem tehnic complex de conversie electromecanică a energiei, care cuprinde într-un tot unitar motoarele electrice cu sistemele lor de conducere, transmisiile și mecanismele de lucru care impun condițiile de funcționare pentru partea electrică. Acționarea electrică trebuie privită într-o strânsă corelare cu necesitățile practicii productive căreia îi este destinată [S4].

Prin urmare, problema îmbunătățirii comportamentului motorului asincron cu rotor în scurtcircuit alimentat prin convertor static de frecvență, care asigură modificarea tensiunii de alimentare  $U_1$  și a frecvenței acesteia  $f_1$ , se impune pentru întregul ansamblu convertor-motor. Ea constă pe de o parte în asigurarea unui regim de

alimentare a motorului cât mai apropiat de cel sinusoidal (prin micșorarea/eliminarea armonicilor superioare generate de convertor), iar pe de altă parte diminuarea la maxim a efectelor armonicilor superioare din câmpul magnetic învârtitor. Se impune prin urmare o analiză teoretică temeinică a comportamentului motorului asincron în situația alimentării acestuia prin convertor static de frecvență, bazată pe abordarea sistemică a acționărilor reglabile de curent alternativ cu motor de inducție, prin metode specifice legate atât de convertorul static de frecvență cât și de motor.

**Obiectivele tezei** vizează în principal studiul teoretic și experimental al comportamentului motorului de inducție în prezența regimului deformant (nesinusoidal). În esență, ele constau în determinarea pe cale analitică, cu verificare practică, a unui model matematic asociat motoarelor asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit alimentate prin convertoare statice de frecvență. Pe baza modelului elaborat se va studia, comparativ cu cazul alimentării sinusoidale, influența prezenței convertorului asupra parametrilor și caracteristicilor motorului. Va fi abordată, de asemenea comparativ, și problema pierderilor în mașină în cele două situații.

Deși partea de motor electric ocupă poziția centrală a lucrării de față, nu va fi neglijată partea de convertor (fără a intra în detaliile constructiv/funcționale ale acestuia). În studiul aferent convertorului vor fi marcate doar posibilitățile de apropiere a valorilor parametrilor și mărimilor funcționale ale motoarelor de inducție alimentate prin convertoare statice de frecvență de cele existente în cazul alimentării cu sistem de tensiuni sinusoidale, printr-o alegere judicioasă a tipului de convertor și a tehnicii de modulare.

În încheierea capitolului introductiv, se subliniază faptul că în teză, problematica este limitată la gama motoarelor asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit de puteri mici și mijlocii, până la 45 [kW], cele mai utilizate în prezent în acționările cu viteză reglabilă uzuale.

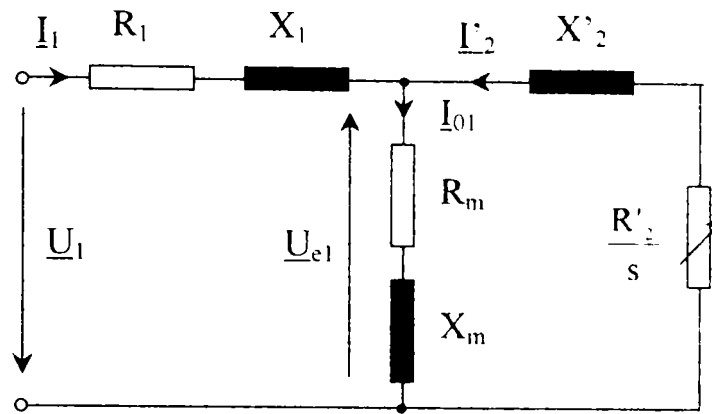
## **2. Stadiul actual privind utilizarea convertoarelor statice de frecvență în comanda motoarelor asincrone. Tehnici de modulare clasice.**

În prima parte a acestui capitol vor fi prezentate sintetic principalele tipuri de convertoare statice de frecvență (CSF) care sunt utilizate în prezent la alimentarea motoarelor asincrone (MAS) în sisteme de acționări electrice reglabile. Scopul principal al acestei prezentări este alegerea tipului de convertor considerat ca fiind cel mai potrivit pentru tematica lucrării de față, în baza analizei cantitative și calitative a conținutului de armonici care se regăsește în formele de undă de la ieșirea acestuia.

În partea a doua a capitolului vor fi luate în discuție tehnicile de modulare folosite în comanda CSF ales, care au menirea de a elimina, sau cel puțin de a diminua armonicile existente în tensiunea de alimentare a motorului. În urma unui studiu comparativ se va indica tipul de modulare prin care se realizează o diminuare corespunzătoare, atât din punct de vedere cantitativ cât și calitativ, a conținutului de armonici din formele de undă generate de CSF. Urmează ca în capitolele următoare, pe baza acestor determinări, să se studieze comportarea motoarelor de inducție în situația regimului nesinusoidal generat prin CSF.

### **2.1. Noțiuni generale legate de principiul modificării vitezei acționărilor reglabile cu motoare asincrone prin modificarea frecvenței**

În cadrul acestui paragraf va fi prezentat succint principiul modificării vitezei acționărilor electrice reglabile realizate cu motoare asincrone, prin modificarea frecvenței tensiunii sinusoidale de alimentare. Studiul comportării MAS se analizează pe baza schemei echivalente a mașinii pentru situația alimentării cu sistem trifazat de tensiuni sinusoidale și în contextul considerării pierderilor în fier; schema echivalentă este prezentată în figura 2.1.



**Fig. 2.1.** Schema electrică echivalentă în T a unei faze a motorului asincron, în regim sinusoidal.

Notațiile din figura 2.1 au următoarea semnificație:

- $R_1$  – rezistența unei faze a înfășurării statorice;
- $X_1$  – reactanța de dispersiestatorică, corespunzătoare unei faze;
- $R'_2$  – rezistența unei faze rotorice, redusă la stator;
- $X'_2$  – reactanța rotorică de dispersie a unei faze, redusă la stator;
- $R_m$  – rezistența de magnetizare;
- $X_m$  – reactanța de magnetizare;
- $s$  – alunecarea mașinii;

Se definesc mărimile:

- impedanța unei faze statorice:  $\underline{Z}_1 = R_1 + jX_1$
- impedanța unei faze rotorice redusă la stator:  $\underline{Z}'_2 = \frac{R'_2}{s} + jX'_2$  (2.1)
- impedanța de magnetizare:  $\underline{Z}_m = R_m + jX_m$

Alunecarea mașinii are expresia:

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1}, \quad (2.2)$$

unde:

$n_1, \Omega_1$  – sunt turația, respectiv viteza unghiulară a câmpului magnetic învârtitor (de sincronism);

$n, \Omega$  – sunt turația, respectiv viteza unghiulară a rotorului.

În baza schemei echivalente din figura 2.1, ecuațiile mașinii asincrone MAS cu rotorul redus la stator sunt, [D4]:

$$\begin{aligned}\underline{U}_1 &= \underline{Z}_1 \underline{I}_1 - \underline{U}_{e1} = \underline{Z}_1 \underline{I}_1 + \underline{Z}_m \underline{I}_{01}, \\ -\underline{Z}'_2 \underline{I}'_2 + \underline{U}_{e1} &= 0,\end{aligned}\quad (2.3)$$

$$\underline{I}_{01} = \underline{I}_1 + \underline{I}'_2.$$

Utilizând notația

$$\underline{C}_1 = 1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_m}, \quad (2.4)$$

din relațiile (2.3), după efectuarea calculelor intermediare, se obține expresia curentului rotoric redus la stator,  $\underline{I}'_2$ :

$$\underline{I}'_2 = -\frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_1 + \underline{C}_1 \underline{Z}_2}. \quad (2.5)$$

Constanta complexă  $\underline{C}_1$  are modulul  $C_1=1,04\div 1,08$ , valorile mai mici corespunzând mașinilor de puteri mai mari. Pentru mașinile de putere medie se poate considera că  $C_1 \cong 1+X_1/X_m$  (la mașinile de puteri mari  $C_1 \rightarrow 1$ ) [D4].

Ținând cont de expresiile  $\underline{Z}_1$  și  $\underline{Z}'_2$  din (2.1), modulul curentului rotoric poate fi definit ca:

$$I_2'^2 = \frac{U_1^2}{\left(R_1 + C_1 \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2}, \quad (2.6)$$

iar cuplul electromagnetic are expresia:

$$M = \frac{pm_1}{\omega_1} \cdot \frac{\frac{R_2'}{s}}{\left(R_1 + C_1 \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2} \cdot U_1^2, \quad (2.7)$$

unde:  $p$  = numărul de perechi de poli;  
 $m_1$  = numărul de faze statorice (în cazul de față  $m_1=3$ );  
 $\omega_1$  = pulsația tensiunii statorice ( $\omega_1=2\pi f_1$ ).

Pentru stabilirea alunecării la care se obțin valorile extreme ale cuplului electromagnetic, se egalează cu zero derivata cuplului în raport cu alunecarea ( $\frac{dM}{ds} = 0$ ). Se obține expresia alunecării critice  $s_k$ :

$$s_k = \pm \frac{C_1 R_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2}} \quad (2.8)$$

Corespunzător acestor valori ale alunecării, se obține cuplul critic (maxim):

$$M_k = \frac{pm_1}{2\omega_1 C_1} \cdot \frac{U_1^2}{R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2}} \quad (2.9)$$

Semnul (+) la numitor corespunde regimului de motor (cel care interesează în lucrarea de față) și celui de frână, iar semnul (-) regimului de generator.

În baza relațiilor (2.1), (2.2), (2.3), (2.6) și (2.7) rezultă că turația sincronă  $n_1$  se modifică proporțional cu frecvența și, în același timp, prin intermediul reactanțelor, se modifică și cuplul electromagnetic.

Dacă în relațiile de mai sus se neglijează rezistența înfășurării statorice, care în general are valoare foarte mică ( $R_1 \ll X_1 + C_1 X_2'$ ), cuplul critic maxim se poate exprima sub forma:

$$M_k = \frac{pm_1 U_1^2}{4\pi f_1 (X_1 + C_1 X_2')^2 C_1} \cong A \cdot \frac{U_1^2}{f_1^2}, \quad (2.10)$$

unde  $A$  este o constantă ce înglobează toate mărimile constante.

Alunecarea critică devine:

$$s_k \cong \pm \frac{C_1 R_2'}{X_1 + C_1 X_2'} \quad (2.10')$$

Relația (2.10) pune în evidență faptul că practic cuplul  $M_k$  depinde pătratic de raportul  $U_1/f_1$ .

Conform celor arătate, rezultă că, pentru păstrarea aceleiași capacități de încărcare a MAS ca și în regim nominal (aceleși cuplul critic  $M_k$ ), este necesară menținerea constantă a raportului  $U_1/f_1$ , și anume egal cu  $U_{1n}/f_{1n}$  în procesul de modificare a vitezei.

În continuare se analizează situația în care se modifică frecvența, păstrându-se tensiunea constantă. Se pleacă de la expresia tensiunii la borne  $U_1$ :

$$U_1 \approx U_{e1} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \cdot f_1 k_b N_1 \Phi_m, \quad (2.11)$$

unde:  $k_b$  reprezintă factorul total de înfășurare,  $N_1$  este numărul de spire al fazei statorice, iar  $\Phi_m$  este amplitudinea fluxului resultant.

Dacă se menține  $U_1 = \text{const.}$  și  $f_1$  scade, rezultă o creștere a fluxului și prin urmare și a curentului de magnetizare, având loc saturarea miezului magnetic.

În cazul în care crește  $f_1$ , la aceeași valoare a tensiunii  $U_1$ , are loc scăderea fluxului în mașină, ceea ce determină micșorarea cuplului dezvoltat.

Dacă se menține fluxul în întrefier constant (ceea ce corespunde situației  $U_1/f_1 = \text{const.}$ ), comportarea MAS comandată în frecvență este analogă cu cea a mașinii de curent continuu cu excitație separată comandată în tensiune. Mașina asincronă (considerată nesaturată) funcționează în aceste condiții de modificare a frecvenței cu același randament, factor de putere și cuplu critic [D4 și S3].

Intr-adevăr dacă:

$$\frac{U'_1}{U_1} = \frac{f'_1}{f_1} \sqrt{\frac{M'}{M}}, \quad (2.12)$$

unde  $U'_1$  și  $M'$  corespund frecvenței  $f'_1$ , expresia (2.12) evidențiază același tip de dependență a cuplului de raport  $U_1/f_1$ , ca și relația (2.10).

În figura 2.2. se prezintă variația tensiunii de alimentare  $U_1$  în funcție de modificarea frecvenței  $f_1$ . De asemenea este redată curba cuplului critic  $M_k$  în funcție de frecvența  $f_1$ , așa cum apare în literatura de specialitate [S4].

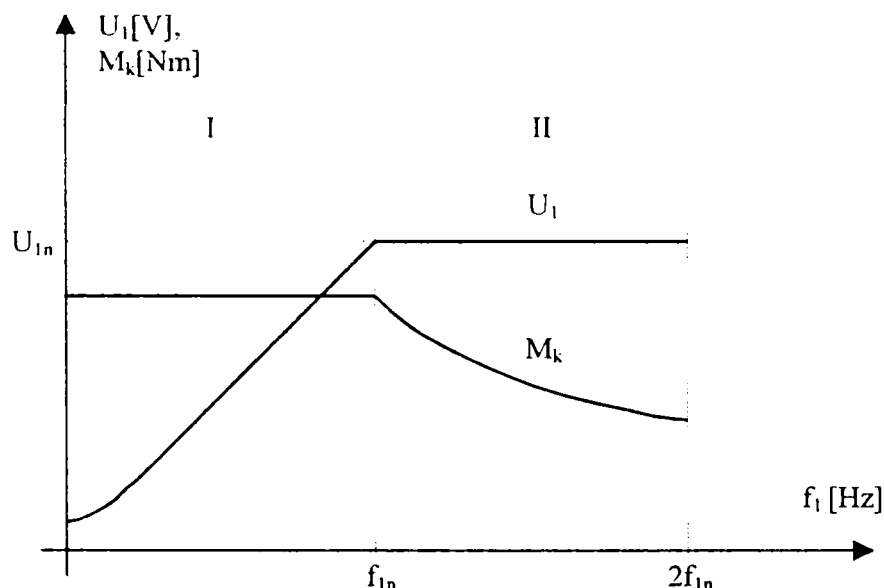


Fig. 2.2. Variația cuplului critic și a tensiunii de alimentare cu frecvența.

Analizând graficul, se remarcă două zone de funcționare distincte, delimitate de  $f_{1n}$ : pentru  $f_1 \leq f_{1n}$  sau  $f_1 > f_{1n}$ .

În zona I, la frecvențe ale tensiunii de alimentare  $f_1 < f_{1n}$ , modificarea tensiunii  $U_1$  este proporțională cu frecvența. Prin această variație se urmărește obținerea unui câmp de magnetizare a mașinii constant, ceea ce atrage după sine menținerea unui cuplu critic constant. La frecvențe joase, reactanțele de dispersie au însă valori mici. Rezistența înfășurării statorice nu mai poate fi neglijată în aceste condiții (ca în rel.



(2.10)), valoarea ei fiind comparabilă cu cea a reactanțelor de dispersie. Prin urmare, menținerea raportului  $U_1/f_1 = \text{const.}$  la frecvențe joase determină scăderea cuplului critic dezvoltat  $M_k$ . Din acest considerent, modificarea tensiunii de alimentare cu frecvența suferă o abatere de la proporționalitate (v. figura 2.2), pentru a compensa efectul rezistenței statorice la frecvențe mici. Pentru această zonă de funcționare puterea activă a MAS este proporțională cu frecvența.

Zona a II-a corespunde frecvențelor tensiunii de alimentare  $f_1 > f_{1n}$ . Respectarea legii de variație proporționale a tensiunii cu frecvența peste tensiunea nominală a motorului ar duce la "supravoltare" (ex.: la  $f_1 = 2f_{1n}$  ar corespunde  $U_1 \cong 2U_{1n}$ ), cu consecințe negative asupra motorului (a izolației acestuia), cât și asupra convertorului de frecvență utilizat [M6]. Din aceste motive, în această zonă se limitează tensiunea de alimentare a MAS la  $U_{1n}$ . Motorul asincron lucrează în regim de "slăbire de câmp", puterea activă a MAS rămâne constantă, în schimb scade capacitatea de încărcare a motorului (cuplul critic). Situația este analogă funcționării mașinii de c.c. în regim de slăbire de câmp.

În figura 2.3 sunt redată caracteristicile mecanice ale MAS, în valori raportate, obținute prin schimbarea frecvenței [S4].

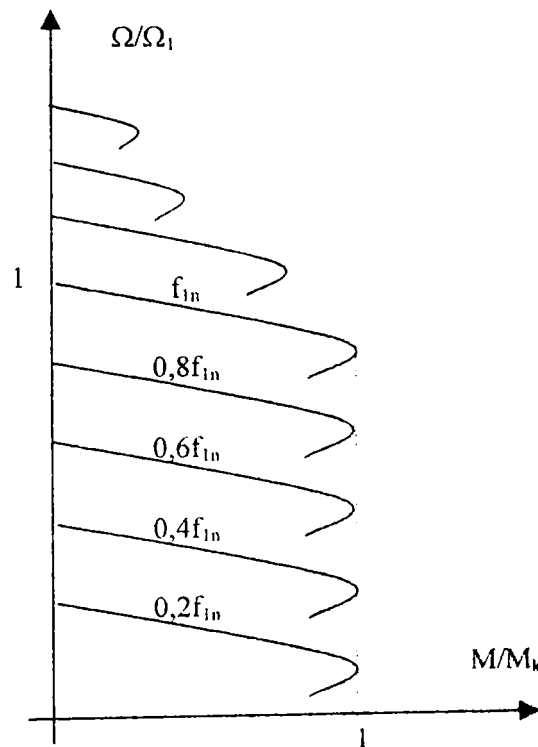


Fig. 2.3. Caracteristicile MAS la schimbarea frecvenței.

Trecerea dintr-un punct stabil de funcționare în altul pe caracteristicile arătate se poate realiza în două moduri: la flux constant – prin modificarea alunecării și la alunecare constantă - prin modificarea fluxului.

625.873 / 181E

În încheierea sumarei prezentări a principiului de modificare a vitezei MAS prin schimbarea frecvenței trebuie subliniat că, din punct de vedere energetic, acest procedeu este cel mai economic.

Diferențele valorice ale pierderilor care apar în mașina de acționare față de funcționarea la frecvența și tensiunea nominală sunt relativ mici și se datorează în exclusivitate sistemului de modificare a frecvenței [S4].

## **2.2. Aspecte generale privind sistemele electrotehnice utilizate pentru modificarea frecvenței tensiunii de alimentare. Prezentare sintetică a convertoarelor directe și indirecte de frecvență.**

Ideea modificării vitezei MAS prin variația frecvenței tensiunii de alimentare nu este nouă. Dacă cu ani în urmă au fost folosite în acest scop convertizoarele rotative, în ultima perioadă de timp, datorită dezvoltării electronicii de putere și a microelectronicii, acestea sunt înlocuite cu convertoare statice de frecvență.

Convertoarele statice de frecvență (CSF) sunt mutatoare care transformă energia electrică de curent alternativ (c.a.) tot în energie electrică de c.a., dar cu parametri diferiți: altă frecvență și, în cele mai multe cazuri, altă tensiune.

În comparație cu convertizoarele rotative, CSF prezintă următoarele avantaje:

- frecvența de ieșire a CSF este independentă de fluctuațiile frecvenței și ale tensiunii rețelei, precum și de variațiile sarcinii;
- costurile de instalare a unui CSF sunt mult diminuate față de cele necesare unui convertizor rotativ, deoarece acesta nu necesită fundații speciale și alinieri ale mașinilor din grupul convertizor – deosebit de costisitoare;
- echipamentele statice nu necesită spații mari, iar nivelul lor de zgomot este redus;
- cheltuielile de exploatare a CSF sunt reduse, datorită lipsei uzurii provocate de părțile aflate în rotație;
- controlul și reglarea CSF sunt mult facilitate de aplicarea metodelor circuitelor de reacție, în buclă închisă, ceea ce duce de fapt la reglarea independentă a tensiunii și a frecvenței de ieșire într-un interval larg.

În prezent, comanda și reglarea turației MAS prin intermediul frecvenței tensiunii de alimentare se face cu ajutorul convertoarelor directe, respectiv indirecte de frecvență.

În cele ce urmează vor fi prezentate principalele probleme legate de utilizarea acestor tipuri de mutatoare, insistându-se în mod special asupra schemelor constructive de bază și asupra formelor de undă ale tensiunilor și curenților la ieșirea CSF, respectiv a conținutului de armonici al acestora. Aspectele deja menționate au o importanță

majoră în analiza comportării și îmbunătățirii performanțelor MAS alimentate prin CSF, care constituie de fapt obiectul tezei.

## 2.2.1. Convertoare directe de frecvență cu comutație de la rețea (cicloconvertoare)

### 2.2.1.1. Probleme generale. Clasificarea cicloconvertoarelor.

Convertoarele directe de frecvență cu comutație de la rețea sau cicloconvertoarele sunt mutatoare fără circuit intermediar, care realizează transformarea directă a energiei de c.a. de anumiți parametri în energie de c.a. de parametri diferiți. Aceste mutatoare fac parte din categoria convertoarelor cu comutație externă (naturală), realizând comutația curentului cu ajutorul energiei reactive de la rețeaua de alimentare sau de la sarcină, ambele de c.a..

Funcționarea cicloconvertoarelor se bazează pe principiul de funcționare al convertorului de patru cadrane (convertor dublu), care poate conduce curentul în ambele sensuri în circuitul de sarcină, comandând corespunzător faza impulsurilor de amorțire în raport cu tensiunea alternativă de alimentare. Astfel, tensiunea alternativă de la ieșire, caracterizată prin valoarea efectivă  $U$  (tensiunea de fază) și frecvența  $f$ , ambele constante, este transformată nemijlocit tot în tensiune alternativă, trifazată sau monofazată, caracterizată însă prin valoarea efectivă  $U_1$  și frecvența  $f_1 < f$ , reglabilă.

O clasificare a cicloconvertoarelor se poate face având la bază următoarele criterii: numărul fazelor de intrare al tensiunii de alimentare ( $m_1$ ) și al fazelor de ieșire ( $m_2$ ) și modul de comandă al celor două convertoare componente.

a) După numărul fazelor de intrare al tensiunii de alimentare ( $m_1$ ) și al fazelor de ieșire ( $m_2$ ), cicloconvertoarele se clasifică în:

- cicloconvertoare mono-monofazate ( $m_1=m_2=1$ );
- cicloconvertoare poli-monofazate ( $m_1>1$  și  $m_2=1$ ). Din această categorie cele mai răspândite sunt cicloconvertoarele tri-monofazate (cu  $m_1=3$  și  $m_2=1$ );
- cicloconvertoare poli-polifazate, cu  $m_1>1$  și  $m_2>1$ , cele mai răspândite fiind cele tri-trifazate ( $m_1=m_2=3$ ).

Schemele de principiu pentru cele trei tipuri de cicloconvertoare prezentate mai sus se regăsesc detaliate în documentația de specialitate [C9].

b) După modul de comandă al celor două convertoare componente:

- funcționare fără curent de circulație;
- funcționare cu curent de circulație.

La funcționarea cicloconvertoarelor fără curent de circulație, fiecare convertor de două cadrane din componența cicloconvertorului conduce doar pe o semiperioadă a ciclului curentului de sarcină. În timpul semiciclului de pauză, acest convertor rămâne complet blocat. Prin urmare, în fiecare moment, există doar un singur convertor în conducție și deci nu există curent de circulație între cele două convertoare.

În cazul funcționării cicloconvertoarelor cu curent de circulație se aplică simultan ambelor convertoare impulsuri de amorsare, în condițiile producerii aceleiași tensiuni medii la bornele acestora. Deși componentele alternative ale tensiunilor celor două convertoare sunt egale, există o diferență între formele de undă ale celor două tensiuni în valori instantanee care generează curent de circulație. De asemenea apare și o tensiune de autoinducție, care duce la creșterea curentului de circulație [K2]. Prin urmare există două componente ale tensiunii de ieșire: una dependentă de valoarea inductivității de netezire, iar cealaltă de frecvența de ieșire. În funcționarea cicloconvertoarelor cu curent de circulație, dificultatea legată de distorsionarea tensiunii este eliminată prin regimul de lucru al ambelor convertoare în conducție continuă. Tensiunea de ieșire corespunde în orice moment tensiunii sinusoidale de referință. Funcționarea cicloconvertoarelor cu curent de circulație este limitată la puteri mici și numai când tendința curentului de sarcină este de a deveni discontinuu (ca urmare a creșterii pierderilor în circuit și a curentului de sarcină prin tiristoare datorită curentului de circulație).

### 2.2.1.2. Ecuații și mărimi de calcul utilizate la cicloconvertoare

Valoarea medie a tensiunii redresate maxime, în cazul unui convertor de două cadrane (obținută pentru un unghi de aprindere  $\alpha=0$ ) este dată de relația [K2]:

$$U_{d0} = \sqrt{2}U_s \left( \frac{m_s}{\pi} \right) \sin \left( \frac{\pi}{m_s} \right), \quad (2.13)$$

în care:  $U_s$  = valoarea efectivă a tensiunii din secundarul transformatorului;  
 $m_s$  = numărul de faze secundare.

Dacă unghiul de comandă al cicloconvertorului se modifică lent, tensiunea de ieșire pe fază, în fiecare punct al ciclului de joasă frecvență poate fi calculată, ca și valoarea medie a tensiunii de ieșire, pentru unghiul de comandă potrivit. Această aproximație ignoră fluctuațiile rapide suprapuse peste valoarea medie a unei de joasă frecvență. Valoarea medie a tensiunii de ieșire este dată de relația [K2]:

$$U_d = U_{d0} \cdot \cos \alpha, \quad (2.14)$$

unde  $\alpha$  este unghiul de comandă al convertorului.

Dacă  $U_c$  este valoarea efectivă a fundamentalei tensiunii de ieșire medie redresată, atunci tensiunea de vârf de ieșire corespunde lui  $\alpha=0$  și este dată de relația [M5]:

$$U_c = U_s \left( \frac{m_s}{\pi} \right) \sin \left( \frac{\pi}{m_s} \right). \quad (2.15)$$

Unghiul de comandă al convertorului pozitiv  $p$  poate fi redus până la 0, ceea ce corespunde unui unghi de comandă de  $180^\circ$  pentru convertorul negativ. În practică însă, unghiul de comandă al invertorului este mai mic de  $180^\circ$  deoarece trebuie păstrat un interval de siguranță corespunzător timpului de blocare al tiristoarelor, pentru evitarea fenomenului de suprapunere anodică. În consecință, unghiul de comandă al convertorului pozitiv nu poate fi redus sub un unghi limită  $\alpha_{\min}$ . Valoarea maximă a tensiunii de ieșire pe fază în aceste condiții este definită prin relația:

$$U_{d\max} = U_{d0} \cdot \cos \alpha_{\min} = r \cdot U_{d0} , \quad (2.16)$$

unde  $r = \cos \alpha_{\min}$  este factorul de reducere a tensiunii.

Expresia valorii efective a fundamentalei  $U_0$  devine:

$$U_0 = r \left[ U_s \left( \frac{m_s}{\pi} \right) \sin \left( \frac{\pi}{m_s} \right) \right] . \quad (2.17)$$

Tensiunea de ieșire are în mod inevitabil, pe lângă fundamentală, un conținut de armonici. Ordinul acestor armonici  $v$  se poate determina cu relația:

$$v = k_1 \cdot n_p \cdot f \pm k_2 \cdot f_1 , \quad (2.18)$$

în care:  $f$  este frecvența rețelei de alimentare;

$f_1$  este frecvența la ieșirea cicloconvertorului (frecvența de alimentare a MAS);

$n_p$  este numărul de pulsuri al redresoarelor;

$k_1$  și  $k_2$  sunt numere întregi pozitive.

### 2.2.1.3. Evaluarea avantajelor și dezavantajelor utilizării cicloconvertoarelor în acționări electrice reglabile în asociere cu MAS. Concluzii.

Utilizarea cicloconvertoarelor în alimentarea MAS are avantajul obținerii conversiei directe a energiei rețelei de c.a. în energie de același tip, la un randament ridicat. Cu alte cuvinte, cicloconvertorul poate alimenta MAS cu tensiune alternativă cu amplitudine și frecvență reglabile.

Un avantaj important al cicloconvertoarelor este dat de comutația naturală a ventilelor și modul de recuperare a energiei, care se face simplu, fără elemente speciale de comandă. De asemenea MAS poate funcționa în patru cadrane; frecvența și amplitudinea tensiunilor la ieșire pot fi reglate continuu (la cicloconvertoarele cu

comandă trapez, frecvența poate fi modificată discret, în trepte), iar printr-o comandă potrivită se pot obține curenți de ieșire apropiați de forma sinusoidală.

Față de aceste avantaje, utilizarea cicloconvertoarelor prezintă și dezavantaje, care limitează, și totodată conturează destul de exact domeniul lor de aplicații: cel al acționărilor de puteri foarte mari și la frecvențe joase. Plaja de modificare a frecvenței este relativ îngustă (frecvența tensiunii sintetizate este maxim  $1/3$  sau  $1/2$  din frecvența rețelei, indiferent de numărul de pulsuri [S4]), iar datorită comenzii prin decalarea impulsurilor, cicloconvertoarele prezintă un factor de putere slab în rețeaua de alimentare, mai ales când amplitudinea tensiunii la ieșire este redusă. Funcționarea cicloconvertoarelor produce deformarea curenților din rețeaua de alimentare, iar obținerea unui flux maxim constant la MAS alimentată în condițiile unei frecvențe variabile este dificilă.

Cu toate dezavantajele, cicloconvertoarele își găsesc totuși aplicații în acționările electrice cu MAS de puteri mari, datorită faptului că prețul de cost al elementelor semiconductoare - în număr ridicat - și al circuitelor de comandă (pentru a diminua dezavantajele deja menționate complexitatea acestora crește) este prea mare pentru aplicații obișnuite, de putere mică. Aplicațiile cele mai des întâlnite ale cicloconvertoarelor sunt tracțiunea electrică și acționarea cu motoare asincrone de turație joasă a morilor de ciment [S3].

## 2.2.2. Convertoare statice de frecvență indirecte

### 2.2.2.1. Elemente introductive

Convertoarele statice de frecvență indirecte (cu comutație forțată) se caracterizează printr-o dublă conversie a energiei electrice, care constă dintr-o transformare a tensiunii alternative de frecvență fixă într-o tensiune continuă (prin redresare, cu redresor de două sau patru cadrane) urmată de transformarea tensiunii continue din circuitul intermediar într-o tensiune alternativă mono sau trifazată de frecvență reglabilă, cu ajutorul unui invertor. În ansamblu, convertoarele cu circuit intermediar de c.c. sunt echipamente complexe, care oferă însă avantajul independenței mărimilor de ieșire  $U_1, f_1$  (în toată gama lor) de mărimile de intrare  $U$  și  $f$ .

Convertoarele statice de frecvență cu circuit intermediar de c.c. se compun principial din trei blocuri funcționale: un convertor cu comutație de la rețea (redresor), un filtru și un invertor cu comutație forțată. Schema bloc a unui astfel de convertor este prezentată în figura 2.4.

După natura filtrului din circuitul intermediar, se disting două categorii de CSF indirecte: cu circuit intermediar de tensiune continuă și cu circuit intermediar de curent continuu.

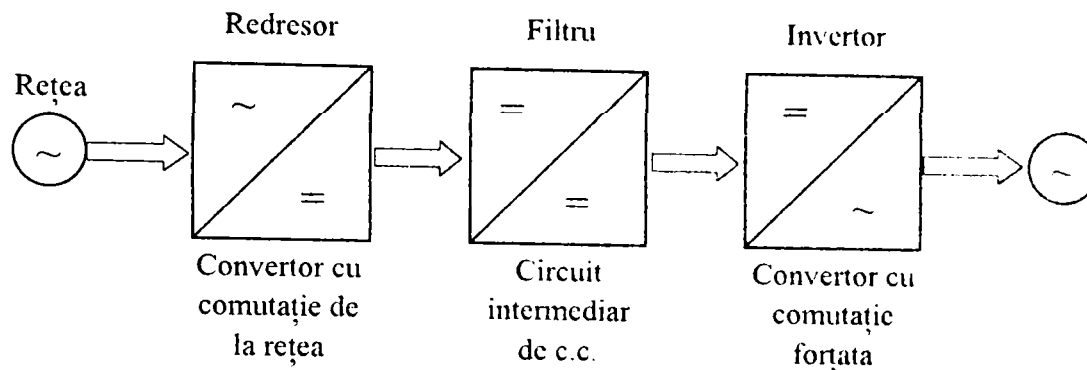


Fig. 2.4. Schema bloc a unui CSF cu circuit intermediar de c.c..

### 2.2.2.2. Convertoare statice de frecvență indirecte, cu circuit intermediar de tensiune continuă

CSF indirecte cu circuit intermediar de tensiune continuă sunt caracterizate prin faptul că circuitul intermediar are caracter de sursă de tensiune, motiv pentru care invertorul se mai numește "**invertor de tensiune**". La acest tip de convertoare tensiunea comutată în circuitul de ieșire are formă dreptunghiulară, forma curentului fiind stabilită de caracterul sarcinii.

CSF cu circuit intermediar de tensiune pot fi împărțite în alte două categorii:

a) CSF cu circuit intermediar de tensiune continuă constantă, la care reglarea amplitudinii tensiunii de ieșire și frecvența acesteia se modifică din invertor. Redresorul acestui tip de convertor este necomandat, iar invertorul are rolul de a produce tensiunea de ieșire de frecvență și amplitudine variabile, comandat prin tehnici de modulare în lățime de puls (PWM – Pulse Width Modulation) sau prin modulare în amplitudine a impulsurilor de tensiune la ieșire;

b) CSF cu circuit intermediar de tensiune continuă variabilă, se interfațează cu rețeaua prin redresor comandat - care realizează modificarea tensiunii, reglarea frecvenței făcându-se în invertor, deci tensiunea și frecvența se reglează în locuri diferite. Tehnica de comandă adoptată cel mai frecvent în cazul acestui tip de convertoare este modularea în lățime de puls.

O componentă de bază din schema CSF o constituie invertorul. Elementele semiconductoare din alcătuirea acestuia pot fi: tiristoare convenționale, tiristoare cu stingere pe poartă GTO, tranzistoare bipolare, tranzistoare MOS de putere, tranzistoare IGBT. În funcție de tipul de invertor ales, se obțin variante de CSF indirecte. Schema de principiu a unui echipament cu invertor de tensiune trifazat în punte este prezentată în figura 2.5.

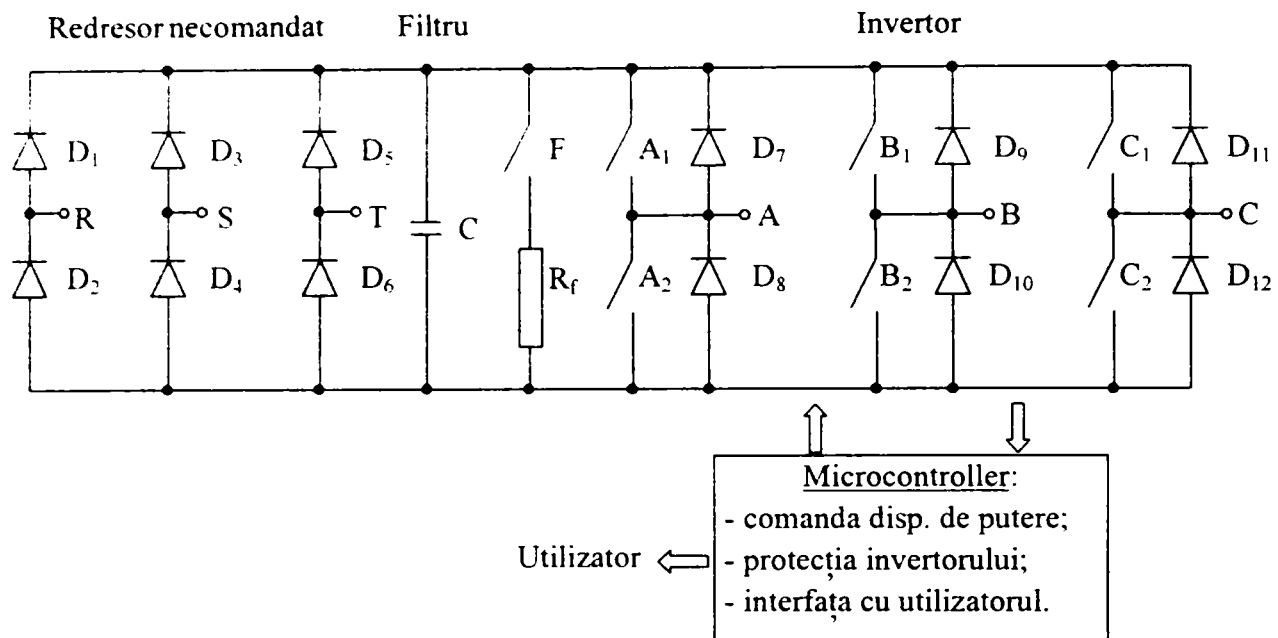


Fig. 2.5. Schema de principiu a unui echipament cu inverter de tensiune și redresor comandat.

În această schemă, cu  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $B_1$ ,  $B_2$ ,  $C_1$  și  $C_2$  sunt notate elementele de comutație,  $D_1...D_6$  sunt diodele redresoare, iar  $D_7...D_{12}$  sunt diodele de protecție montate în antiparalel pe fiecare element de comutație comandat.

În cele mai multe aplicații redresorul este necomandat, deci energia furnizată de mașina electrică în regim de generator nu poate fi cedată rețelei, aceasta trebuie disipată la nivelul circuitului intermediar de c.c., prin intermediul unei rezistențe de putere  $R_f$ , conectată periodic la bornele condensatorului de filtraaj printr-un comutator static  $F$  (tranzistor bipolar sau IGBT), comandat în funcție de nivelul tensiunii pe condensator.

Pe lângă elementele de putere enumerate mai sus, echipamentul conține un sistem numeric având la bază un microcontroler, destinat coordonării funcționării și legăturii cu operatorul (uman sau un sistem de conducere ierarhic superior). Programul implementat în sistem de către producător urmărește o anumită strategie de conducere a acționării. Prin aceasta, echipamentul se dovedește a fi deosebit de flexibil, o aceeași configurație constructivă (hard) putând constitui suportul pentru aplicarea a numeroase strategii de comandă, cu efecte în modul de funcționare al ansamblului mașină-converter [B8].

### ■ A. Invertoare de tensiune cu tiristoare convenționale

Aceste tipuri de invertoare, pentru a asigura funcționarea în parametrii doriți, au nevoie de circuite de stingere elementele comandate. După tipul acestor circuite de stingere se disting:



**A.1. Invertoare cu circuite de stingere individuale cu tiristor auxiliar** – care permit funcționare într-o gamă largă de frecvențe, cu puteri unitare mari. În regim modulată se pot atinge domenii de modificare a frecvenței de ieșire de 1:300, cu frecvența minimă de 0,4 [Hz], pentru tensiuni de alimentare a motorului de până la  $1300U_{ef}$  [M1, Z1].

**A.2. Invertoare cu stingere autonomă, comandată prin intrarea în conducție a altui tiristor** – caracterizate prin absența tiristoarelor auxiliare de stingere. La aceste tipuri de invertoare stingerea tiristorului aflat în conducție la un moment dat se realizează prin aprinderea altui tiristor al invertorului, care va prelua curentul de sarcină.

**A.3. Invertoare cu circuit comun de stingere** – la care stingerea tiristoarelor principale aflate în conducție este asigurată de un circuit comun de stingere, care este conectat între sursa continuă și puntea propriu-zisă.

La ora actuală, CSF moderne nu mai utilizează practic tiristorul ca element de comutație, din cauza performanțelor sale dinamice scăzute și a caracterului său semicomandabil. Tiristoarele convenționale prezintă ca dezavantaj faptul că blocarea lor se realizează cu circuite speciale de comutație având volum și preț ridicate. Un alt dezavantaj, major, îl constituie frecvența de comutație scăzută (sub 1 [kHz]), cu consecințe negative asupra conținutului de armonici din undele tensiunii și curentului de ieșire (implicit a încălzirii MAS).

## **B. Invertoare de tensiune cu tiristoare cu stingere pe poartă (GTO)**

La această categorie de invertor se reduce numărul de componente față de invertoarele cu stingere independentă, realizate cu tiristoare rapide, prin dispariția circuitelor de stingere ale tiristoarelor rapide. De asemenea, datorită faptului că tiristoarele GTO prezintă pierderi de comutație mai scăzute la frecvențe mai ridicate, ele permit realizarea unor invertoare cu funcționare în impulsuri, frecvența acestora fiind în mod obișnuit cuprinsă între 1 și 3 [kHz]. În prezent tiristoarele GTO se utilizează cu precădere în CSF pentru acționări electrice de puteri mari (tracțiune) și la interfațarea CSF cu rețeaua de c.a. [C8, C10, T1, B4, P1, T3].

## **C. Invertoare de tensiune cu tranzistoare bipolare de putere (BPT)**

Tranzistorul bipolar a fost practic elementul de bază al echipamentelor cu electronică de putere din deceniul al VIII-lea, la nivele energetice mici și medii. Aceste dispozitive semiconductoare se utilizează în cadrul invertoarelor de tensiune cu modulare prin lățime de puls PWM, pentru frecvențe ale purtătoarei între 2 și 5 [kHz] și puteri până la 400 [kW], dar și în cadrul invertoarelor de tensiune cu modulare în

amplitudine a impulsurilor tensiunii de ieșire. Prin legarea în serie sau paralel a tranzistorului se pot realiza module de până la 1200 [A] și 1200 [V].

#### **D. Invertoare de tensiune cu tranzistoare cu efect de câmp de putere (MOS-FET)**

Tranzistorul MOS-FET are timpii de comutație cei mai reduși, fiind utilizat cu precădere în aplicații în care se impune o frecvență de comutație ridicată, la mică și medie putere. Aceste tipuri de tranzistoare permit realizarea de invertoare de tensiune cu PWM sau cu modulare în amplitudine, cu purtătoare de frecvență ultrasonică, de 20[kHz], cu avantajele ce rezidă din aceasta: o funcționare lipsită de zgomot și deplasarea armonicilor în spectrul cu frecvență ridicată [S4].

#### **E. Invertoare de tensiune cu tranzistoare bipolare cu poartă izolată (IGBT)**

În ultima perioadă de timp, pentru realizarea invertoarelor de tensiune s-a impus la scară industrială tranzistorul de tip IGBT, acesta reprezentând dispozitivul electronic al secolului al IX-lea pentru echipamente destinate acționărilor electrice. Tranzistoarele IGBT îmbină avantajele tiristorului GTO (capacitate de blocare la polarizare inversă), ale BPT (cădere de tensiune mică în conducție) și ale tranzistorului MOS-FET (comandă în tensiune și la frecvență ridicată). IGBT-urile se caracterizează prin timpii de comutație de ordinul 1 - 4 [ $\mu$ s] și prin frecvențe de lucru între 2 – 20 [kHz]. În prezent, se comercializează IGBT-uri având tensiunea maximă de polarizare în sens direct  $U_{DSM}$  de până la 1800 [V] și curenți  $I_{DM}$  de până la 200 [A], [B7, M4].

În baza acestei analize se poate spune că invertoarele sunt echipamente de sinteză a tensiunii de ieșire bazate pe stările de conducție discrete ale elementelor de comutație (on – deschis, off - blocat). Datorită acestui fapt, tensiunea de ieșire nu este pur sinusoidală, ea înglobând un conținut de armonici care influențează și forma de undă a curentului și care, evident, se dorește a fi cât mai redus. Unul din principalii parametri ai invertoarelor de tensiune care influențează conținutul de armonici este frecvența de comutație a dispozitivelor electronice de putere. Acesta este deci principalul motiv pentru care performanțele invertoarelor de tensiune au cunoscut o creștere sensibilă odată cu dezvoltarea unor dispozitive electronice cu timpii de comutație reduși. Dintre aceste dispozitive este recomandată utilizarea tranzistoarelor IGBT, ale căror avantaje au fost prezentate mai sus.

#### **2.2.2.3. Convertoare statice de frecvență indirecte, cu circuit intermediar de curent continuu**

CSF cu circuit intermediar de c.c. se caracterizează prin faptul că circuitul de c.c. conține un filtru de curent, adică o bobină de șoc cu inductivitate mare, ceea ce conferă

circuitului intermediar caracter de sursă de curent. Denumirea lor consacrată este de **invertoare de curent**. În prezent, invertoarele de curent sunt realizate cu tiristoare convenționale sau GTO. Tranzistoarele bipolare de putere și MOS de putere se utilizează mai rar în schemele invertoarelor de curent datorită capacității lor reduse de a suporta supratensiuni. Din acest motiv, în lucrare nu se va insista asupra lor în mod deosebit.

### ■ A. Invertoare de curent cu tiristoare convenționale

Schemele practice cele mai cunoscute [M1] sunt cele de invertoare de curent cu stingere autonomă și de invertoare de curent cu stingere independentă (cu tiristor de stingere). Caracteristic pentru invertoarele de curent cu stingere independentă este faptul că nu necesită un invertor în antiparalel pentru realizarea frânării recuperative a mașinii funcționând în regim de generator, întrucât sensul curentului din circuitul intermediar nu se va modifica nici pe timpul frânării, tensiunea fiind cea care își va schimba polaritatea.

Invertoarele de curent cu stingere autonomă pot realiza echipamente cu puteri de 1500 [kW], tensiunea motorului între faze de 1100 [V] la 50 [Hz] și o gamă de reglare a turației de 1:3 [M1].

### ■ B. Invertoare de curent cu tiristoare GTO

Tiristoarele cu stingere pe poartă GTO pot intra și în componența invertoarelor de curent cu stingere independentă. În cazul aplicării tehnicii de modulare PWM, frecvența maximă de comutație în invertor nu depășește 1-2kHz.

### ■ 2.2.3. Concluzii

În încheierea studiului privind utilizarea CSF în alimentarea MAS, se realizează o paralelă între principalele tipuri de convertoare descrise în paragrafele precedente. Această comparație are ca scop stabilirea tipului optim de convertor ce se recomandă a fi înglobat în sistemele de acționări electrice industriale curente, pentru gama de puteri de până la 45 [kW].

Pentru început, această analiză se referă la cele două categorii importante de CSF și anume: convertoare directe și indirecte de frecvență.

Convertoarele indirecte de frecvență (cicloconvertoarele) prezintă următoarele avantaje în comparație cu convertoarele indirecte de frecvență:

a). Într-un cicloconvertor, conversia energiei de c.a. de o anumită frecvență în energie de c.a. de altă frecvență are loc într-o singură etapă, pe când la convertoarele indirecte de frecvență sunt necesare două etape, rezultând astfel pierderi sporite.

b). În componența cicloconvertoarelor intră tiristoare normale și, spre deosebire de convertoarele indirecte lipsesc circuitele auxiliare necesare comutației forțate, principiul de funcționare al convertoarelor de frecvență directe bazându-se pe comutația naturală. Din acest motiv, aceste convertoare apar ca circuite de forță compacte, eliminându-se astfel și pierderile din circuitele auxiliare de comutație forțată.

c). Cicloconvertoarele furnizează unde ale tensiunii de ieșire de înaltă calitate la frecvențe joase, formate dintr-un număr mare de segmente ale undeii tensiunii de alimentare. Din acest punct de vedere, cicloconvertoarele sunt superioare convertoarelor indirecte de frecvență în aplicații în care reglajul se face către viteze joase.

Dezavantajele cicloconvertoarelor în raport cu convertoarele de frecvență indirecte sunt:

a). La cicloconvertoare, frecvența tensiunii de ieșire trebuie să fie mai mică decât  $1/3$  (maxim  $1/2$ ) din frecvența tensiunii de intrare, în vederea obținerii unei puteri și a unui randament corespunzătoare. Această limitare a frecvenței constituie un mare dezavantaj, întrucât în condițiile unei frecvențe a tensiunii de alimentare de 50 [Hz] (sau 60 [Hz]), turația MAS este și ea limitată superior (de ex. în cazul unui motor cu  $p=2$ , la aprox. 1500 [rpm] pentru  $f_1=50$  [Hz] și la 1800 [rpm] pentru  $f_1=60$  [Hz]). Acest dezavantaj este înlăturat la convertoarele indirecte de frecvență, care practic nu au limite în reglarea turației decât cele de ordin mecanic, impuse de motorul electric.

b). Cicloconvertoarele înglobează un număr mare de tiristoare comparativ cu convertoarele indirecte de frecvență, iar circuitele de comandă și control sunt mai complexe. Din aceste motive, utilizarea cicloconvertoarelor nu este justificată la puteri mici. Ele devin economice la puteri mai mari de 100 [kVA].

c). Cicloconvertoarele prezintă un factor de putere la intrare mic, în condițiile unei tensiuni de ieșire reduse. Spre deosebire de acestea, convertoarele indirecte de frecvență au la intrare un factor de putere mare, independent de nivelul tensiunii de ieșire, prin simpla utilizare a unui redresor necomandat.

Având în vedere cele arătate mai sus, ca o concluzie, se poate spune că, pentru acționări electrice care necesită reglaj de viteză într-o plajă largă ( $0 \div 6000$  [rpm]) și la puteri în gama  $1 \div 45$  [kW], care constituie subiectul analizat în teză, sunt indicate a fi folosite pentru alimentarea MAS, **convertoarele indirecte de frecvență**.

Din prezentarea convertoarelor indirecte de frecvență rezultă cele două tipuri de CSF folosite la ora actuală: cu circuit intermediar de tensiune continuă și cu circuit intermediar de curent continuu. În vederea stabilirii tipului de CSF optim din punct de vedere al problematicii abordate în teză, în continuare se prezintă o comparație între invertoarele de tensiune și cele de curent [M1]:

a). În cazul invertoarelor de tensiune, circuitul intermediar servește la filtrarea tensiunii continue, care poate fi constantă sau variabilă, circuit format dintr-o inductanță

și o capacitate. La invertoarele de curent, circuitul intermediar de c.c. este format dintr-o inductanță de valoare relativ mare, care netezește și impune forma curentului.

b). La invertoarele de tensiune, sursa de alimentare are un caracter de sursă de tensiune, tensiunea de ieșire având formă dreptunghiulară. Curentul se stabilește în funcție de caracterul sarcinii. La invertoarele de curent, curentul de ieșire pe fază are forma a două blocuri dreptunghiulare de sensuri contrare și de durate corespunzând la  $120^\circ$  electrice. Din cauza formei nesinusoidale a curenților de ieșire, invertoarele de curent nu pot fi folosite la frecvențe de alimentare a MAS reduse.

c). La invertoarele de curent, curentul nu-și schimbă sensul la trecerea din regim de motor în cel de generator. Redresorul comandat prin care se reglează valoarea curentului imprimat servește și ca inverter, asigurând recuperarea energiei de frânare, fără alt echipament suplimentar. În lipsa unui redresor comandat (cazul unui VTC), acesta trebuie să permită recuperarea energiei, dacă se dorește frânarea dinamică. La inverterul de tensiune, tensiunea își păstrează semnul în circuit intermediar, iar la frânare este necesară fie rezistența de frânare, pentru disiparea energiei de frânare, fie a unui convertor cu comutație de la rețea (care va funcționa în regim de inverter) în antiparalel cu redresorul CSF.

d). Schema electrică de putere a inverterului de curent nu are diode de curent invers, pe când la inverterul de tensiune aceste diode asigură recircularea la sursă a energiei, participând la unele tipuri de invertoare și la secvența de stingere.

e). Invertoarele de tensiune asigură la bornele lor tensiuni cu parametri reglați indiferent de sarcină, ceea ce înseamnă că de la ele se pot alimenta unul sau mai multe motoare în paralel, pe când invertoarele de curent sunt realizate pentru valori precise ale inductanței de dispersie a motorului alimentat, deci ele se folosesc în aplicații unic definite convertor-motor).

f). La invertoarele de curent, condensatoarele de stingere se încarcă datorită parcurgerii lor de către curentul de sarcină, ceea ce conferă un grad mare de siguranță a stingerii în toată plaja de funcționare, întrucât până și în gol, curentul de magnetizare al MAS este suficient de mare.

g). Invertoarele de curent sunt caracterizate de o simplitate constructivă (cele cu stingere autonomă pot fi realizate cu tiristoare normale, fără tiristoare de stingere și diode de recuperare).

h). La invertoarele de tensiune, mărimea și sensul curentului din circuitul intermediar depind de factorul de putere al sarcinii. La invertoarele de curent, pentru o valoare a tensiunii circuitului intermediar dată, tensiunea de ieșire depinde de factorul de putere al sarcinii.

i). La invertoarele de tensiune, faza tensiunii de ieșire este stabilită de tactul impulsurilor de aprindere, în timp ce la invertoarele de curent, faza curentului debitat de inverter depinde de momentele impulsurilor de aprindere a tiristoarelor inverterului.

Curentul, în cazul invertorului de tensiune, respectiv tensiunea, în cazul invertorului de curent, își stabilesc faza în funcție de sarcină, prin intermediul factorului de putere.

Analizând comparativ cele două tipuri de invertoare, rezultă că invertoarele de tensiune prezintă unele avantaje (v. punctele b, e, h, i) dar și dezavantaje (v. punctele c, d, f, g). Avantajul principal al invertorului de tensiune (care îl recomandă în aplicații industriale curenți), este dat de forma curentului la ieșire (care generează fluxul în MAS), formă care se apropie mai mult de sinusoidă decât în cazul invertorului de curent. Varietatea schemelor de invertoare de tensiune este mult mai mare, iar faptul că ele constituie surse independente de sarcină conferă un grad mai mare de libertate aplicațiilor lor. De asemenea, trebuie subliniat faptul că invertoarele de curent se folosesc doar în aplicații unice convertor-motor.

Având în vedere cele prezentate mai sus, în cadrul acționărilor electrice industriale reglabile curenți, de putere mică și medie, pentru alimentarea MAS se recomandă folosirea CSF care au în componență invertoare de tensiune. Pe baza considerațiilor de mai sus, studiul teoretic și măsurătorile pe stand ce vizează MAS se vor efectua în ipoteza alimentării acestuia prin CSF cu invertoare de tensiune.

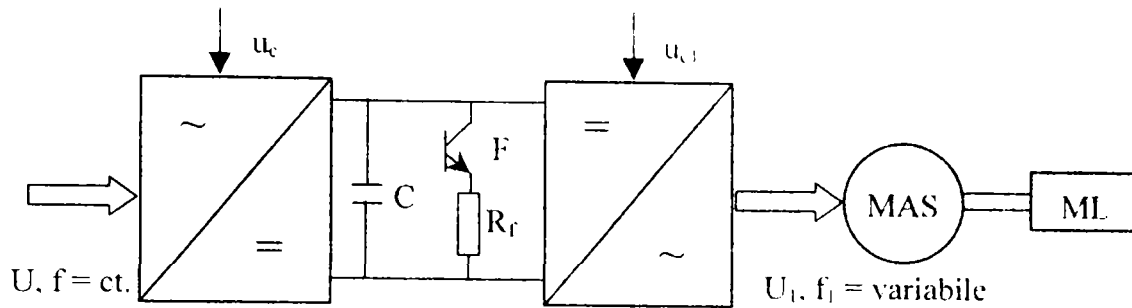
## **2.3. Tehnici de modulare clasice, utilizate în comanda invertoarelor de tensiune ce alimentează motoare asincrone cu rotor în scurtcircuit**

### **2.3.1. Introducere**

Dezavantajul principal al CSF îl reprezintă prezența armonicilor superioare în tensiunea și curentul aplicate sarcinii, care au consecințe negative asupra comportării MAS. Se impune deci necesitatea găsirii unor procedee de eliminare a acestor armonici sau măcar de diminuare a acestora. În acest context, au apărut diverse tehnici de modulare a tensiunii de ieșire.

Performanțele dinamice ridicate, conținutul redus de armonici al tensiunii de ieșire, factorul de putere ridicat la intrare, precum și game mai largi de reglaj al frecvenței la ieșire ce se obțin prin adoptarea tehnicii de modulare în lățime a impulsurilor de tensiune la ieșire (în special în acord cu o lege sinusoidală) în comanda CSF cu invertoare de tensiune, au determinat folosirea cu precădere a acestor tehnici.

În paragraful precedent s-a arătat că modificarea frecvenței la ieșirea CSF se realizează printr-o comandă adecvată a invertorului, reprezentată de semnalul  $u_{c1}$  (v. figura 2.6).



**Fig. 2.6.** Schema de principiu a unui convertor de frecvență cu invertor de tensiune și circuit de frânare.

Modificarea valorii efective  $U_1$  a tensiunii de la ieșirea invertorului (pentru a menține raportul  $U_1/f_1=ct.$ ) este posibilă de obținut: prin comanda redresorului sau prin comanda invertorului.

În primul caz se reglează valoarea medie  $U_1$  a tensiunii din circuitul intermediar, având ca referință semnalul  $u_c$ , iar convertorul se numește cu **modulație în amplitudine**.

În cel de-al doilea caz, fiecare alternanță a tensiunii de ieșire este formată din unul sau mai multe pulsuri, ale căror durate se pot modifica. Amplitudinea acestor pulsuri este constantă, fiind proporțională cu valoarea medie a tensiunii din circuitul intermediar. Invertorul este cu **modulație prin lățime de puls (PWM)**, [B7, B6, B13, M4].

În continuare sunt prezentate sintetic cele două tehnici de modulare sus-amintite, utilizate în prezent pentru comanda invertoarelor ce alimentează MAS trifazate cu rotor în scurtcircuit.

### 2.3.2. Modulația în amplitudine a impulsurilor tensiunii de ieșire

Tehnica de modulare în amplitudine a impulsurilor tensiunii de ieșire după o lege sinusoidală, constă într-o programare adecvată a aprinderii și stingerii elementelor de comutație din componența unui invertor [A1]. Se aplică numai invertoarelor cu circuit intermediar de tensiune continuă.

Invertoarele comandate prin acest procedeu de modulare permit modificarea amplitudinii fundamentalei tensiunii de ieșire, la frecvențe de ieșire  $f_1$  mai mici decât o frecvență  $f'_1$  ( $f'_1$  poate fi egală cu frecvența nominală  $f_{1n}$  a MAS sau poate avea o valoare până la  $2f_{1n}$ , unde, uzual,  $f_{1n}=50$  [Hz]). Pentru  $f_1 > f'_1$ , invertorul menține constantă valoarea acestei tensiuni.

Reglarea tensiunii și frecvenței de ieșire pentru  $f_1 < f'_1$  se obține prin modificarea frecvenței impulsurilor  $f_p$  a invertorului, între cele două frecvențe  $f_p$  și  $f_1$  existând un raport:

$$m = \frac{f_p}{f_1} = \text{const.} \quad (2.19)$$

Raportul este menținut constant între anumite limite de reglare a frecvenței  $f_1$  și prezintă game de valori care depind de tipul elementului semiconductor folosit în construcția inverterului de tensiune.

Astfel, pentru un inverter de tensiune realizat cu tiristoare, literatura de specialitate, [A2], recomandă următoarele valori pentru  $m$ : 192, 96, 48, 24, 12 și 6. Pentru aceste valori, frecvența la ieșire  $f_1$  variază între 1-2 Hz și  $f'_1$ . Dacă  $f'_1$  are una din valorile 50 sau 60 [Hz], se poate renunța la funcționarea inverterului cu  $m=6$ .

În cazul invertoarelor de tensiune realizate cu tranzistoare bipolare, valorile recomandate de literatura de specialitate, [A2], sunt:  $m = 18, 36, 72, 144, 288$  și chiar 576. Frecvența de ieșire variază între 0,5-1 [Hz] și  $f'_1$ . Este util de subliniat faptul că, la invertoarele ce alimentează MAS trifazate, nu este necesar ca frecvența de ieșire  $f_1$  să scadă sub 0,5 [Hz], deoarece sub această valoare a frecvenței, din cauza alunecării s, rotorul nu se mai rotește.

Pentru invertoarele trifazate concepute cu tranzistoare MOS de putere (care pot funcționa cu o purtătoare de frecvență ultrasonică,  $>20$  [kHz]), raportul  $m$  dintre frecvența impulsurilor  $f_p$  și cea de ieșire  $f_1$  poate atinge valori de zeci de mii, multiplu al numărului 18 [A2].

În cele ce urmează, se va insista asupra analizei armonicilor care se regăsesc în tensiunea de ieșire a CSF care funcționează cu modulare în amplitudine [B7, T2, T3].

Valoarea efectivă a tensiunii corespunzătoare armonicii de ordin  $v$  este:

$$\begin{aligned} U_{(v)} &= \frac{1}{\sqrt{2}\pi} \int_b^{2\pi} u_{AB} \sin v\omega t \cdot d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} U_d \sin v\omega t \cdot d(\omega t) = \\ &= \frac{\sqrt{3}}{v\pi} U_d \left( \cos v \frac{\pi}{6} - \cos v \frac{5\pi}{6} \right) = \frac{2\sqrt{2}}{v\pi} U_d \sin v \frac{2\pi}{3} \sin v \frac{\pi}{2} \end{aligned} \quad (2.20)$$

unde:  $u_{AB}$  – tensiunea de linie a inverterului;

$U_d$  – tensiunea sursei de alimentare a inverterului (circuitul intermediar).

Se observă că tensiunea conține numai componente în sinus și că termenii pari și multiplu de trei se anulează  $\left( \sin k \frac{\pi}{2} = 0, \text{ respectiv } \sin 3k \frac{2\pi}{3} = 0 \right)$ . Rezultă că tensiunea de linie, ca și cea de fază, conține numai armonicile de ordin 5, 7, 11, 13, ..., respectiv  $v=6k\pm 1, k \in \mathbb{N}^*$ . Amplitudinea armonicilor este invers proporțională cu ordinul lor (v. figura 2.7).



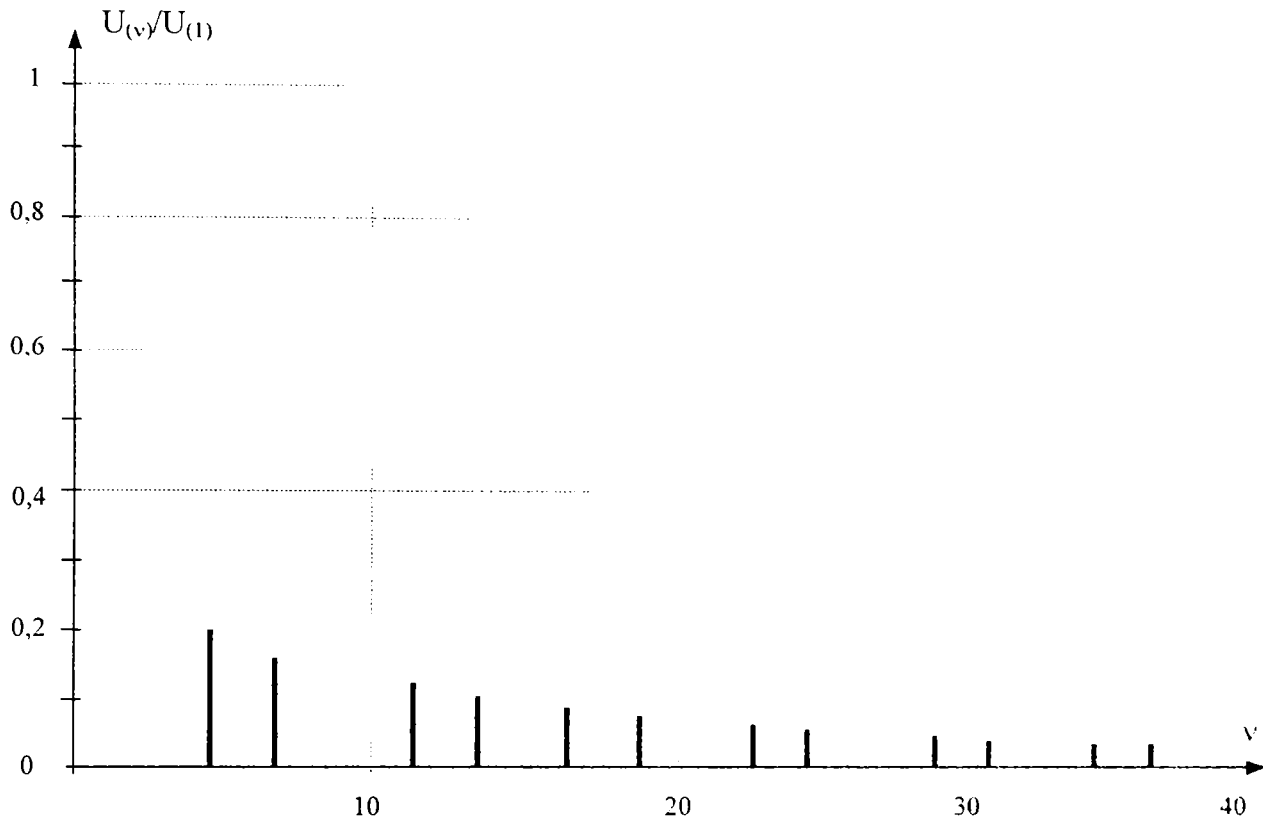


Fig. 2.7. Armonicile tensiunii de linie a unui invertor trifazat de tensiune cu modulare în amplitudine.

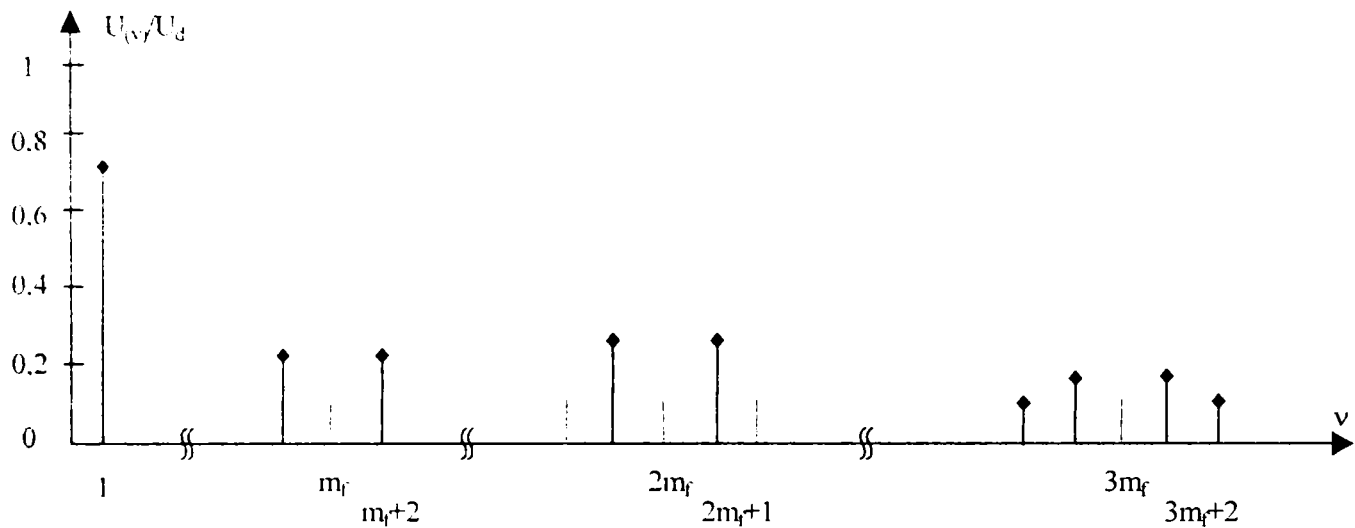
Dezavantajul principal al utilizării modulării în amplitudine constă în conținutul de armonii al tensiunii furnizate. După cum s-a arătat, aceasta conține armonici de timp de ordin  $v=6k\pm 1$  ( $k=1, 2, \dots$ ), ponderea lor raportată la fundamentală fiind  $100/(6k\pm 1)[\%]$ .

### 2.3.3. Tehnica modulării prin lățime de puls (PWM)

Comanda PWM clasică constă în determinarea momentelor de comutație a elementelor semiconductoare prin compararea unor semnale purtătoare (de referință), de regulă triunghiulare, de frecvență  $f_c$  (numită frecvență de comutație sau frecvența purtătoare) și amplitudine  $U_{rmax}$ , cu semnale modulatorie de comandă (sau control), de regulă sinusoidale, de frecvență  $f_c$  și amplitudine  $U_{control}$ . Semnalele modulatorie sunt semnale de joasă frecvență (egală cu frecvența de ieșire  $f_1$  solicitată de la invertor) și pot avea și forme care să aproximeze cât mai bine o sinusoidă (de exemplu o formă de trapez, sau în trepte). Cel mai răspândit procedeu este cel care se realizează după o lege sinusoidală.

Spectrul de armonici care se obține în tensiunile de linie la ieșirea invertorului (respectiv la intrarea MAS) sunt prezentate în figura 2.8. În această figură,  $U_{(v)}$ , reprezintă amplitudinea armonicii de ordin  $v$  prezentă în tensiunea de linie a

inverterului, în cazul aplicării tehnicii PWM clasice (numită de unii autori și metoda subondulării SPWM [M4]), iar  $U_d$  este tensiunea din circuitul intermediar de c.c. [M2, M3, B9].



**Fig. 2.8.** Spectrul de armonici al tensiunii de linie a unui inverter trifazat în cazul PWM clasice, pentru  $m_a=0,8$  și  $m_f=15$ .

În continuare, în vederea unei aprecieri calitative și cantitative a modurii PWM clasice, se definesc și se analizează: factorul de modulare în frecvență  $m_f$  și factorul de modulare în amplitudine  $m_a$ .

a). **Factorul de modulare în frecvență (indicele de modulare)  $m_f$**

$$m_f = \frac{f_r}{f_c} . \quad (2.21)$$

Cum  $f_c=f_1$ =frecvența la ieșirea inverterului, relația (2.21) poate fi pusă și sub forma:

$$m_f = \frac{f_r}{f_1} . \quad (2.22)$$

Factorul de modulare în frecvență are un rol important în determinarea conținutului de armonici din tensiunea de ieșire a inverterului. Dacă alegerea semnalelor modulatorie este astfel încât  $m_f$  este impar, în tensiunea de fază apar armonici de ordin impar. Dacă în particular,  $m_f$  este impar și multiplu de trei, în tensiunea de fază apar armonii de ordinul 3, care în tensiunea de linie se anulează (exemplu  $m_f=21$ ), [M4].

b). Factorul de modulare în amplitudine (gradul de modulare)  $m_a$ :

$$m_a = \frac{U_{\text{control max}}}{U_{r \text{ max}}} \quad (2.23)$$

Dacă  $0 < m_a < 1$ , lățimea pulsurilor din tensiunea de ieșire este aceeași, tensiunea de ieșire conține doar armonici de ordin multiplu al lui  $m_r$ , de amplitudini invers proporționale cu ordinul acestora. Odată cu creșterea lui  $m_a$ , dacă  $m_r$  este impar, dezvoltarea în serie Fourier a tensiunii de ieșire va conține doar armonici de ordin impar, dar trebuie semnalate următoarele efecte:

- termenul de frecvență  $f_c = f_1$  (fundamentală) crește;
- termenii de frecvență  $m_r f_c, 3m_r f_c, 5m_r f_c, \dots$ , scad, dar apar alte perechi de armonici, având frecvențe de o parte și de alta a frecvențelor multiple de  $m_r f_c$ .

Generalizând, armonicile tensiunii de ieșire sunt grupate în familii centrate pe frecvențele:

$$f_j = J m_r f_c = J m_r f_1 \quad (J = 1, 2, 3, \dots), \quad (2.24)$$

iar frecvențele diferitelor armonici într-o familie sunt [M3]:

$$f_{(v)} = f_j \pm k f_c = (J m_r \pm k) f_c = (J m_r \pm k) f_1, \quad (2.25)$$

cu 
$$v = J m_r \pm k. \quad (2.26)$$

Intrucât spectrul de armonici conține doar armonici de ordin  $v$  impar, pentru ca  $(J m_r \pm k)$  să fie impar,  $J$  impar determină  $k$  par și invers. Amplitudinile armonicilor unei familii sunt simetrice în raport cu armonica de frecvență centrală, iar separarea familiilor de armonici este cu atât mai evidentă cu cât  $m_r$  este mai mare.

Alegerea factorului de modulare în amplitudine  $m_a$  determină gradul de utilizare a tensiunii sursei de alimentare  $U_d$ :

- $m_a \leq 1$  caracterizează funcționarea în regim liniar de modulare, în care amplitudinea fundamentalei tensiunii de fază are valoarea (spre exemplu pentru faza A) [M2, M4]:

$$U_{A(1)} = m_a \frac{U_d}{2}, \quad (2.27)$$

în care  $U_d$  este tensiunea de alimentare a inverterului. Valoarea efectivă a tensiunii de linie este (v. figura 2.5):

$$U_{AB(1)} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} U_{A(1)} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a U_d \cong 0.612 m_a U_d. \quad (2.28)$$

Armonicile care apar în tensiunea de linie de la ieșire CSF (respectiv intrarea MAS) sunt prezentate cantitativ și calitativ în tabelul 2.1. [M2]. Ele sunt calculate pentru cazul modulației liniare, pentru valori întregi și impare, multiplii de 3 ai lui  $m_f$ . În tabel au fost înregistrate rapoartele  $U_{(v)}/U_d$ , în care  $U_{(v)}$  reprezintă tensiunea de linie (valoarea efectivă) a armonicii de ordin  $v$ , iar  $U_d$  reprezintă tensiunea continuă a circuitului intermediar.

Pe baza valorilor prezentate în tabelul 2.1. s-a determinat ponderea, raportată la fundamentală, pe care o au armonicile superioare din tensiunea de linie de la ieșirea CSF. Rezultatele sunt prezentate în tabelul 2.2.

**Tabelul 2.1.** – Prezentarea cantitativă și calitativă a armonicilor superioare din tensiunea de linie de la ieșire CSF, pentru  $m_a \leq 1$  și  $m_f$  impar și multiplu de 3:

$v$	$m_a$	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
1		0,122	0,245	0,367	0,490	0,612
$m_f \pm 2$		0,010	0,037	0,080	0,135	0,195
$m_f \pm 4$		-	-	-	0,005	0,011
$2m_f \pm 1$		0,116	0,200	0,227	0,192	0,111
$2m_f \pm 5$		-	-	-	0,008	0,020
$3m_f \pm 2$		0,027	0,085	0,124	0,108	0,038
$3m_f \pm 4$		-	0,007	0,029	0,064	0,096
$4m_f \pm 1$		0,100	0,096	0,005	0,064	0,042
$4m_f \pm 5$		-	-	0,021	0,051	0,073
$4m_f \pm 7$		-	-	-	0,010	0,030

**Tabelul 2.2.** – Valorile raportului  $U_{(v)}/U_{(1)}$  (tensiunea de linie), pentru  $m_a \leq 1$  și  $m_f$  impar și multiplu de 3:

$v$	$m_a$	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
$m_f \pm 2$		0,082	0,151	0,217	0,275	0,318
$m_f \pm 4$		-	-	-	0,01	0,017
$2m_f \pm 1$		0,95	0,816	0,618	0,391	0,181
$2m_f \pm 5$		-	-	-	0,016	0,032
$3m_f \pm 2$		0,221	0,346	0,337	0,22	0,062
$3m_f \pm 4$		-	0,028	0,079	0,13	0,156
$4m_f \pm 1$		0,819	0,392	0,013	0,13	0,068
$4m_f \pm 5$		-	-	0,057	0,104	0,119
$4m_f \pm 7$		-	-	-	0,02	0,049

-  $m_a > 1$  caracterizează regimul de supramodulare. Valoarea maximă a fundamentalei tensiunii de fază, pentru cazul limită al funcționării inverterului în “undă plină”, este de  $(4/\pi)U_d$ , deci valoarea efectivă a tensiunii de linie va fi, [M4]:

$$U_{AB(1)} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} U_d = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_d = 0,78U_d . \quad (2.29)$$

Variația valorii efective a tensiunii de linie în raport cu factorul de modulare în amplitudine este redată în figura 2.9.

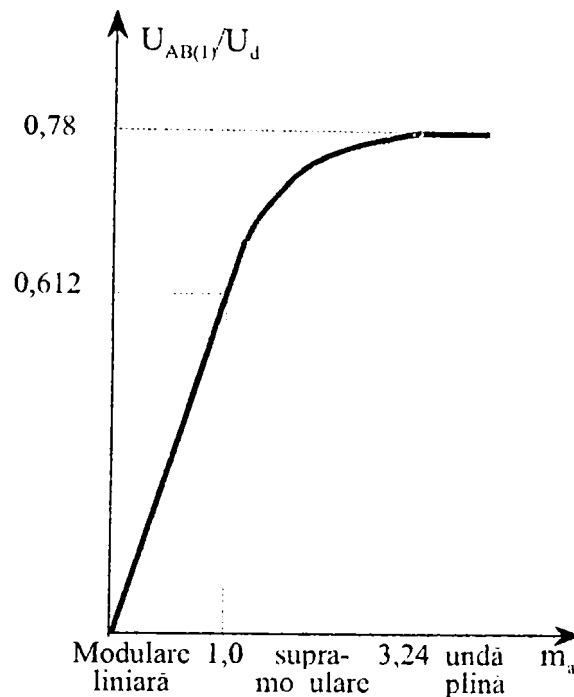


Fig. 2.9. Dependența tensiunii efective la ieșirea inverterului de factorul de modulare în amplitudine  $m_a$ , pentru  $m_f=15$ .

### 2.3.4. Concluzii

Invertoarele de tensiune, prin modul lor de funcționare, sunt echipamente care realizează sinteza tensiunilor bazându-se pe stările discrete ale elementelor de comutație. Datorită acestui fapt, tensiunea rezultată la bornele sarcinii nu este sinusoidală. Ea înglobează o serie de armonici care influențează forma de undă a curentului și prin aceasta și fluxul, conducând la un regim deformant în MAS. În vederea reducerii conținutului de armonici al tensiunilor de ieșire, se recomandă ca sinteza acestora să se realizeze utilizând tehnici de modulare performante. În cadrul paragrafului 2.3. s-a analizat modulația în amplitudine, precum și modulația PWM clasică, rezultând următoarele concluzii:

a). **Modulația în amplitudine** – are dezavantajul că este însoțită de un important conținut de armonici în tensiunea furnizată motorului, de ordin  $v=6k\pm 1$ , ponderea lor în raport cu fundamentală fiind  $100/(6k\pm 1)$  [%] (valori deloc neglijabile);

b). **Modulația PWM** – elimină în mare măsură aceste dezavantaje, întrucât armonicile care apar la ieșirea inverterului sunt diminuate atât cantitativ cât și calitativ față de cazul anterior.

Ținând cont de cele de mai sus, corelate cu concluziile de la sfârșitul paragrafului 2.2, în continuare studiul teoretic și cel experimental, care vizează comportarea MAS alimentate prin convertor de frecvență se vor desfășura considerând că CSF are în componență inverter de tensiune cu tranzistoare IGBT, comandate prin tehnică PWM.

# 3. Analiza comportării motoarelor asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit, de mică și medie putere, alimentate prin convertoare statice de frecvență, în regim staționar

## 3.1. Considerații generale

În general, motoarele electrice asincrone sunt proiectate pentru condiții de alimentare de la surse energetice la care tensiunea de alimentare reprezintă o undă sinusoidală. Parametrii și mărimile funcționale ale motoarelor electrice sunt garantate de proiectanți doar pentru aceasta. Valorile mărimilor nominale ale motoarelor sunt date în cataloagele firmelor producătoare de mașini electrice, pentru tensiunea și frecvența nominală de lucru (care sunt înscrise pe plăcuța acestora).

Dacă alimentarea motorului electric se face prin intermediul unui CSF, datorită prezenței în unda tensiunii de intrare în motor a unor armonici superioare de timp, atât parametrii săi cât și mărimile funcționale caracteristice vor fi, mai mult sau mai puțin, diferite față de cele din cazul alimentării sinusoidale (prezența acestor armonici va avea ca rezultat apariția unui regim deformant în mașină, cu efecte în general defavorabile în funcționarea acesteia). În condiții similare de încărcare și viteză de rotație cu cele din cazul alimentării sinusoidale, se înregistrează o majorare a pierderilor în mașină, a puterii electrice absorbite (și deci o reducere a randamentului). Se constată, de asemenea, o încălzire mai mare a mașinii și un cuplu electromagnetic care la o sarcină dată, nu mai este invariabil, ci pulsator, în raport cu o valoare medie corespunzătoare sarcinii.

Apariția regimului deformant în mașină este inevitabilă, deoarece orice CSF, bazat pe tehnica semiconductoarelor, produce tensiuni sau curenți imprimați care conțin, pe lângă armonica fundamentală și armonici superioare de timp, de ordin impar (v. cap. 2). Regimul deformant din mașina electrică se reflectă, din păcate, și în rețeaua de forță care alimentează convertorul.

Până în prezent, marea majoritate a cercetărilor întreprinse, atât pe plan național cât și mondial, au vizat în principal partea de convertor. S-a analizat partea de forță a acestuia, obținându-se rezultate favorabile prin utilizarea ca elemente semiconductoare de putere tranzistoarele IGBT (prezentate în cap. 2), cât și pe partea de comandă, prin folosirea diverselor tehnici de comandă moderne. Indiferent de schemele electrice și de strategiile de comandă luate în considerare, nu s-a obținut însă decât o atenuarea regimului deformant, nu și eliminarea acestuia.

Prezenta lucrare își propune să studieze comportarea în regim staționar a mașinilor de inducție cu rotorul în scurtcircuit, de mică și medie putere, alimentate prin CSF. Prin studiul efectuat, se urmărește elaborarea unei clarificări a comportării MAS în situația alimentării nesinusoidale a acestora, care să servească apoi ca punct de plecare pentru alte studii, la stabilirea măsurilor de proiectare constructiv-tehnologice ce se impun în vederea îmbunătățirii parametrilor și mărimilor funcționale ale motoarelor.

Analiza comportării MAS, precum și evaluarea performanțelor în regim permanent ale acestora în condițiile alimentării prin CSF, se poate face prin trei metode [M1]:

a). **Integrarea directă a ecuațiilor mașinii.** Metoda permite, pe lângă determinarea curenților și cuplului în regim permanent, și a variațiilor de viteză ale rotorului datorate cuplurilor pulsatorii. Dezavantajul principal al metodei constă în faptul că, în special la mașinile de putere medie, datorită constantelor mai mari de timp ale mașinii, procesul de stabilizare al integrării pe calculator poate dura mult, ceea ce limitează utilizarea directă a acestei metode.

b). **Utilizarea analizei Fourier.** Metoda se bazează pe descompunerea semnalului tensiunii de la intrarea motorului într-o sumă de semnale sinusoidale de armonici  $v$ , efectul global fiind suma efectelor parțiale. Avantajele principale ale metodei sunt: simplitatea acesteia precum și posibilitatea utilizării în multe situații a relațiilor de calcul din proiectarea mașinilor electrice pentru regimul sinusoidal (verificate practic pe zeci de mii de motoare). Dezavantajul metodei constă în descompunerea în serie Fourier a unor semnale ce nu sunt continue pe porțiuni și deci nesinusoidale, implicând astfel serii slab convergente, cu luarea în considerare a unui număr mare de termeni. Acest dezavantaj poate fi însă diminuat prin utilizarea tehnicii de calcul în rezolvarea problemei.

c). **Utilizarea variabilelor de stare.** Este o metodă clasică în teoria sistemelor, care permite determinarea curenților și cuplului mașinii direct, sub formă analitică. Metoda poate fi aplicată în cazul în care mașina analizată este o mașină ideală, nesaturată, izotropă, cu parametri constanți și neinfluențați de valoarea tensiunii, curentului sau frecvenței (ceea ce, în general, nu e cazul).

Comparând avantajele și dezavantajele celor trei metode prezentate mai sus, se pot sintetiza următoarele:

1. – Utilizarea metodei “a” în rezolvarea problemelor de proiectare constructiv-tehnologică este greoaie, folosirea metodei fiind în general dezavantajoasă datorită duratei mari de stabilizare a procesului de integrare.

2. – Metoda “b”, în ciuda neajunsului amintit (și ale cărui efecte pot fi diminuate prin abordarea tehnicii de calcul) se impune în identificarea particularităților de proiectare constructiv-tehnologice ale MAS alimentate prin CSF, prin posibilitatea de utilizare a numeroase relații de calcul din teoria clasică a mașinilor de inducție alimentate în regim sinusoidal, cu eventuale corecturi.



3. Metoda “c”, datorită ipotezelor de lucru care stau la baza ei, se recomandă a fi aplicată în studiul și la modelarea sistemelor de reglare automată cu mașini de inducție.

Pe baza acestor considerente, pentru studiile din cadrul lucrării de față, se va avea în vedere metoda analizei Fourier. Folosirea acestei metode de abordare impune ca ipoteză simplificatoare neglijarea saturației magnetice. Această ipoteză de lucru nu deformează prea mult realitatea, întrucât studiul de față urmărește în special analizarea regimului staționar nesinusoidal al mașinii, la o încărcare practic egală cu cea nominală. În această situație, valoarea curentului care intervine nu este cu mult diferită de valoarea curentului sinusoidal de bază. Această ipoteză își păstrează valabilitatea chiar și în condițiile de pornire, dacă se utilizează mijloacele de reducere a curentului de pornire, cunoscute din literatura de specialitate [D4, C7]. Ipoteza de neglijare a saturației magnetice își păstrează valabilitatea în toate raționamentele următoare.

În finalul acestui paragraf introductiv, doresc să subliniez că scopul general al acestui capitol este acela de a analiza comportarea MAS trifazate cu rotorul în scurtcircuit, de mică și medie putere, alimentate de la rețea prin intermediul CSF, în regim staționar. Pe parcursul capitolului îmi propun atingerea următoarelor obiective operaționale:

- stabilirea unui model matematic asociat MAS alimentate prin CSF, pentru început fără considerarea refulării; acest model constă în asocierea MAS cu câte o schemă echivalentă corespunzătoare fundamentalei și a unui număr de scheme corespunzătoare diverselor armonici de ordin  $v$ , conforme cu descompunerea în serie Fourier a tensiunii și a curentului de la ieșirea convertorului;
- analiza efectului pelicular în cazul MAS alimentate prin CSF, cu stabilirea expresiilor factorilor globali echivalenți  $k_{T(CSF)}$  și  $k_{X(CSF)}$ , corespunzători acestei situații;
- determinarea parametrilor echivalenți ai înfășurărilor MAS alimentate prin intermediul CSF, cu considerarea efectului pelicular;
- analiza influenței alimentării prin CSF a MAS asupra caracteristicii cuplului și determinarea factorului de putere echivalent al mașinii,  $\cos\varphi_{T(CSF)}$ ;
- studierea pierderilor și determinarea randamentului echivalent al MAS,  $\eta_{T(CSF)}$ , în condițiile alimentării nesinusoidale;
- stabilirea, în final, a unui model matematic unic, asociat MAS alimentate prin convertor (o schemă echivalentă unică ce descrie funcționarea motorului, în condițiile prezenței în alimentarea acestuia a tuturor armonicilor de timp).

Doresc, de asemenea, să accentuez faptul că studiul comportării MAS alimentate prin CSF se va face comparativ cu situația de bază, de alimentare sinusoidală a acesteia.

### 3.2. Modelul matematic asociat motoarelor asincrone trifazate de mică și medie putere, alimentate prin convertoare statice de frecvență (fără considerarea refulării)

În cazul alimentării MAS prin CSF, apare, după cum s-a mai spus o modificare a parametrilor și a mărimilor sale funcționale, față de cele din cazul alimentării sinusoidale, ca urmare a prezenței în unda tensiunii de la intrarea în motor a unor armonici superioare în frecvență. Aceste armonici, din tensiunea și curentul dat de CSF sunt, așa cum s-a arătat în capitolul 2, de ordinul  $v = Jm_r \pm k$ , în cazul unei modulări PWM clasice ( $v$  este impar, diferit de 3 și multiplii de 3). Armonicile cu semnul (+) rotesc în sens direct, iar cele cu semnul (-) în sens invers câmpului magnetic învârtitor corespunzător fundamentalei. Ele conduc la un regim deformant al mașinii, MAS comportându-se ca atare.

Pentru studiul funcționării motorului în această situație, tensiunea nesinusoidală se descompune într-o serie de armonici și se studiază acțiunea fiecărei armonici separat, aplicând apoi principiul superpoziției efectelor. Comportarea MAS poate fi analizată considerând o serie de motoare având același arbore, care se rotește cu turația  $n$ , alimentate de la rețele diferite, de tensiuni  $U_{1(v)}$  și frecvențe  $f_{1(v)}$ . Armonicile tensiunii de ordin  $v$  îi corespunde o armonică de curent de același ordin,  $I_{1(v)}$ . Armonicile de curent  $I_{1(v)}$  vor produce armonici fundamentale și superioare ale solenației.

În raționamentele următoare, vor fi luate în considerare câteva ipoteze simplificatoare:

- se neglijează fenomenul de refulare a curentului în creștăturile rotorice;
- vor fi luate în calcul doar armonicile fundamentale spațiale ale solenației.

La aceste două ipoteze se adaugă și cea amintită în paragraful precedent, de neglijare a saturației: se consideră că parametrii mașinii (rezistențe și inductivități) nu sunt influențate de fenomenul de saturație în funcție de sarcină, deci nu sunt mărimi de timp prin intermediul acestora. Ipoteza e practic valabilă la modificările de sarcină, în limita celor care intervin uzual în funcționare.

Pentru determinarea modelului matematic asociat MAS trifazate, alimentate prin CSF, se pornește de la schema echivalentă în T a motorului de inducție, cunoscută din literatura de specialitate [D4] și prezentată în fig. 2.1. În cadrul paragrafului 2.1. au fost definite mărimile electrice care intervin în schema prezentată în figură ( $v$ , și relația 2.1.).

Parametrii care intervin în relația (2.1) se definesc în felul următor:

$$X_1 = \omega_1 L_{1\sigma}, \quad (3.1)$$

în care  $\omega_1$  este pulsația statorică, iar  $L_{1\sigma}$  este inductivitatea de dispersie statorică.

Rezistența  $R'_2$  este:

$$R_2' = k_e \cdot k_i \cdot R_2, \quad (3.2)$$

unde  $R_2$  este rezistența rotorică,  $k_e$  reprezintă raportul de transformare a t. e. m., iar  $k_i$  este raportul de transformare a curenților.

În mod similar:

$$X_2' = k_e \cdot k_i \cdot X_2, \quad (3.3)$$

cu 
$$X_2 = \omega_1 L_{2\sigma}, \quad (3.4)$$

$L_{2\sigma}$  reprezentând inductivitatea de dispersie rotorică.

Rezistența de magnetizare este definită prin relația:

$$R_m = K'' \frac{m_1}{2} L_{11h} \omega_1^2 \quad (3.5)$$

în care:  $L_{11h}$  este inductivitatea principală a unei faze statorice;

$K''$  este un coeficient dependent de pierderile în fier și de modul de variație a câmpului magnetic (pentru simplificare, se consideră că reluctanța magnetică este constantă, astfel încât  $K''$  este independent de viteza rotorului);

$m_1$  este numărul de faze statorice (în cazul de față  $m_1=3$ ).

Reactanța de magnetizare are expresia:

$$X_m = K' \frac{m_1}{2} L_{11h} \omega_1, \quad (3.6)$$

unde pentru  $K'$  sunt valabile aceleași considerații ca și pentru  $K''$ . Prin considerarea lui  $K'$  în relația (3.6) se are în vedere influența pierderilor în fier asupra reactanței de magnetizare a mașinii.

În cazul schemei din fig. 2.1, sistemul tensiunilor de alimentare este:

$$\begin{cases} u_A = \sqrt{2}U_1 \sin \omega_1 t \\ u_B = \sqrt{2}U_1 \sin\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_C = \sqrt{2}U_1 \sin\left(\omega_1 t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.7)$$

În situația alimentării MAS prin CSF, pentru analiza regimului permanent al mașinii (considerată nesaturată), la alimentarea nesinusoidală se aplică superpoziția efectelor, descompunând tensiunea și curentul de la ieșirea convertorului în serie

Fourier: se determină efectul fiecărei armonici în parte și apoi se calculează efectul global, prin suprapunerea efectelor fiecărei armonici.

În cazul alimentării MAS trifazate prin CSF, sistemul tensiunilor de alimentare, după descompunerea în serie Fourier, este descris de relațiile:

$$\begin{cases} u_A = \sum_{v=1}^{\infty} \sqrt{2} U_{1(v)} \sin v \omega_1 t \\ u_B = \sum_{v=1}^{\infty} \sqrt{2} U_{1(v)} \sin v \left( \omega_1 t - \frac{2\pi}{3} \right), \text{ unde } v = Jm_f \pm k, \quad J = 1, 2, 3, \dots \\ u_C = \sum_{v=1}^{\infty} \sqrt{2} U_{1(v)} \sin v \left( \omega_1 t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (3.8)$$

Pentru a pune în evidență fundamentală și armonicile superioare, relațiile tensiunilor se pun sub forme mai potrivite:

$$\begin{cases} u_A = \sqrt{2} U_{1(1)} \sin \omega_1 t + \sum_{v \neq 1}^{\infty} \sqrt{2} U_{1(v)} \sin v \omega_1 t \\ u_B = \sqrt{2} U_{1(1)} \sin \left( \omega_1 t - \frac{2\pi}{3} \right) + \sum_{v \neq 1}^{\infty} \sqrt{2} U_{1(v)} \sin v \left( \omega_1 t - \frac{2\pi}{3} \right), \\ u_C = \sqrt{2} U_{1(1)} \sin \left( \omega_1 t - \frac{4\pi}{3} \right) + \sum_{v \neq 1}^{\infty} \sqrt{2} U_{1(v)} \sin v \left( \omega_1 t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (3.9)$$

unde  $v = Jm_f \pm k$ ,  $J = 1, 2, 3, \dots$ ; cu  $k \in \mathbf{Z}$ , par dacă  $J$  este impar și impar, dacă  $J$  este par.

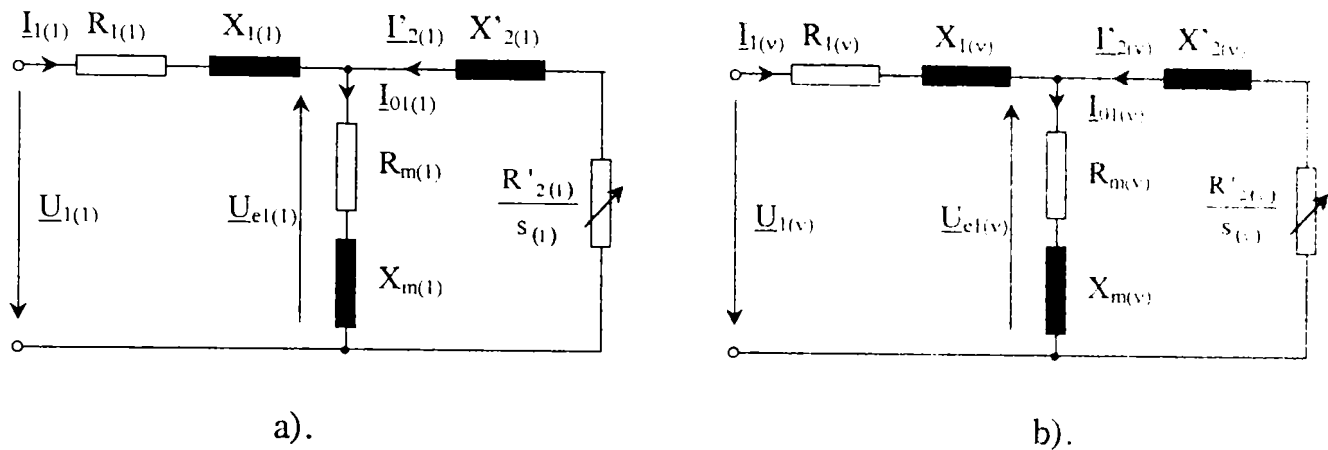
Conform descompunerii (rel. 3.9), se poate asocia MAS alimentate prin CSF câte o schemă echivalentă corespunzătoare fundamentalei și un număr de scheme (egal cu numărul de armonici luate în considerare) corespunzătoare armonicilor de ordin  $v$ , [M9]. Ele își păstrează structura cunoscută din literatura de specialitate (fig. 3.1a, b).

Alunecarea mașinii, pentru fundamentală, are expresia:

$$s_{(1)} = \frac{n_1 - n}{n_1} = s \quad (3.10)$$

Pentru a sublinia funcționarea mașinii la frecvență și tensiune diferite de valorile nominale, se definesc următorii coeficienți:

$$a = \frac{f_1}{f_{1n}} = \frac{\omega_1}{\omega_{1n}} = \frac{n_1}{n_{1n}}; \quad b = \frac{U_1}{U_{1n}}; \quad c = \frac{n_1 - n}{n_{1n}} = \frac{n_1 - n}{n_1} \cdot \frac{n_1}{n_{1n}} = s \cdot a \quad (3.11)$$



**Fig. 3.1.** Schema echivalentă a MAS în cazul alimentării prin CSF:

a). pentru fundamentală; b). pentru armonica de ordin  $v$  (de secvență pozitivă sau negativă).

În relațiile (3.11) mărimile reprezintă:

- $f_1, f_{1n}$  – frecvența aleatoare câmpului magnetic învârtitor, respectiv frecvența nominală a câmpului magnetic învârtitor (de obicei  $f_{1n}=50$  [Hz]);
- $U_1, U_{1n}$  – tensiunea de alimentare de fază, respectiv tensiunea de alimentare nominală, de fază.

Acești coeficienți, relativi la frecvență, tensiune și alunecare, sunt definiți pentru cazul alimentării sinusoidale. Prin introducerea lor se urmărește evidențierea modificărilor condițiilor de funcționare față de situația funcționării nominale în regim sinusoidal (alimentarea MAS direct de la rețea).

Pentru schema echivalentă din figura 3.1.a, corespunzătoare fundamentalei, parametrii electrici se definesc astfel:

$$\begin{aligned}
 R_{1(1)} = R_1 = R_{1n}; \quad X_{1(1)} = X_1 = aX_{1n}; \quad R'_{2(1)} = R'_2 = R'_{2n}; \quad X'_{2(1)} = X'_2 = aX'_{2n}; \\
 R_{m(1)} = R_m = a^2R_{mn}; \quad X_{m(1)} = X_m = aX_{mn}; \quad \frac{R'_{2(1)}}{s_{(1)}} = \frac{R'_2}{s} = \frac{a}{c}R'_{2n}.
 \end{aligned}
 \quad (3.12)$$

În relațiile (3.12),  $R_{1n}, X_{1n}, R'_{2n}, X'_{2n}, R_{mn}, X_{mn}$  reprezintă valorile parametrilor  $R_1, X_1, R'_2, X'_2, R_m$  și  $X_m$  în condițiile de funcționare nominale (alimentare sinusoidală, tensiune, frecvență și încărcare nominale).

Corespunzător schemei echivalente din fig. 3.1a, ecuațiile MAS pentru fundamentală sunt următoarele:

$$\begin{aligned}
 \underline{U}_{1(1)} = \underline{Z}_{1(1)}\underline{I}_{1(1)} - \underline{U}_{e1(1)}; \quad \underline{U}'_{e2(1)} = \underline{Z}'_{2(1)}\underline{I}'_{2(1)} = \underline{U}_{e1(1)}; \\
 \underline{U}_{e1(1)} = -\underline{Z}_{m(1)}\underline{I}_{01(1)}; \quad \underline{I}_{01(1)} = \underline{I}_{1(1)} + \underline{I}'_{2(1)}.
 \end{aligned}
 \quad (3.13)$$

în care:

$$\begin{aligned}\underline{Z}_{1(l)} &= R_{1(l)} + jX_{1(l)} = R_{1n} + jaX_{1n}; \\ \underline{Z}'_{2(l)} &= R'_{2(l)} \frac{1}{s_{(l)}} + jX'_{2(l)} = R'_{2n} \frac{1}{s} + jaX'_{2n} = \frac{a}{c} R'_{2n} + jaX'_{2n}; \\ \underline{Z}_{m(l)} &= R_{m(l)} + jX_{m(l)} = a^2 R_{mn} + jaX_{mn}.\end{aligned}\quad (3.14)$$

Pentru armonicile de ordin  $v$ , pentru care este valabilă schema echivalentă a MAS din fig.3.1b, rezultă aceleași ecuații, cu precizarea că în locul indicelui "1" va apare indicele " $v$ ".

Alunecarea  $s_{(v)}$ , corespunzătoare armonicii de ordin  $v$ , este:

$$s_{(v)} = \frac{vn_1 \mp n}{vn_1} = 1 \mp \frac{n}{vn_1} = 1 \mp \frac{1}{v} \pm \frac{s}{v} = 1 \mp \frac{1}{v} \pm \frac{c}{a} \frac{1}{v}, \quad (3.15)$$

unde semnul (-) (al primei egalități) corespunde undei care rotește în sensul undei principale, iar semnul (+) undei de sens contrar (pentru unde de secvență negativă  $s_{(v)} = 2 - s_{(+v)}$ , în care  $s_{(+v)}$  este alunecarea corespunzătoare undei de secvență pozitivă).

Pentru cazul tratat în teză - cel al motoarelor de mică și medie putere - valorile rezistenței  $R_{1(v)}$  și a reactanței  $X_{1(v)}$  nu sunt afectate, practic, de efectul pelicular. În această ipoteză se poate scrie:

$$R_{1(v)} = R_{1(l)} = R_1 = R_{1n}, \quad (3.16)$$

$$X_{1(v)} = \omega_{1(v)} \cdot L_{1\sigma(v)} = v\omega_1 L_{1\sigma(v)}, \quad (3.17)$$

unde  $L_{1\sigma(v)}$  este inductivitatea de dispersie statorică, corespunzătoare armonicii de ordin  $v$ .

Dacă se admite că miezurile MAS reprezintă medii liniare (mașina este nesaturată), rezultă că inductivitățile pot fi considerate mărimi constante, independente de sarcină (curent), respectiv de flux, se poate spune că:

$$L_{1\sigma(v)} = L_{1\sigma(l)} = L_{1\sigma}. \quad (3.18)$$

Înlocuind expresia inductivității  $L_{1\sigma(v)}$  din relația (3.18) în relația (3.17), se obține:

$$X_{1(v)} = v\omega_1 L_{1\sigma} = vX_1 = vaX_{1n}. \quad (3.19)$$

### **Observație:**

În cazul mașinilor de puteri mijlocii și mari, relațiile (3.16) și (3.19) își pierd, într-o anumită măsură, valabilitatea, având în vedere influența (uneori sensibilă) a efectului pelicular chiar și în stator, diferit în funcție de alunecarea mașinii  $s$ .

Ținând cont de ipotezele simplificatoare de la începutul paragrafului (de neglijare a efectului pelicular), rezistența rotorică și reactanța de scăpări rotorică, corespunzătoare armonicii de ordin  $\nu$ , ambele reduse la stator, primesc următoarele expresii:

$$R'_{2(\nu)} = R'_{2(1)} = R'_2 = R'_{2n}, \quad (3.20)$$

$$X'_{2(\nu)} = k_{e(\nu)} \cdot k_{i(\nu)} \cdot X'_{2(\nu)}, \quad (3.21)$$

în care, datorită considerării MAS ca un mediu liniar, sunt valabile relațiile:

$$k_{e(\nu)} = k_{e(1)} = k_e; \quad k_{i(\nu)} = k_{i(1)} = k_i \quad (3.22)$$

și

$$X_{2(\nu)} = \omega_{1(\nu)} \cdot L_{2\sigma(\nu)} = \nu \omega_1 \cdot L_{2\sigma(\nu)}; \quad L_{2\sigma(\nu)} = L_{2\sigma(1)} = L_{2\sigma}. \quad (3.23)$$

Inlocuind (3.22) și (3.23) în relația (3.21), se obține:

$$X'_{2(\nu)} = k_e \cdot k_i \cdot \nu \cdot \omega_1 \cdot L_{2\sigma} = \nu \cdot X'_2 = \nu \cdot a \cdot X'_{2n}. \quad (3.24)$$

Rezistența de magnetizare corespunzătoare armonicii de ordin  $\nu$ ,  $R_{m(\nu)}$ , este dată de relația:

$$R_{m(\nu)} = K''_{(\nu)} \cdot \frac{3}{2} \cdot L_{11h(\nu)} \cdot \omega_{1(\nu)}^2. \quad (3.25)$$

Ținând cont că:

$$\omega_{1(\nu)} = \nu \cdot \omega_1; \quad L_{11h(\nu)} = L_{11h}, \quad (3.26)$$

expresia (3.25) devine:

$$R_{m(\nu)} = K''_{(\nu)} \cdot \frac{3}{2} \cdot L_{11h} \cdot \nu^2 \cdot \omega_1^2. \quad (3.27)$$

Rezistența de magnetizare, corespunzătoare fundamentalei, este dată de relația [D4]:

$$R_{m(1)} = K''_{(1)} \cdot \frac{3}{2} \cdot L_{11h} \cdot \omega_1^2. \quad (3.28)$$

Din relațiile (3.27) și (3.28) rezultă:

$$R_{m(\nu)} = k_{K''} \cdot \nu^2 \cdot R_{m(1)}, \quad (3.29)$$

sau, ținând cont de relațiile (3.11):

$$R_{m(v)} = k_{K'} \cdot v^2 \cdot a^2 \cdot R_{mn} \quad (3.30)$$

Prin  $k_{K'}$  s-a notat raportul  $\frac{K'_{(v)}}{K'_{(1)}}$ .

Reluctanța de magnetizare corespunzătoare câmpului magnetic produs de armonica de ordin  $v$  este:

$$X_{m(v)} = \omega_{l(v)} \cdot L_{m(v)}, \quad (3.31)$$

unde  $L_{m(v)}$  reprezintă inductivitatea ciclică utilă, corespunzătoare armonicilor de timp de ordin  $v$  și are valoarea:

$$L_{m(v)} = K'_{(v)} \cdot \frac{3}{2} \cdot L_{11h(v)}. \quad (3.32)$$

Introducând relația (3.32) în (3.31) se obține:

$$X_{m(v)} = \omega_{l(v)} \cdot K'_{(v)} \cdot \frac{3}{2} \cdot L_{11h(v)}, \quad (3.33)$$

sau, ținând cont de (3.26):

$$X_{m(v)} = v \cdot \omega_1 \cdot K'_{(v)} \cdot \frac{3}{2} \cdot L_{11h(v)}. \quad (3.34)$$

Reactanța de magnetizare corespunzătoare fundamentalei se exprimă prin relația, [D4]:

$$X_{m(1)} = \omega_1 \cdot L_{m(1)}, \quad (3.35)$$

în care  $L_{m(1)}$  este inductivitatea ciclică utilă corespunzătoare fundamentalei și are expresia:

$$L_{m(1)} = K'_{(1)} \cdot \frac{3}{2} \cdot L_{11h(1)} = K'_{(1)} \cdot \frac{3}{2} \cdot L_{11h}. \quad (3.36)$$

Ținând cont de relațiile (3.35) și (3.36), relația (3.34) devine:

$$X_{m(v)} = k_{K'} \cdot v \cdot X_{m(1)}, \quad (3.37)$$

sau, ținând cont de relațiile (3.11):

$$X_{m(v)} = k_{K'} \cdot v \cdot a \cdot X_{mn}. \quad (3.38)$$

Prin  $k_{K'}$  s-a notat raportul  $\frac{K'_{(v)}}{K'_{(1)}}$ .



Corespunzător schemei echivalente prezentate în figura 3.1b, ecuațiile MAS pentru armonica  $v$  sunt:

$$\begin{aligned} \underline{U}_{1(v)} &= \underline{Z}_{1(v)} \underline{I}_{1(v)} - \underline{U}_{e1(v)}; & \underline{U}'_{e2(v)} &= \underline{Z}'_{2(v)} \underline{I}'_{2(v)} = \underline{U}_{e1(v)}; \\ \underline{U}_{e1(v)} &= -\underline{Z}_{m(v)} \underline{I}_{01(v)}; & \underline{I}_{01(v)} &= \underline{I}_{1(v)} + \underline{I}'_{2(v)}; \end{aligned} \quad (3.39)$$

în care:

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{1(v)} &= R_{1(v)} + jX_{1(v)} = R_{1n} + j \cdot v \cdot a \cdot X_{1n}; \\ \underline{Z}'_{2(v)} &= R'_{2(v)} \frac{1}{S(v)} + jX'_{2(v)} = R'_{2n} \frac{1}{1 \mp \frac{1}{v} \pm \frac{c}{a} \cdot \frac{1}{v}} + j \cdot v \cdot a \cdot X'_{2n}; \\ \underline{Z}_{m(v)} &= R_{m(v)} + jX_{m(v)} = k_{K'} \cdot v^2 \cdot a^2 \cdot R_{mn} + j \cdot k_{K'} \cdot v \cdot a \cdot X_{mn}. \end{aligned} \quad (3.40)$$

Ecuațiile (3.13) și (3.39) se pot rezolva considerând ca și cunoscute pe  $\underline{U}_{1(1)}$ , respectiv pe  $\underline{U}_{1(v)}$ , precum și parametrii mașinii, atât cei corespunzători fundamentalei cât și cei corespunzători armonicii de ordin  $v$ . Necunoscute rămân mărimile  $\underline{I}_{1(1)}$ ,  $\underline{I}'_{2(1)}$ ,  $\underline{I}_{01(1)}$ ,  $\underline{U}_{e1(1)}$ , respectiv  $\underline{I}_{1(v)}$ ,  $\underline{I}'_{2(v)}$ ,  $\underline{I}_{01(v)}$  și  $\underline{U}_{e1(v)}$ .

Pentru acestea se obțin relațiile:

$$\begin{aligned} \underline{I}_{1(1)/(v)} &= \frac{\underline{C}_{2(1)/(v)} \cdot \underline{U}_{1(1)/(v)}}{\underline{Z}_{1(1)/(v)} + \underline{C}_{1(1)/(v)} \cdot \underline{Z}'_{2(1)/(v)}}; & \underline{U}_{e1(1)/(v)} &= -\frac{\underline{Z}'_{2(1)/(v)} \cdot \underline{U}_{1(1)/(v)}}{\underline{Z}_{1(1)/(v)} + \underline{C}_{1(1)/(v)} \cdot \underline{Z}'_{2(1)/(v)}}; \\ \underline{I}_{01(1)/(v)} &= \frac{\underline{Z}'_{2(1)/(v)} \cdot \underline{U}_{1(1)/(v)}}{\underline{Z}_{m(1)/(v)} (\underline{Z}_{1(1)/(v)} + \underline{C}_{1(1)/(v)} \cdot \underline{Z}'_{2(1)/(v)})}; \\ \underline{I}'_{2(1)/(v)} &= -\frac{\underline{U}_{1(1)/(v)}}{\underline{Z}_{1(1)/(v)} + \underline{C}_{1(1)/(v)} \cdot \underline{Z}'_{2(1)/(v)}}; \end{aligned} \quad (3.41)$$

unde:

$$\underline{C}_{1(1)/(v)} = 1 + \frac{\underline{Z}_{1(1)/(v)}}{\underline{Z}_{m(1)/(v)}}; \quad \underline{C}_{2(1)/(v)} = 1 + \frac{\underline{Z}'_{2(1)/(v)}}{\underline{Z}_{m(1)/(v)}}. \quad (3.42)$$

În relațiile (3.41) și (3.42), indicele "(1)/(v)" are semnificația: pentru partea de la numărător "(1)" – mărimile se referă la fundamentală; pentru numitor "(v)" – mărimile sunt corespunzătoare armonicii de ordinul  $v$ .

### Concluzii:

1. În cadrul paragrafului anterior este prezentată o variantă de model matematic asociat MAS trifazate de mică și medie putere, alimentate prin CSF, care constă dintr-o schemă echivalentă corespunzătoare fundamentalei și un număr de scheme (egal cu numărul de armonici luate în considerare) corespunzătoare diverselor armonici ( $v$ , fig.

3.1a și b). Modelul matematic este valabil în regim permanent (staționar) al mașinii – considerată nesaturată și fără a ține cont de refularea curentului în conductoare. Elaborarea schemelor care alcătuiesc modelul se bazează pe descompunerea în serie Fourier a tensiunii și curentului de la ieșirea CSF (alimentarea MAS).

2. În cadrul modelului au fost determinați parametrii MAS în cazul alimentării acesteia prin CSF. Realizând o comparație cu situația alimentării MAS în regim sinusoidal rezultă următoarele condiții:

a). pentru fundamentală ( $v=1$ ), (v. fig. 3.1a), parametrii MAS nu suferă practic nici o modificare (rel. 3.12);

b) pentru armonicile superioare de timp de ordin  $v$  (v. fig. 3.1b), pe baza relațiilor (3.16), (3.19), (3.20), (3.24), (3.29) și (3.37), se pot defini următorii factori, care pun în evidență modificările (atunci când e cazul) pe care le suferă parametrii MAS în cazul alimentării acestora prin CSF:

$$\begin{aligned} k_{R_{1(v,1)}} &= \frac{R_{1(v)}}{R_1} = 1; & k_{X_{1(v,1)}} &= \frac{X_{1(v)}}{X_1} = v; & k_{R'_{2(v,1)}} &= \frac{R'_{2(v)}}{R'_2} = 1; \\ k_{X'_{2(v,1)}} &= \frac{X'_{2(v)}}{X'_2} = v; & k_{R_{m(v,1)}} &= \frac{R_{m(v)}}{R_m} = k_{K''} \cdot v^2; & k_{X_{m(v,1)}} &= \frac{X_{m(v)}}{X_m} = k_{K'} \cdot v \end{aligned} \quad (3.43)$$

### 3.3. Analiza efectului pelicular în cazul MAS alimentate prin CSF. Evaluarea factorilor globali echivalenți $k_{T(\text{CSF})}$ și $k_{X(\text{CSF})}$ .

În paragraful precedent, la deducerea modelului matematic asociat MAS alimentate prin CSF s-a considerat, pentru simplificare, că rezistența și reactanța de dispersie a coliviei rotorice sunt independente de frecvență, deci că ele au aceleași valori atât la pornirea motorului cât și în apropierea vitezei de rotație sincronă. Această ipoteză presupune considerarea unei densități de curent electric uniforme pe toată suprafața secțiunii barei rotorice. În cazul mașinilor electrice de inducție apare însă un efect pelicular, a cărui intensitate depinde de forma și dimensiunile geometrice ale creștăturii și conductoarelor elementare (barelor), de natura materialului conductoarelor și de frecvența fenomenelor.

Efectul pelicular are ca urmare o repartiție neuniformă a densității de curent în secțiunea conductoarelor/barelor parcurse de curenți variabili (alternativi), densitatea de curent fiind mai mare pe suprafața laterală și superioară a acestora. Acest fenomen se poate interpreta, intuitiv, ca fiind rezultatul acțiunii t. e. m. induse de fluxul magnetic variabil al curenților din conductoarele/barele respective. Curenții turbionari induși

provoacă o redistribuire a curentului principal în conductoare/bare, ceea ce duce la creșterea rezistenței și micșorarea reactanței conductoarelor.

Pentru cazul motoarelor studiate în lucrarea de față (puteri  $\leq 45$  [kW]), așa cum s-a specificat, se poate neglija efectul pelicular pentru înfășurarea statorică. În cele ce urmează se va avea în vedere, în consecință, doar studiul efectului pelicular care afectează barele rotorice.

În calculele practice, variația cu frecvența este pusă în evidență cu ajutorul factorului global echivalent de modificare a rezistenței în curent alternativ  $k_{r(CSF)}$ , iar a reactanței prin intermediul factorului global echivalent de modificare a reactanței  $k_{x(CSF)}$ . În cadrul acestui paragraf, mi-am pus problema determinării celor doi factori globali, în cazul în care MAS este alimentată prin intermediul CSF. Pentru regimul permanent periodic nesinusoidal, datorită prezenței în câmpul electromagnetic al mașinii a unor armonici superioare, analizarea efectului pelicular se impune a fi făcută pentru întregul proces de pornire. Se vor avea în vedere în special cele două situații limită ale procesului de pornire, corespunzătoare turației zero, respectiv turației nominale, cele mai semnificative pentru analiza comportării MAS alimentate prin CSF. Cu ajutorul programului de calcul propus, la nevoie, factorii  $k_{r(CSF)}$  și  $k_{x(CSF)}$  pot fi determinați fără dificultăți.

### 3.3.1. Ecuațiile câmpului electromagnetic din MAS în cazul alimentării acesteia prin CSF. Adâncimea de pătrundere.

În situația analizată, în care MAS este alimentată prin CSF, aplicând analiza Fourier, pe lângă câmpul electromagnetic corespunzător fundamentalei există câte un câmp electromagnetic corespunzător fiecărei armonici de timp de ordin  $\nu$ .

În prima etapă se consideră prezentă doar fundamentala ( $\nu=1$ ).

Ecuațiile câmpului electromagnetic corespunzător fundamentalei într-un punct oarecare al barei dintr-o creștătură rotorică (spre generalizare, se presupune creștătura de formă oarecare), se scriu sub forma, [Ș1]:

$$\Delta \bar{\underline{E}}_{(1)} - j\omega_{2(1)}\sigma\mu\bar{\underline{E}}_{(1)} = 0; \quad \Delta \bar{\underline{H}}_{(1)} - j\omega_{2(1)}\sigma\mu\bar{\underline{H}}_{(1)} = 0, \quad (3.44)$$

sau

$$\Delta \bar{\underline{E}}_{(1)} - \underline{\gamma}_{(1)}^2 \bar{\underline{E}}_{(1)} = 0; \quad \Delta \bar{\underline{H}}_{(1)} - \underline{\gamma}_{(1)}^2 \bar{\underline{H}}_{(1)} = 0, \quad (3.45)$$

unde:  $\bar{\underline{E}}_{(1)}$  și  $\bar{\underline{H}}_{(1)}$  sunt intensitatea câmpului electric, respectiv intensitatea câmpului magnetic, ambele corespunzătoare fundamentalei;

$\mu$ ,  $\sigma$  - permeabilitatea magnetică, respectiv conductivitatea electrică a materialului barei (constante de material);

$\gamma_{(1)}$  - este constanta de propagare corespunzătoare fundamentalei, având expresia:

$$\underline{\gamma}_{(1)} = \sqrt{j\omega_{2(1)}\sigma\mu} = \sqrt{js_{(1)}\omega_{1(1)}\sigma\mu} = \sqrt{js\omega_1\sigma\mu}. \quad (3.46)$$

Constanta de propagare corespunzătoare fundamentalei poate fi scrisă și sub forma, [D2, Ș1]:

$$\underline{\gamma}_{(1)} = \alpha_{(1)} + j\beta_{(1)} = \sqrt{\omega_{2(1)}\sigma\mu} \cdot e^{j\frac{\pi}{4}} = (1 + j)\sqrt{\frac{\omega_{2(1)}\sigma\mu}{2}}. \quad (3.47)$$

În relația (3.47):

$\alpha_{(1)}$  - este constanta de atenuare corespunzătoare fundamentalei (partea reală);

$\beta_{(1)}$  - este constanta de fază corespunzătoare fundamentalei (partea imaginară).

Se poate observa că, în cazul considerat este valabilă relația:

$$\alpha_{(1)} = \beta_{(1)} = \sqrt{\frac{\omega_{2(1)}\sigma\mu}{2}} = \sqrt{\frac{s\omega_1\sigma\mu}{2}} = \sqrt{\pi s f_1 \sigma \mu}. \quad (3.48)$$

Adâncimea de pătrundere a fundamentalei câmpului electromagnetic în bara din creștătura rotorică de formă oarecare este dată de relația, [Ș1]:

$$\delta_{(1)} = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega_{2(1)}\mu}} = \sqrt{\frac{2\rho}{s\omega_1\mu}}, \quad (3.49)$$

unde  $\rho$  este rezistivitatea electrică a materialului barei.

În momentul pornirii, când  $s_{(1)}=s=1$ , relația (3.49) devine:

$$\delta_{(1)p} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f_1 \mu}} = 0,564 \sqrt{\frac{\rho}{\mu f_1}}, \quad (3.50)$$

în care  $\delta_{(1)p}$  este adâncimea de pătrundere a fundamentalei câmpului electromagnetic într-o bară plasată într-o creștătură rotorică, în momentul pornirii.

Voi considera că  $f_1=50$  [Hz].

Dacă în relația (3.50) se consideră  $\rho$  în [ $\Omega\text{mm}^2/\text{m}$ ], frecvența în [Hz] și se ține seama că  $\mu=\mu_0\cdot\mu_r$ , unde  $\mu_0=4\pi\cdot 10^{-7}$  [H/m] este permeabilitatea vidului și  $\mu_r$  este permeabilitatea relativă a materialului coliviei, se obține:

$$\delta_{(1)p} = 0,564 \sqrt{\frac{\rho \cdot 10^{-6}}{4\pi \cdot 10^{-7} \mu_r \cdot f_1}} = 0,503 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r \cdot f_1}} \quad [\text{m}]. \quad (3.51)$$

Unitatea de măsură pentru  $\rho$  a fost aleasă [ $\Omega\text{mm}^2/\text{m}$ ] pentru ca adâncimea de pătrundere să rezulte în [m].

La sfârșitul procesului de pornire, la sarcina nominală, alunecarea este  $s_{(1)}=s_n$ . Pentru această situație, relația (3.49) primește următoarea formă ( $\delta_{(1)n}$  este adâncimea de pătrundere a fundamentalei câmpului electromagnetic din mașină în bara din creștătura rotorică, la încărcarea nominală a MAS):

$$\delta_{(1)n} = \sqrt{\frac{2\rho}{s_n \omega_1 \mu}} = 0,503 \sqrt{\frac{\rho}{f_1 \mu_r s_n}}. \quad (3.52)$$

Pentru relația (3.52), observațiile referitoare la unitățile de măsură ale mărimilor care intervin, rămân aceleași ca și în cazul relației (3.51).

Dacă se împarte relația (3.51) la (3.52), se obține raportul:

$$k_{\delta_{(1)n}} = \frac{\delta_{(1)p}}{\delta_{(1)n}} = \frac{0,503 \sqrt{\frac{\rho}{f_1 \mu_r}}}{0,503 \sqrt{\frac{\rho}{f_1 \mu_r s_n}}} = \sqrt{s_n}. \quad (3.53)$$

Factorul  $k_{\delta_{(1)n}}$  pune în evidență modificarea pe care o suferă adâncimea de pătrundere corespunzătoare fundamentalei,  $\delta_{(1)n}$ , în decursul procesului de pornire.

Analizând relațiile (3.51), (3.52) și (3.53) se pot trage următoarele concluzii:

1. Adâncimea de pătrundere a fundamentalei câmpului electromagnetic în bara dintr-o creștătură rotorică (de formă oarecare, în cazul general) nu depinde de dimensiunile geometrice ale barei (creștăturii) rotorice considerate, ci doar de natura materialului coliviei și de frecvența fenomenelor.

2. Raportul  $k_{\delta_{(1)n}}$  depinde doar de alunecare nominală a motorului.

3. Factorul  $k_{\delta_{(1)n}}$  evidențiază faptul că adâncimea de pătrundere a fundamentalei câmpului electromagnetic din mașină în bara din creștătura rotorică, la încărcarea nominală a MAS, este sensibil mai mare decât în momentul inițial al pornirii.

Astfel, spre exemplificare, pentru o alunecare nominală a MAS,  $s_n=0,04$ , conform relației (3.53) se obține:

$$k_{\delta_{(1)n}} = \frac{\delta_{(1)p}}{\delta_{(1)n}} = \sqrt{0,04} = 0,2, \text{ adică } \delta_{(1)n} = 5\delta_{(1)p}. \quad (3.53')$$

Relațiile (3.52) și (3.53) permit, evident, și determinarea adâncimii de pătrundere  $\delta_{(1)}$  și a factorului  $k_{\delta_{(1)}}$  pentru o încărcare oarecare a MAS. Pentru aceasta, în relațiile sus

amintite trebuie înlocuită alunecarea nominală  $s_n$  cu alunecarea  $s$ , corespunzătoare unei încărcări oarecare a motorului.

În continuare, se consideră prezența în alimentarea MAS doar a unei anumite armonici  $\nu$ . Pentru aceasta, relațiile stabilite anterior primesc forma:

$$\Delta \bar{E}_{(\nu)} - \underline{\gamma}_{(\nu)}^2 \bar{E}_{(\nu)} = 0; \quad \Delta \bar{H}_{(\nu)} - \underline{\gamma}_{(\nu)}^2 \bar{H}_{(\nu)} = 0, \quad (3.54)$$

unde:  $\bar{E}_{(\nu)}$  și  $\bar{H}_{(\nu)}$  sunt intensitatea câmpului electric, respectiv magnetic, (ambele corespunzătoare armonicii de ordin  $\nu$ ), iar  $\underline{\gamma}_{(\nu)}$  este constanta de propagare corespunzătoare aceleiași armonici a câmpului electromagnetic:

$$\underline{\gamma}_{(\nu)} = \sqrt{j\omega_{2(\nu)}\sigma\mu} = \sqrt{js_{(\nu)}\omega_{1(\nu)}\sigma\mu} = \sqrt{js_{(\nu)}\nu\omega_1\sigma\mu}, \quad (3.55)$$

în care:

$$s_{(\nu)} = 1 \mp \frac{1}{\nu} \pm \frac{s}{\nu}. \quad (3.55')$$

În acest caz sunt valabile relațiile:

$$\alpha_{(\nu)} = \beta_{(\nu)} = \sqrt{\frac{\omega_{2(\nu)}\sigma\mu}{2}} = \sqrt{\frac{s_{(\nu)}\nu\omega_1\sigma\mu}{2}} = \sqrt{\pi s_{(\nu)}\nu f_1\sigma\mu}. \quad (3.56)$$

Adâncimea de pătrundere a armonicii  $\nu$  a câmpului electromagnetic în bara din creștătura rotorică de formă oarecare, se poate scrie sub forma:

$$\delta_{(\nu)} = \sqrt{\frac{2\rho}{s_{(\nu)}\nu\omega_1\mu}}. \quad (3.57)$$

La pornire  $s_{(\nu)}=1$  (în relația (3.55') se pune  $s=1$ ), iar relația (3.57) primește forma:

$$\delta_{(\nu)p} = 0,503 \sqrt{\frac{\rho}{\nu f_1 \mu_r}}. \quad (3.58)$$

La sfârșitul procesului de pornire, considerând MAS încărcată la sarcina nominală,

$$s_{(\nu)n} = 1 \mp \frac{1}{\nu} \pm \frac{s_n}{\nu}, \quad (3.59)$$

iar relația (3.57) devine:

$$\delta_{(v)n} = 0,503 \sqrt{\frac{\rho}{v f_1 \mu_r s_{(v)n}}} \quad (3.60)$$

Ca și în cazul precedent ( $v=1$ ), se poate scrie raportul:

$$k_{\delta_{(v)n}} = \frac{\delta_{(v)p}}{\delta_{(v)n}} = \sqrt{s_{(v)n}} \quad (3.61)$$

Concluziile 1 și 2 prezentate la analiza fundamentalei rămân valabile și pentru armonica de ordin  $v$ , cu următoarele precizări:

1. - Frecvența la care au loc fenomenele în bara rotorică este:

$$f_{2(v)} = s_{(v)} \cdot f_{1(v)} = s_{(v)} \cdot v \cdot f_1 \quad (3.62)$$

2. - Alunecarea care definește raportul  $k_{\delta_{(v)n}}$  pentru încărcarea nominală este dată de relația (3.59).

3. - În aceeași ordine de idei, trebuie evidențiat faptul că pentru armonicile superioare de timp de ordin  $v$ , adâncimea de pătrundere  $\delta_{(v)n}$  diferă într-o măsură mult mai mică de  $\delta_{(v)p}$ , în raport cu situația prezentată la fundamentală ( $v$ , și concluzia 3 de la analiza fundamentalei).

Astfel, spre exemplificare, considerând aceeași alunecare nominală ca și la analiza fundamentalei, ( $s_n=0,04$ ), în cazul armonicii de ordin 11, de succesiune directă, conform relației (3.15), avem  $s_{(v)n}=0,912$  ( $v$ , tabelul 3.1), de unde rezultă, utilizând relația (3.61):

$$k_{\delta_{(v)n}} = \frac{\delta_{(v)p}}{\delta_{(v)n}} = \sqrt{0,912} = 0,954, \text{ adică } \delta_{(v)n} = 1,047 \cdot \delta_{(v)p} \quad (3.61')$$

În cazul armonicii de ordin  $v=11$ , dar de succesiune inversă,  $s_{(v)n}=1,087$ , iar

$$k_{\delta_{(v)n}} = \frac{\delta_{(v)p}}{\delta_{(v)n}} = \sqrt{1,087} = 1,042, \text{ adică } \delta_{(v)n} = 0,959 \cdot \delta_{(v)p} \quad (3.61'')$$

Se poate concluziona că, în cazul armonicilor superioare de timp de ordinul  $v$ , uniformitatea densității de curent pe suprafața secțiunii barei este practic aceeași la pornire cu cea corespunzătoare încărcării nominale. Pentru armonicile de succesiune directă are loc, la încărcare nominală, o ușoară creștere a adâncimii de pătrundere a câmpului electromagnetic față de pornire (deci are loc o ușoară diminuare a efectului pelicular), iar în cazul armonicilor de succesiune inversă, dar de același ordin, adâncimea de pătrundere este ușor diminuată față de regimul de pornire (are loc o ușoară accentuare a fenomenului de refulare).

În continuare, se va analiza perechea de mărimi  $\delta_{(1)}$  și  $\delta_{(v)}$ , de asemenea, pentru cele două momente limită ale procesului de pornire. Prin aceasta se urmărește realizarea unui studiu comparativ între adâncimea de pătrundere (ca măsură a efectului pelicular), corespunzătoare armonicii  $v$  a câmpului electromagnetic și adâncimea de pătrundere corespunzătoare câmpului electromagnetic fundamental (câmpul electromagnetic ce apare în mașină la alimentarea sinusoidală a acesteia). Pentru aceasta se raportează  $\delta_{(v)p}$  la  $\delta_{(1)p}$  și  $\delta_{(v)n}$  la  $\delta_{(1)n}$ , obținându-se:

$$k_{\delta_{(v),(1)p}} = \frac{\delta_{(v)p}}{\delta_{(1)p}} = \frac{0,503 \sqrt{\frac{\rho}{vf_1\mu_r}}}{0,503 \sqrt{\frac{\rho}{f_1\mu_r}}} = \frac{1}{\sqrt{v}}, \quad (3.63)$$

$$k_{\delta_{(v),(1)n}} = \frac{\delta_{(v)n}}{\delta_{(1)n}} = \frac{0,503 \sqrt{\frac{\rho}{vf_1\mu_r s_{(v)n}}}}{0,503 \sqrt{\frac{\rho}{f_1\mu_r s_n}}} = \sqrt{\frac{1}{v} \cdot \frac{s_n}{s_{(v)n}}}. \quad (3.64)$$

Analizând relațiile (3.63) și (3.64) se poate observa că atât la începutul procesului de pornire ( $n=0$ ), cât și la sfârșitul acestuia ( $n=n_n$ ; s-a considerat încărcarea nominală), cele două rapoarte prezentate mai sus nu depind de natura materialului din care este executată colivia rotorică. La  $n=0$ ,  $k_{\delta_{(v),(1)p}}$  depinde doar de ordinul armonicii, iar la atingerea turației  $n_n$ , raportul  $k_{\delta_{(v),(1)n}}$ , pe lângă ordinul armonicii, depinde și de alunecările nominale ale fundamentalei, respectiv armonicii de ordin  $v$ . Materialul din care este confecționată colivia influențează însă valoarea adâncimii de pătrundere, atât pentru fundamentală cât și pentru armonica de ordin  $v$ , în ambele momente principale ale procesului de pornire ( $n=0$ ;  $n=n_n$ ).

Ținând seama de rolul important pe care îl are adâncimea de pătrundere în studiul efectului pelicular, este util, în scop informativ, să se cunoscă unele valori particulare ale acesteia. În acest sens, în tabelul 3.1., sunt prezentate câteva valori calculate pentru adâncimile de pătrundere  $\delta_{(1)}$  și  $\delta_{(v)}$ , respectiv pentru rapoartele  $k_{\delta_{(1)n}}$ ,  $k_{\delta_{(v)n}}$  și  $k_{\delta_{(v),(1)p}}$ , pentru cele două momente extreme ale procesului de pornire, corespunzătoare lui  $n=0$  și  $n=n_n$ . Calculele sunt prezentate în paralel pentru cele două materiale care sunt utilizate în prezent la realizarea coliviilor: aluminiul și cuprul. Pentru a analiza influența factorului de modulație în frecvență  $m_f$  asupra mărimilor analizate, s-au considerat trei valori particulare pentru acesta:  $m_f=9$ ,  $m_f=15$  și  $m_f=21$ . Rezultatele obținute sunt prezentate în tabelul 3.1.

Se precizează că:

a). La calculul mărimilor din tabelul 3.1,  $\delta_{(1)p}$ ,  $\delta_{(v)p}$ ,  $\delta_{(1)n}$ ,  $\delta_{(v)n}$ ,  $k_{\delta_{(1)n}}$ ,  $k_{\delta_{(v)n}}$  și  $k_{\delta_{(v),(1)p}}$  și  $k_{\delta_{(v),(1)n}}$  s-au utilizat relațiile (3.51), (3.58), (3.52), (3.60), (3.53), (3.61), (3.63) și (3.64).



b). Valorile constantelor de material folosite sunt: pentru cupru (material diamagnetic) – rezistivitatea electrică la 20 [°C]:  $\rho_{Cu20}=0,01784$  [ $\Omega\text{mm}^2/\text{m}$ ] și permeabilitatea relativă  $\mu_r=0,999999$ , iar pentru aluminiu (material paramagnetic)  $\rho_{Al20}=0,031$  [ $\Omega\text{mm}^2/\text{m}$ ] și  $\mu_r=1,000022$ ; [C6, D6, Ș1].

c). Pentru alunecare nominală s-a considerat, spre exemplificare, valoarea  $s_n=4$ [%].

d). Fenomenele au fost analizate pentru o frecvență de alimentare a fundamentalei  $f_1=f_{1n}=50$  [Hz].

Analizând rezultatele prezentate în tabelul 3.1, se pot trage următoarele concluzii:

1. În momentul inițial al procesului de pornire ( $n=0$ ), când are loc fenomenul de refulare maxim, trebuie avut în vedere atât aportul câmpului electromagnetic corespunzător fundamentalei cât și cele ale câmpurilor electromagnetice corespunzătoare armonicilor de timp de ordin  $\nu$ . La încheierea procesului de pornire (stabilirea motorului la turația  $n=n_n$ ), considerând că încărcarea este cea nominală, spre deosebire de regimul sinusoidal, unde se poate considera în primă aproximație că densitatea de curent electric se uniformizează pe suprafața secțiunii barei, la alimentarea MAS prin CSF se manifestă un efect pelicular datorat câmpurilor armonice de ordin  $\nu$ . La studiul efectului pelicular produs de câmpurile electromagnetice de ordin  $\nu$  trebuie să se țină seama (evident) și de ponderea pe care aceste armonici o reprezintă din fundamentală, aspect ce va fi tratat încă în cadrul acestui paragraf.

2. Creșterea valorii factorului de modulare în frecvență  $m_f$  (prin mărirea lui  $m$ , ordinul  $\nu$  al armonicii de timp crește) are ca urmare scăderea adâncimii de pătrundere a câmpului electromagnetic armonic de ordin  $\nu$ . Prin urmare, odată cu creșterea lui  $m$ , ( $\nu$ ), la prima vedere, s-ar părea că are loc o accentuare a fenomenului de refulare. Scăderea adâncimii de pătrundere este compensată însă de scăderea ponderii armonicii de ordin  $\nu$  din fundamentală, așa cum se va vedea în continuare.

3. Pentru câmpurile armonice de succesiune directă,  $k_{\delta(\nu)n}<1$ , iar pentru cele de succesiune inversă  $k_{\delta(\nu)n}>1$ . Pentru câmpurile armonice de succesiune directă, odată cu creșterea ordinului armonicii de timp  $\nu$ ,  $k_{\delta(\nu)n}$  crește, iar pentru cele de succesiune inversă, la creșterea lui  $\nu$  se înregistrează o scădere a lui  $k_{\delta(\nu)n}$ . Pentru ambele succesiuni, când  $\nu$  crește,  $k_{\delta(\nu),(1)p}$  și  $k_{\delta(\nu),(1)n}$  scad ( $\nu$ . concluziile de la analiza fundamentalei, respectiv armonicii de ordin  $\nu$ ).

4. Materialul din care este confecționată colivia rotorului influențează doar valoarea adâncimilor de pătrundere  $\delta_{(1)p}$ ,  $\delta_{(1)n}$ ,  $\delta_{(\nu)p}$  și  $\delta_{(\nu)n}$ . Valorile rapoartelor  $k_{\delta(1)n}$ ,  $k_{\delta(1)p}$ ,  $k_{\delta(\nu),(1)p}$  și  $k_{\delta(\nu),(1)n}$  rămân constante, indiferent de natura materialului coliviei, pentru același ordin  $\nu$  și aceeași succesiune (directă sau inversă) a câmpului electromagnetic.

**Tabelul 3.1.** Valori calculate pentru adâncimile de pătrundere ale câmpului electromagnetic în bara rotorică de formă oarecare,  $\delta_{(0)P}$ ,  $\delta_{(0)M}$ , respectiv ale armonicilor de ordin  $v$  a câmpului electromagnetic.  $\delta_{(v)P}$ ,  $\delta_{(v)M}$ , în condițiile realizării coliviei rotorice din aluminiu, respectiv din cupru, în cazul alimentării MAS prin CSF, utilizând modulația PWM clasică, pentru valorile particulare ale lui  $m_f$ : 9, 15 și 21.

$m_f$	$v = Jm_f \pm k, J=1,2,\dots$	$k \in \mathbb{Z}$ , par dacă $J=1$ , impar dacă $J=2$	Aluminiu										Cupru								
			$\delta_{(0)P}$ [mm]	$\delta_{(0)M}$ [mm]	$k_{S(v)P}$	$k_{S(v)M}$	$k_{S(v)OP}$	$k_{S(v)OM}$	$\delta_{(v)P}$ [mm]	$\delta_{(v)M}$ [mm]	$k_{S(v)P}$	$k_{S(v)M}$	$k_{S(v)OP}$	$k_{S(v)OM}$	$\delta_{(v)P}$ [mm]	$\delta_{(v)M}$ [mm]	$k_{S(v)P}$	$k_{S(v)M}$	$k_{S(v)OP}$	$k_{S(v)OM}$	
		$v=1$	12,52	62,62	0,2	0,2	-	-	-	-	-	-	9,50	47,5	0,2	0,2	-	-	-	-	
9	1-9±2	11	-	-	0,954	0,954	0,301	0,063	-	-	-	-	2,86	-	-	-	2,99	-	0,954	0,301	0,063
		7	-	-	1,066	1,066	0,377	0,07	-	-	-	-	3,59	-	-	-	3,36	-	1,066	0,377	0,07
9	1-9±4	13	-	-	0,962	0,962	0,277	0,057	-	-	-	-	2,63	-	-	-	2,73	-	0,962	0,277	0,057
		5	-	-	1,091	1,091	0,447	0,081	-	-	-	-	4,24	-	-	-	3,89	-	1,091	0,447	0,081
9	2-9±1	19	-	-	0,974	0,974	0,229	0,047	-	-	-	-	2,17	-	-	-	2,23	-	0,974	0,229	0,047
		17	-	-	1,027	1,027	0,242	0,047	-	-	-	-	2,30	-	-	-	2,24	-	1,027	0,242	0,047
9	2-9±5	23	-	-	0,978	0,978	0,208	0,042	-	-	-	-	1,98	-	-	-	2,02	-	0,978	0,208	0,042
		13	-	-	1,035	1,035	0,277	0,053	-	-	-	-	2,63	-	-	-	2,54	-	1,035	0,277	0,053
9	3-9±2	29	-	-	0,982	0,982	0,185	0,037	-	-	-	-	1,76	-	-	-	1,79	-	0,982	0,185	0,037
		25	-	-	1,018	1,018	0,20	0,039	-	-	-	-	1,90	-	-	-	1,86	-	1,018	0,20	0,039
9	3-9±4	31	-	-	0,984	0,984	0,179	0,036	-	-	-	-	1,70	-	-	-	1,73	-	0,984	0,179	0,036
		23	-	-	1,020	1,020	0,208	0,04	-	-	-	-	1,98	-	-	-	1,94	-	1,020	0,208	0,040
9	4-9±1	37	-	-	0,986	0,986	0,164	0,033	-	-	-	-	1,56	-	-	-	1,58	-	0,986	0,164	0,033
		35	-	-	1,013	1,013	0,169	0,033	-	-	-	-	1,6	-	-	-	1,58	-	1,013	0,169	0,033
9	4-9±5	41	-	-	0,987	0,987	0,156	0,031	-	-	-	-	1,48	-	-	-	1,5	-	0,987	0,156	0,031
		31	-	-	1,014	1,014	0,179	0,035	-	-	-	-	1,7	-	-	-	1,68	-	1,014	0,179	0,035
9	4-9±7	43	-	-	0,988	0,988	0,152	0,030	-	-	-	-	1,44	-	-	-	1,46	-	0,988	0,152	0,030
		29	-	-	1,016	1,016	0,185	0,036	-	-	-	-	1,76	-	-	-	1,73	-	1,016	0,185	0,036
15	1-15±2	17	-	-	0,971	0,971	0,242	0,049	-	-	-	-	2,3	-	-	-	2,37	-	0,971	0,242	0,049
		13	-	-	1,035	1,035	0,277	0,053	-	-	-	-	2,63	-	-	-	2,54	-	1,035	0,277	0,053
15	1-15±4	19	-	-	0,974	0,974	0,229	0,047	-	-	-	-	2,17	-	-	-	2,23	-	0,974	0,229	0,047
		11	-	-	1,042	1,042	0,301	0,057	-	-	-	-	2,86	-	-	-	2,74	-	1,042	0,301	0,057
15	2-15±1	31	-	-	0,984	0,984	0,179	0,036	-	-	-	-	1,7	-	-	-	1,73	-	0,984	0,179	0,036
		29	-	-	1,016	1,016	0,185	0,036	-	-	-	-	1,76	-	-	-	1,73	-	1,016	0,185	0,036

15	2-15±5	35	0,972	-	2,11	-	2,14	-	0,985	0,169	0,034	-	1,6	-	1,62	-	0,985	0,169	0,034
15	3-15±2	25	1,038	-	2,50	-	2,45	-	1,018	0,20	0,039	-	1,9	-	1,86	-	1,018	0,20	0,039
15	3-15±2	47	0,979	-	1,82	-	1,84	-	0,989	0,145	0,029	-	1,38	-	1,40	-	0,989	0,145	0,029
15	3-15±4	43	1,022	-	1,90	-	1,88	-	1,01	0,152	0,030	-	1,44	-	1,43	-	1,01	0,152	0,030
15	3-15±4	49	0,98	-	1,78	-	1,8	-	0,989	0,142	0,028	-	1,35	-	1,37	-	0,989	0,142	0,028
15	4-15±1	41	1,023	-	1,95	-	1,93	-	1,011	0,156	0,030	-	1,48	-	1,46	-	1,011	0,156	0,030
15	4-15±1	61	0,984	-	1,60	-	1,61	-	0,991	0,128	0,025	-	1,21	-	1,22	-	0,991	0,128	0,025
15	4-15±5	59	1,016	-	1,63	-	1,61	-	1,007	0,130	0,025	-	1,23	-	1,22	-	1,007	0,130	0,025
15	4-15±5	65	0,985	-	1,55	-	1,56	-	0,992	0,124	0,024	-	1,17	-	1,18	-	0,992	0,124	0,024
15	4-15±7	55	1,017	-	1,68	-	1,67	-	1,008	0,134	0,026	-	1,28	-	1,27	-	1,008	0,134	0,026
15	4-15±7	67	0,985	-	1,53	-	1,54	-	0,992	0,122	0,024	-	1,16	-	1,17	-	0,992	0,122	0,024
21	1-21±2	53	1,018	-	1,72	-	1,70	-	1,008	0,137	0,027	-	1,30	-	1,29	-	1,008	0,137	0,027
21	1-21±2	23	0,958	-	2,61	-	2,66	-	0,978	0,208	0,042	-	1,98	-	2,02	-	0,978	0,208	0,042
21	1-21±4	19	1,05	-	2,87	-	2,80	-	1,024	0,229	0,044	-	2,17	-	2,12	-	1,024	0,229	0,044
21	1-21±4	25	0,961	-	2,50	-	2,55	-	0,98	0,20	0,040	-	1,90	-	1,93	-	0,98	0,20	0,040
21	2-21±1	17	1,056	-	3,03	-	2,95	-	1,027	0,242	0,047	-	2,30	-	2,24	-	1,027	0,242	0,047
21	2-21±1	43	0,977	-	1,90	-	1,93	-	0,988	0,152	0,030	-	1,44	-	1,46	-	0,988	0,152	0,030
21	2-21±5	41	1,023	-	1,95	-	1,93	-	1,011	0,156	0,030	-	1,48	-	1,46	-	1,011	0,156	0,030
21	2-21±5	47	0,979	-	1,82	-	1,84	-	0,989	0,145	0,029	-	1,38	-	1,40	-	0,989	0,145	0,029
21	3-21±2	17	1,056	-	3,03	-	2,95	-	1,027	0,242	0,047	-	2,30	-	2,24	-	1,027	0,242	0,047
21	3-21±2	65	0,985	-	1,55	-	1,56	-	0,992	0,124	0,024	-	1,17	-	1,18	-	0,992	0,124	0,024
21	3-21±4	61	1,015	-	1,60	-	1,59	-	1,007	0,128	0,025	-	1,21	-	1,20	-	1,007	0,128	0,025
21	3-21±4	67	0,985	-	1,53	-	1,54	-	0,992	0,122	0,024	-	1,16	-	1,17	-	0,992	0,122	0,024
21	4-21±1	59	1,016	-	1,63	-	1,61	-	1,007	0,130	0,025	-	1,23	-	1,22	-	1,007	0,130	0,025
21	4-21±1	85	0,988	-	1,35	-	1,36	-	0,993	0,108	0,021	-	1,03	-	1,04	-	0,993	0,108	0,021
21	4-21±5	83	1,011	-	1,37	-	1,36	-	1,005	0,109	0,021	-	1,04	-	1,03	-	1,005	0,109	0,021
21	4-21±5	89	0,989	-	1,32	-	1,33	-	0,994	0,105	0,021	-	1,007	-	1,01	-	0,994	0,105	0,021
21	4-21±7	79	1,012	-	1,40	-	1,40	-	1,005	0,112	0,022	-	1,06	-	1,07	-	1,005	0,112	0,022
21	4-21±7	91	0,989	-	1,31	-	1,32	-	0,994	0,104	0,021	-	0,99	-	1,001	-	0,994	0,104	0,021
21	4-21±7	77	1,012	-	1,42	-	1,41	-	1,005	0,113	0,022	-	1,08	-	1,07	-	1,005	0,113	0,022

5. Pentru coliviile executate din aluminiu se poate observa o creștere a adâncimilor de pătrundere cu cca. 31,8% în raport cu coliviile executate din cupru (indiferent de ordinul sau succesiunea armonicilor). Prin urmare, la coliviile din cupru fenomenele legate de refulare sunt mai ample. Din acest punct de vedere deci, este preferată folosirea barelor de aluminiu.

6. Ținând cont că pentru MAS care fac obiectul tezei (puteri  $\leq 45$  [kW]) diametrul conductorului din care se construiește înfășurarea statorică este de obicei de maxim 1,5 [mm], ipoteza de neglijare a efectului pelicular ce se manifestă în aceasta este valabilă. Într-adevăr, pentru a avea un efect pelicular net este necesar ca, [Ș1]:

$$\delta \ll \sqrt{S} = \sqrt{\frac{\pi d^2}{4}} = 1,32 \text{ [mm]}, \quad (3.65)$$

relație în care  $d$  și  $S$  reprezintă diametrul, respectiv secțiunea conductorului din care se execută înfășurarea statorică. În relația (3.65), calculul s-a efectuat pentru  $d=1,5$  [mm].

Se poate observa, conform rezultatelor din tabelul 3.1, că această condiție nu este îndeplinită decât în cazul armonicilor de ordin mare ( $v=65, 67, 77$  etc.). Pentru aceste armonici, după cum se va vedea în paragrafele următoare, amplitudinea curentului este foarte mică, practic neglijabilă.

### 3.3.2. Determinarea factorilor globali echivalenți de modificare a parametrilor rotorici în cazul alimentării MAS prin CSF

În baza celor analizate în paragrafele anterioare, mi-am pus problema determinării celor doi coeficienți sub o formă globală. Studiul are ca bază de plecare rezultatele teoretice prezentate în [D5], valabile pentru situația regimului sinusoidal și prin el urmăresc extinderea domeniului de aplicabilitate și în cazul regimului nesinusoidal periodic.

În cadrul analizei, se admit următoarele ipoteze simplificatoare:

a). Se consideră că permeabilitatea miezului magnetic este infinit de mare în comparație cu cea a aerului, liniile de câmp magnetic fiind drepte perpendiculare pe axa creștăturii.

b). Atât miezul feromagnetic cât și colivia rotorică (bara + inele de scurtcircuitare) sunt medii omogene și izotrope.

c). Se neglijează efectul marginal (de capăt), creștătura considerându-se foarte lungă pe direcție axială. Câmpurile electromagnetice, atât cel fundamental cât și cele corespunzătoare armonicilor de ordin  $v$ , se consideră în acest caz ca fiind plan-paralele. Această ipoteză este admisă pentru calculele teoretice de cei mai mulți autori de specialitate.

d). Efectul pelicular este luat în considerare în calcule doar în barele care se găsesc în zona câmpului magnetic transversal din creștătură. Pentru porțiunile de bară din afara creștăturii, în canalele de ventilație (când este cazul), precum și în inelele de scurtcircuitare, densitatea de curent se consideră constantă pentru întreaga secțiune transversală a barei.

e). Trecerea din zona cu densitate constantă în cea cu densitate variabilă are loc în mod brusc.

f). În mașinile electrice reale, efectul pelicular este adesea influențat de gradul de saturație (în special la pornire), dar cuprinderea simultană a celor două fenomene în relații matematice ușor de aplicat practic este foarte dificilă, chiar nesigură. Din acest motiv, în stabilirea relațiilor pentru factorii globali echivalenți  $k_{r(CSF)}$  și  $k_{x(CSF)}$  se admite valabilă ipoteza simplificatoare de neglijare a efectelor saturației.

g). Variația locală a inducției magnetice și a densității curentului electric, atât pentru fundamentală cât și pentru fiecare armonică  $v$  în parte, se consideră sinusoidală în raport cu timpul.

În contextul acestor ipoteze, am adoptat pentru tratarea problemei metoda analizei Fourier. În cazul de față, această metodă constă în determinarea factorilor de creștere a rezistenței, respectiv de scădere a reactanței pentru fiecare armonică în parte, inclusiv pentru fundamentală și apoi (prin aplicarea superpoziției efectelor) determinarea celor doi factori globali echivalenți  $k_{r(CSF)}$  și  $k_{x(CSF)}$ . Așa cum s-a precizat la începutul subparagrafului de față, raționamentele care urmează se bazează pe aspecte teoretice prezentate în [D5], valabile pentru regimul periodic sinusoidal. Lucrarea menționată, ale cărei rezultate teoretice sunt implementate într-un program de calcul optimizat al mașinilor de inducție, are marele avantaj că relațiile de calcul prezentate în cadrul ei sunt valabile pentru forme geometrice oarecare ale creștăturilor rotorice (respectiv pentru un număr oarecare de colivii), situație teoretică ale cărei avantaje vor fi arătate în continuare. Algoritmul de calcul, preluat din [D5], a fost adaptat cazului de față, pentru fundamentală, respectiv extins pentru armonică de ordin  $v$ .

Se consideră o înfășurare cu colivii multiple, ale căror bare ("c" la număr) sunt plasate într-o aceeași creștătură de formă oarecare, separate electric între ele (v. figura 3.2). Aceste bare sunt conectate în părțile frontale prin inele de scurtcircuitare (un inel poate corespunde la mai multe bare din creștătură). Această abordare "generalizată", pur teoretică de altfel, prezintă avantajul că prin aplicarea ei se obțin relațiile de calcul pentru cei doi factori globali echivalenți  $k_{r(CSF)}$  și  $k_{x(CSF)}$ , valabile pentru orice tip de creștătură rotorice (trapezoidală, dreptunghiulară, pană, rotundă sau combinații ale acestor forme) și pentru colivii multiple. În final, trebuie spus că aceste relații pot fi

scrise cu ușurință pentru tipurile de colivii ce se folosesc în special la motoarele analizate în teză (colivii simple, respectiv cu bare înalte și colivii duble).

Crestătura rotorică prezentată în fig. 3.2 este de înălțime  $h_c$ , pe care am împărțit-o în “n” straturi (fâșii), fiecare fâșie având o înălțime  $h_s = h_c/n$ . Numărul de straturi “n” este astfel ales încât densitatea de curent din fiecare fâșie să poată fi considerată constantă pe toată înălțimea  $h_s$  (și deci să nu se manifeste efect pelicular în cadrul fâșiei).

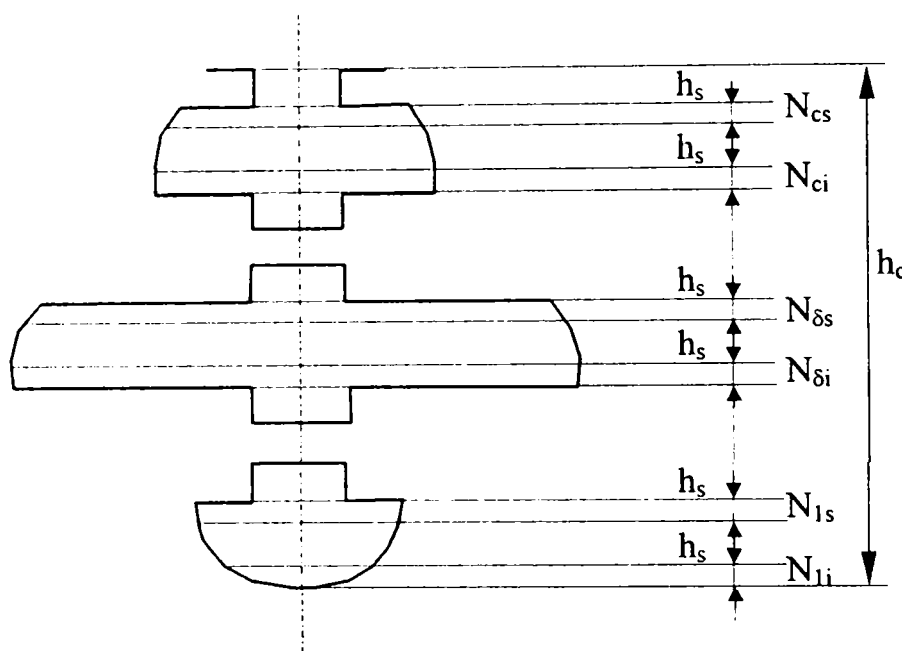


Fig. 3.2. Crestătura generalizată pentru colivii multiple.

Barele din crestătură sunt numerotate de la 1 la c, începând cu partea inferioară a crestăturii. Stratul inferior al fiecărei bare se identifică prin indicele “i”, iar stratul superior prin indicele “s”. Astfel, pentru o bară oarecare  $\delta$ , caracterizată printr-o rezistență specifică  $\rho_\delta$  și o permeabilitate magnetică absolută  $\mu_\delta$ , stratul inferior se notează cu  $N_{\delta i}$ , iar stratul superior extrem cu  $N_{\delta s}$ . Curentul care străbate bara  $\delta$  se notează cu  $i_{\delta}$  ( $I_{\delta}$  - valoarea efectivă). Lungimea barei, de-a lungul căreia se manifestă efectul pelicular, este L.

Pentru început se consideră prezentă în alimentarea motorului doar fundamentală, căreia îi corespunde pulsația de alimentare  $\omega_{1(1)} = \omega_1 = 2\pi f_1$ . Algoritmul de calcul al factorului de creștere a rezistenței  $k_{r(CSF)}$ , respectiv al factorului de reducere a reactanței,  $k_{x(CSF)}$ , ambii corespunzătorii fundamentale și valabili pentru bara  $\delta$  este prezentat în anexa 1. Pentru cei doi factori se obțin următoarele relații:

$$k_{r\delta(1)} = \frac{R_{\delta(1)\sim}}{R_{\delta-}} = \frac{1}{I_{c\delta(1)}^2} \cdot \sum_{\epsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} \frac{I_{\epsilon(1)}^2}{b_\epsilon} \cdot \sum_{\epsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} b_\epsilon, \quad (3.66)$$

$$k_{x\delta(1)} = \frac{L_{\delta n\sigma(1)-}}{L_{\delta n\sigma-}} = \frac{|\operatorname{Re}[\Psi_{\delta n\sigma(1)}]| \left( \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} b_{\varepsilon} \right)^2}{\sqrt{2}\mu_{\delta} L h_s I_{c\delta(1)} \cdot \sum_{\lambda=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} \frac{1}{b_{\lambda}} \left[ \left( \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{\lambda-1} b_{\varepsilon} \right) \left( \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{\lambda} b_{\varepsilon} \right) + \frac{b_{\lambda}^2}{3} \right]}. \quad (3.67)$$

Mărimile care intervin în relațiile de mai sus sunt precizate în anexa 1.

În cazul în care în alimentarea motorului se consideră prezentă doar armonica de ordin  $\nu$  ( $\nu=Jm_{\mp} \pm k$ ,  $J=1, 2, \dots$ ;  $k \in \mathbf{Z}$ , par dacă  $J$  este impar și impar dacă  $J$  este par), căruia îi corespunde pulsația de alimentare  $\omega_{1(\nu)} = \nu \cdot \omega_1$ , relațiile (A1.1 ÷ A1.36) prezentate în anexa 1 își păstrează valabilitatea, cu următoarele observații:

1. indicele "1" se înlocuiește cu indicele " $\nu$ ";
2. fenomenele din rotor au loc cu pulsația  $\omega_{2(\nu)}$ , dată de relația:

$$\omega_{2(\nu)} = s_{(\nu)} \cdot \omega_{1(\nu)} = \left( 1 \mp \frac{1}{\nu} \pm \frac{s}{\nu} \right) \cdot \nu \cdot \omega_1, \quad (3.68)$$

În relația (3.68) regula de semn este cea precizată în cadrul paragrafului 3.2.

3. T. e. m. indusă de armonica de ordin  $\nu$  a câmpului magnetic principal din mașină,  $u_{e(\nu)}$ , se calculează conform relației (3.28) ( $\nu$ . paragraful 3.6.2.1).

Pentru armonica de ordin  $\nu$ , pentru care schema echivalentă a MAS este prezentată în fig. 3.1b, factorii de modificare a rezistenței și a inductivității barei  $\delta$ , în ipoteza în care bara  $\delta$  este străbătută doar de curentul  $I_{c\delta(\nu)}$ , se exprimă prin următoarele relații de calcul:

$$k_{r\delta(\nu)} = \frac{R_{\delta(\nu)-}}{R_{\delta-}} = \frac{1}{I_{c\delta(\nu)}^2} \cdot \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} \frac{I_{\varepsilon(\nu)}^2}{b_{\varepsilon}} \cdot \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} b_{\varepsilon}, \quad (3.69)$$

$$k_{x\delta(\nu)} = \frac{L_{\delta n\sigma(\nu)-}}{L_{\delta n\sigma-}} = \frac{|\operatorname{Re}[\Psi_{\delta n\sigma(\nu)}]| \left( \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} b_{\varepsilon} \right)^2}{\sqrt{2}\mu_{\delta} L h_s I_{c\delta(\nu)} \cdot \sum_{\lambda=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} \frac{1}{b_{\lambda}} \left[ \left( \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{\lambda-1} b_{\varepsilon} \right) \left( \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{\lambda} b_{\varepsilon} \right) + \frac{b_{\lambda}^2}{3} \right]}. \quad (3.70)$$

În continuare se consideră cazul real, în care în bara  $\delta$  sunt prezente atât fundamentală cât și armonicile de timp de ordin  $\nu$ . Pentru această situație, factorul global echivalent de modificare a rezistenței barei  $\delta$  în c.a. se calculează cu relația [C2. Ș1]:

$$k_{r\delta(\text{CSF})} = \frac{P_{\delta(\text{CSF})-}}{P_{\delta(\text{CSF})-}} = \frac{R_{\delta(\text{CSF})-}}{R_{\delta(\text{CSF})-}}, \quad (3.71)$$

unde:  $p_{\delta(\text{CSF})-}$  reprezintă pierderile totale în alternativ în bara  $\delta$  (cu considerarea efectului pelicular corespunzător tuturor armonicilor), iar  $p_{\delta(\text{CSF})-}$  pierderile totale, fără considerarea refulării, în bara  $\delta$ .

Pierderile totale în alternativ în bara  $\delta$  se obțin aplicând principiul superpoziției efectelor, prin însumarea tuturor piererilor în alternativ în bara  $\delta$  provocate de fiecare armonică de timp de ordin  $v$  în parte, inclusiv fundamentala. Prin urmare se obține:

$$P_{\delta(\text{CSF})-} = P_{\delta(1)-} + \sum_{v \neq 1} P_{\delta(v)-}, \quad (3.72)$$

unde  $v=Jm_i \pm k$ ,  $J=1, 2, \dots$ ,  $k \in \mathbf{Z}$ , par dacă  $J$  este impar, impar dacă  $J$  este par.

Pierderile în alternativ în bara  $\delta$ , corespunzătoare fundamentalei,  $P_{\delta(1)-}$ , se calculează cu relația:

$$P_{\delta(1)-} = I_{c\delta(1)}^2 \cdot R_{\delta(1)-}, \quad (3.73)$$

care, dacă se ține seama de relația (A1.32 – anexa 1), devine:

$$P_{\delta(1)-} = I_{c\delta(1)}^2 \cdot k_{r\delta(1)} \cdot R_{\delta-}. \quad (3.74)$$

În mod similar se obține expresia pierderilor în alternativ, produse în bara  $\delta$  de armonica de timp de ordin oarecare  $v$ :

$$P_{\delta(v)-} = I_{c\delta(v)}^2 \cdot R_{\delta(v)-} = I_{c\delta(v)}^2 \cdot k_{r\delta(v)} \cdot R_{\delta-}. \quad (3.75)$$

Introducând relațiile (3.74) și (3.75) în relația (3.72), rezultă:

$$\begin{aligned} P_{\delta(\text{CSF})-} &= I_{c\delta(1)}^2 \cdot k_{r\delta(1)} \cdot R_{\delta-} + \sum_{v \neq 1} I_{c\delta(v)}^2 \cdot k_{r\delta(v)} \cdot R_{\delta-} = \\ &= R_{\delta-} \left( I_{c\delta(1)}^2 \cdot k_{r\delta(1)} + \sum_{v \neq 1} I_{c\delta(v)}^2 \cdot k_{r\delta(v)} \right). \end{aligned} \quad (3.76)$$

Pierderile în bara  $\delta$ , fără considerarea refulării în bară, se calculează pe baza relației:

$$P_{\delta(\text{CSF})-} = I_{c\delta(\text{CSF})}^2 \cdot R_{\delta-}, \quad (3.77)$$

unde:

$$I_{c\delta(\text{CSF})} = \sqrt{I_{c\delta(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} I_{c\delta(v)}^2} \quad (3.78)$$



reprezintă valoarea efectivă a curentului care străbate bara  $\delta$ , în cazul alimentării MAS prin CSF.

Introducând relația (3.78) în relația (3.77):

$$P_{\delta(\text{CSF})-} = R_{\delta-} \left( I_{c\delta(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} I_{c\delta(v)}^2 \right). \quad (3.79)$$

Inlocuind relațiile (3.76) și (3.79) în (3.71) se obține expresia de calcul a factorului global echivalent de majorare a rezistenței în c.a. în bara  $\delta$ ,  $k_{r\delta(\text{CSF})}$ , în cazul prezenței tuturor armonicilor în alimentarea motorului, sub forma:

$$\begin{aligned} k_{r\delta(\text{CSF})} &= \frac{P_{\delta(\text{CSF})-}}{P_{\delta(\text{CSF})-}} = \frac{R_{\delta-} \left( I_{c\delta(1)}^2 \cdot k_{r\delta(1)} + \sum_{v \neq 1} I_{c\delta(v)}^2 \cdot k_{r\delta(v)} \right)}{R_{\delta-} \left( I_{c\delta(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} I_{c\delta(v)}^2 \right)} = \\ &= \frac{k_{r\delta(1)} + \sum_{v \neq 1} k_{r\delta(v)} \left( \frac{I_{c\delta(v)}}{I_{c\delta(1)}} \right)^2}{1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{I_{c\delta(v)}}{I_{c\delta(1)}} \right)^2}. \end{aligned} \quad (3.80)$$

În relația (3.80), factorii de mărire a rezistenței în c.a. corespunzători fundamentalei -  $k_{r\delta(1)}$ , respectiv armonicilor de ordin  $v$  -  $k_{r\delta(v)}$ , se calculează cu relațiile (3.66) și (3.69). Curenții care circulă prin bara  $\delta$ , corespunzători fundamentalei -  $I_{c\delta(1)}$ , respectiv armonicilor  $v$  -  $I_{c\delta(v)}$ , se calculează ținând cont de algoritmul prezentat în anexa 1, precum și de cele două observații referitoare la aplicabilitatea algoritmului în cazul armonicilor de ordin  $v$ .

Factorul global echivalent de modificare a inductivității barei  $\delta$  în c.a. are expresia, [C2], [S1]:

$$k_{\delta(\text{CSF})} = \frac{q_{\delta(\text{CSF})}}{q_{\delta(\text{CSF})-}}, \quad (3.81)$$

unde  $q_{\delta(\text{CSF})-}$  este puterea reactivă totală în c.a., în bara  $\delta$ , iar  $q_{\delta(\text{CSF})}$  reprezintă puterea reactivă totală în cazul unei repartiții uniforme a curentului în bara  $\delta$ .

Aplicând și în cazul puterii reactive totale în c.a. principiul superpoziției efectelor, rezultă că:

$$q_{\delta(\text{CSF})-} = q_{\delta(1)-} + \sum_{v \neq 1} q_{\delta(v)-}, \quad (3.82)$$

unde  $v = Jm_l \pm k$ ,  $J = 1, 2, \dots$ ;  $k \in \mathbf{Z}$ , par dacă  $J$  este impar și impar dacă  $J$  este par.

Puterea reactivă în c.a. corespunzătoare fundamentalei se calculează cu relația:

$$q_{\delta(1)-} = \omega_{1(1)} L_{\delta n\sigma(1)-} \cdot I_{c\delta(1)}^2 = \omega_1 L_{\delta n\sigma(1)-} \cdot I_{c\delta(1)}^2, \quad (3.83)$$

care, dacă se ține seama de relația (A1.33 – anexa 1) devine:

$$q_{\delta(1)-} = \omega_1 \cdot k_{x\delta(1)} \cdot L_{\delta n\sigma-} \cdot I_{c\delta(1)}^2. \quad (3.84)$$

În mod similar se obține expresia puterii reactive în c.a. în bara  $\delta$ , corespunzătoare armonicii de ordin  $v$ :

$$q_{\delta(v)-} = \omega_{1(v)} L_{\delta n\sigma(v)-} \cdot I_{c\delta(v)}^2 = v \cdot \omega_1 \cdot k_{x\delta(v)} \cdot L_{\delta n\sigma-} \cdot I_{c\delta(v)}^2. \quad (3.85)$$

Înlocuind relațiile (3.84) și (3.85) în relația (3.82) se obține relația de calcul pentru puterea reactivă totală în c.a. în bara  $\delta$ , în cazul alimentării MAS prin CSF, sub forma:

$$\begin{aligned} q_{\delta(CSF)-} &= \omega_1 \cdot k_{x\delta(1)} \cdot L_{\delta n\sigma-} \cdot I_{c\delta(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} v \cdot \omega_1 \cdot k_{x\delta(v)} \cdot L_{\delta n\sigma-} \cdot I_{c\delta(v)}^2 = \\ &= \omega_1 \cdot L_{\delta n\sigma-} \left( k_{x\delta(1)} \cdot I_{c\delta(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} v \cdot k_{x\delta(v)} \cdot I_{c\delta(v)}^2 \right). \end{aligned} \quad (3.86)$$

Puterea reactivă totală în cazul unei repartiții uniforme a curentului în bara  $\delta$ , în cazul alimentării MAS prin CSF, se calculează cu relația:

$$q_{\delta(CSF)-} = q_{\delta(1)-} + \sum_{v \neq 1} q_{\delta(v)-}, \quad (3.87)$$

unde:  $q_{\delta(1)-}$  este puterea reactivă corespunzătoare fundamentalei, în cazul unei repartiții uniforme a curentului  $I_{c\delta(1)}$  în bara  $\delta$ , iar  $q_{\delta(v)-}$  este puterea reactivă corespunzătoare armonicii  $v$ , în situația unei repartiții uniforme a curentului  $I_{c\delta(v)}$  în bara  $\delta$ .

$$q_{\delta(1)} = \omega_{1(1)} L_{\delta n\sigma-} \cdot I_{c\delta(1)}^2 = \omega_1 \cdot L_{\delta n\sigma-} \cdot I_{c\delta(1)}^2. \quad (3.88)$$

În mod asemănător, pentru puterea reactivă corespunzătoare armonicii  $v$ , în cazul unei repartiții uniforme a curentului  $I_{c\delta(v)}$  în bara  $\delta$ , se obține expresia:

$$q_{\delta(v)-} = \omega_{1(v)} \cdot L_{\delta n\sigma-} \cdot I_{c\delta(v)}^2 = v \cdot \omega_1 \cdot L_{\delta n\sigma-} \cdot I_{c\delta(v)}^2. \quad (3.89)$$

Introducând acum relațiile (3.88) și (3.89) în relația (3.87), expresia pentru puterea reactivă totală în cazul unei distribuții uniforme a curentului în bara  $\delta$  devine:

$$\begin{aligned}
q_{\delta(\text{CSF})} &= \omega_1 \cdot L_{\delta n\sigma} \cdot I_{c\delta(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} v \cdot \omega_1 \cdot L_{\delta n\sigma} \cdot I_{c\delta(v)}^2 = \\
&= \omega_1 \cdot L_{\delta n\sigma} \left( I_{c\delta(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} v \cdot I_{c\delta(v)}^2 \right). \tag{3.90}
\end{aligned}$$

Înlocuind relațiile (3.86) și (3.90) în relația (3.81) se obține expresia de calcul a factorului global echivalent de modificare a inductivității barei  $\delta$  în c.a., pentru situația în care MAS este alimentată prin CSF:

$$\begin{aligned}
k_{x\delta(\text{CSF})} &= \frac{q_{\delta(\text{CSF})}}{q_{\delta(\text{CSF})}} = \frac{\omega_1 L_{\delta n\sigma} \left( k_{x\delta(1)} \cdot I_{c\delta(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} v \cdot k_{x\delta(v)} \cdot I_{c\delta(v)}^2 \right)}{\omega_1 L_{\delta n\sigma} \left( I_{c\delta(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} v \cdot I_{c\delta(v)}^2 \right)} = \\
&= \frac{k_{x\delta(1)} + \sum_{v \neq 1} \left[ v \cdot \left( \frac{I_{c\delta(v)}}{I_{c\delta(1)}} \right)^2 \cdot k_{x\delta(v)} \right]}{1 + \sum_{v \neq 1} \left[ v \cdot \left( \frac{I_{c\delta(v)}}{I_{c\delta(1)}} \right)^2 \right]}. \tag{3.91}
\end{aligned}$$

În relația (3.91), factorii de reducere a inductivității barei  $\delta$  în c.a. corespunzători fundamentalei,  $k_{x\delta(1)}$ , respectiv armonicilor de ordin  $v$ ,  $k_{x\delta(v)}$ , se calculează conform relațiilor (3.67), respectiv (3.70).

Pentru a analiza influența CSF asupra factorului de modificare a rezistenței, se raportează  $k_{r\delta(\text{CSF})}$  (rel. (3.80)) la  $k_{r\delta(1)} = k_{r\delta}$ . Raportul se notează cu  $k_{kr\delta}$  și reprezintă factorul care scoate în evidență modificarea pe care o suferă factorul de creștere a rezistenței în c.a. în bara  $\delta$ , în cazul alimentării MAS prin CSF față de cazul alimentării acesteia în regim sinusoidal. Astfel, se obține:

$$\begin{aligned}
k_{kr\delta} &= \frac{k_{r\delta(\text{CSF})}}{k_{r\delta}} = \frac{k_{r\delta(1)} + \sum_{v \neq 1} k_{r\delta(v)} \left( \frac{I_{c\delta(v)}}{I_{c\delta(1)}} \right)^2}{1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{I_{c\delta(v)}}{I_{c\delta(1)}} \right)^2} = \\
&= \frac{k_{r\delta(1)} + \sum_{v \neq 1} k_{r\delta(v)} \left( \frac{I_{c\delta(v)}}{I_{c\delta(1)}} \right)^2}{k_{r\delta(1)} \left[ 1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{I_{c\delta(v)}}{I_{c\delta(1)}} \right)^2 \right]}{1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{I_{c\delta(v)}}{I_{c\delta(1)}} \right)^2}. \tag{3.92}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{k_{r\delta(1)} + \sum_{v \neq 1} k_{r\delta(v)} \left( \frac{I_{c\delta(v)}}{I_{c\delta(1)}} \right)^2}{k_{r\delta(1)} \left[ 1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{I_{c\delta(v)}}{I_{c\delta(1)}} \right)^2 \right]}{1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{I_{c\delta(v)}}{I_{c\delta(1)}} \right)^2}
\end{aligned}$$

Analizând sumar relația (3.92) (datorită complexității expresiei, o analiză cantitativ-calitativă precisă nu se poate realiza fără a apela la tehnica de calcul), se poate constata cu ușurință că numărătorul fracției este mai mare decât numitorul ( $k_{r\delta(v)} > k_{r\delta(1)}$ , datorită unui efect pelicular mai pronunțat în cazul armonicilor superioare), deci  $k_{kr} > 1$ . Acest rezultat apare ca fiind logic, din punct de vedere fenomenologic, întrucât prezența CSF duce la accentuarea efectului pelicular în bara rotorice, deci la o creștere suplimentară a rezistenței acesteia în c.a., în comparație cu situația alimentării sinusoidale.

Procedând similar și în cazul factorului de modificare a reactanței în c.a., în bara  $\delta$ , prin raportarea lui  $k_{x\delta(\text{CSF})}$  (rel. 3.91) la  $k_{x\delta(1)} = k_{x\delta}$ , se obține factorul care scoate în evidență modificarea pe care o suferă factorul de scădere a reactanței în c.a. în bara  $\delta$ , în situația alimentării MAS prin CSF, față de situația alimentării acestuia în regim sinusoidal,  $k_{kx\delta}$ :

$$k_{kx\delta} = \frac{k_{x\delta(\text{CSF})}}{k_{x\delta}} = \frac{k_{x\delta(1)} + \sum_{v \neq 1} \left[ v \cdot k_{x\delta(v)} \left( \frac{I_{c\delta(v)}}{I_{c\delta(1)}} \right)^2 \right]}{1 + \sum_{v \neq 1} \left[ v \cdot \left( \frac{I_{c\delta(v)}}{I_{c\delta(1)}} \right)^2 \right]} = \frac{k_{x\delta(1)} + \sum_{v \neq 1} \left[ v \cdot k_{x\delta(v)} \left( \frac{I_{c\delta(v)}}{I_{c\delta(1)}} \right)^2 \right]}{k_{x\delta(1)}} \quad (3.93)$$

$$= \frac{k_{x\delta(1)} + \sum_{v \neq 1} \left[ v \cdot k_{x\delta(v)} \left( \frac{I_{c\delta(v)}}{I_{c\delta(1)}} \right)^2 \right]}{k_{x\delta(1)} \left\{ 1 + \sum_{v \neq 1} \left[ v \cdot \left( \frac{I_{c\delta(v)}}{I_{c\delta(1)}} \right)^2 \right] \right\}} = \frac{1 + \sum_{v \neq 1} \left[ v \cdot \frac{k_{x\delta(v)} \left( \frac{I_{c\delta(v)}}{I_{c\delta(1)}} \right)^2}{k_{x\delta(1)}} \right]}{1 + \sum_{v \neq 1} \left[ v \cdot \left( \frac{I_{c\delta(v)}}{I_{c\delta(1)}} \right)^2 \right]}$$

Se poate constata că, de data aceasta, numărătorul fracției este mai mic decât numitorul ( $k_{x\delta(v)} < k_{x\delta(1)}$ ), deci  $k_{kx} < 1$ . Acest rezultat apare justificat de faptul că, prin accentuarea efectului pelicular (datorită prezenței CSF), are loc o scădere suplimentară a reactanței barei  $\delta$  (datorită refulării) în comparație cu situația regimului sinusoidal.

**Observații** pe marginea expresiilor de calcul ale factorului global echivalent de creștere a rezistenței în c.a. în bara  $\delta$  (v. relația (3.80)) și ale factorului global echivalent de reducere a reactanței în c.a. în bara  $\delta$  (v. relația (3.91)) în cazul alimentării MAS prin CSF, precum și ale factorilor de modificare  $k_{kr\delta}$  (v. relația (3.92)) și  $k_{kx\delta}$  (v. relația (3.93)):

1. Relațiile de calcul stabilite permit determinarea celor doi factori globali echivalenți  $k_{r(\text{CSF})}$  și  $k_{x(\text{CSF})}$ , respectiv a celor doi factori de modificare  $k_{kr}$  și  $k_{kx}$ , indiferent de forma geometrică a creștăturii rotorice, respectiv de numărul de colivii (în cazul

lucrării de față, 1 sau 2 colivii), în cazul luării în considerare a tuturor armonicilor de timp ce intervin în alimentarea motorului. Teoretic problema este rezolvată.

2. În cazul regimului sinusoidal, factorii de modificare a rezistenței, respectiv reactanței depind doar de materialul conductorului, forma geometrică a creștăturii și frecvența tensiunii de alimentare. În cazul alimentării MAS prin CSF, factorii globali echivalenți de modificare a rezistenței, respectiv reactanței, depind, pe lângă materialul conductorului și forma creștăturii, și de frecvențele tuturor armonicilor prezente în tensiunea de alimentare, de ordinele acestora, precum și de ponderea pe care o reprezintă aceste armonici din fundamentală. Aceasta face ca semnificația fizică (fenomenologică) a celor doi factori globali echivalenți să fie mai largă: aceea de globalizare/însurare a efectelor armonicilor prezente în unda tensiunii de alimentare a MAS, asupra rezistenței și reactanței acestuia.

3. Structura complexă a algoritmului folosit, precum și a relațiilor de calcul componente ale acestuia, impun un volum de calcul foarte mare. Aceasta face ca prezența calculatoului în rezolvarea acestei probleme să fie absolut necesară. Programul de calcul pe care l-am conceput pentru determinarea celor doi factori este prezentat în anexa 3 a lucrării.

Pe baza acestui program de calcul, în capitolul 4 se prezintă o analiză cantitativ-calitativă a celor patru factori. Această analiză permite concluzionarea din punct de vedere cantitativ – calitativ a influenței alimentării MAS prin CSF asupra efectului pelicular, față de situația alimentării sinusoidale a MAS.

### **3.4. Influența efectului pelicular asupra parametrilor înfășurărilor MAS alimentate prin CSF. Determinarea acestora.**

La deducerea modelului matematic asociat MAS alimentate prin CSF, prezentat în cadrul paragrafului 3.2., am considerat că rezistența și reactanța de scăpări a coliviei rotorice nu sunt afectate de efectul pelicular. În subparagraful 3.3.1 am arătat că, datorită prezenței armonicilor superioare de timp în tensiunea de alimentare a motorului, apare o intensificare a efectului pelicular la pornirea motorului față de cazul alimentării sinusoidale și, în plus, fenomenele de refulare a curentului se manifestă (într-o măsură mai mică) și la turația nominală (spre deosebire de situația alimentării sinusoidale, când, pentru alunecarea nominală, efectul pelicular devine practic zero).

Rezultă că, în cazul alimentării MAS prin CSF, în condițiile luării în considerare a refulării, are loc o modificare a parametrilor schemei echivalente prezentate în fig. 3.1, cu implicații asupra caracteristicilor mașinii, atât la pornire cât și la funcționarea în regim nominal a acesteia.

În paragraful de față îmi propun să analizez influența pe care efectul pelicular îl are asupra parametrilor înfășurărilor MAS alimentate prin CSF și să determin valorile acestora în contextul considerării refulării reale. De asemenea, voi evidenția modificările pe care le suferă parametrii motorului în condițiile mai sus precizate, în comparație cu regimul de alimentare sinusoidal. Studiul va avea în vedere atât momentul inițial de pornire, cât și regimul de funcționare stabilizată.

### 3.4.1. Determinarea parametrilor echivalenți ai înfășurării statorice

Pentru cazul tratat în teză, cel al motoarelor de inducție de mică și medie putere, valorile parametrilor înfășurării statorice nu sunt practic afectate de efectul pelicular, afirmație valabilă atât pentru fundamentală cât și pentru armonicile superioare de timp de ordinul  $\nu$  ( $\nu$ . concluziile paragrafului 3.3.1). Prin urmare, relațiile (3.12), (3.16) și (3.19) își mențin valabilitatea:

$$R_{1(l)} = R_1 = R_{1n} , \quad (3.94)$$

$$X_{1(l)} = X_1 = aX_{1n} , \quad (3.95)$$

$$R_{1(\nu)} = R_{1(l)} = R_1 = R_{1n} , \quad (3.96)$$

$$X_{1(\nu)} = \nu X_1 = \nu aX_{1n} . \quad (3.97)$$

Relațiile de mai sus permit determinarea parametrilor înfășurării statorice în situația în care în tensiunea de alimentare a motorului este prezentă fie doar fundamentală (rel. (3.94) și (3.95)), fie doar o armonică superioară de timp, de un ordin oarecare  $\nu$  (rel. (3.96) și (3.97)).

În continuare, se consideră prezente în tensiunea de alimentare a motorului atât fundamentală cât și armonicile superioare de timp. Se notează cu  $p_{Cu1(CSF)}$  pierderile care au loc în înfășurarea statorică în situația alimentării MAS prin CSF. Aceste pierderi sunt de fapt acoperite de o parte din puterea activă absorbită de motor prin intermediul CSF, de la rețea,  $P_{1(CSF)}$ . Conform principiului superpoziției efectelor, se poate considera că:

$$p_{Cu1(CSF)} = p_{Cu1(l)} + \sum_{\nu \neq 1} p_{Cu1(\nu)} = 3R_{1(l)}I_{1(l)}^2 + 3 \sum_{\nu \neq 1} R_{1(\nu)}I_{1(\nu)}^2 . \quad (3.98)$$

În continuare, rezistența înfășurării statorice corespunzătoare fundamentalei,  $R_{1(l)}$ , precum și rezistențele înfășurării statorice corespunzătoare tuturor armonicilor superioare de timp,  $R_{1(\nu)}$ , se înlocuiesc printr-o singură rezistență echivalentă  $R_{1(CSF)}$ , corespunzătoare tuturor armonicilor, inclusiv a fundamentalei. Echivalarea se realizează prin condiția ca în această rezistență să aibă loc aceleași pierderi  $p_{Cu1(CSF)}$ , date de relația

(3.98), ca și în cazul considerării a “v” rezistențe  $R_{1(v)}$ , fiecare în parte străbătută de curentul  $I_{1(v)}$ , conform schemei echivalente din fig. 3.1. Această rezistență echivalentă,  $R_{1(CSF)}$ , determinată la frecvența fundamentalei, este parcursă de curentul  $I_{1(CSF)}$  (valoare efectivă), având expresia:

$$I_{1(CSF)} = \sqrt{I_{1(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} I_{1(v)}^2} . \quad (3.99)$$

Prin urmare:

$$P_{Cul(CSF)} = 3R_{1(CSF)} \cdot I_{1(CSF)}^2 = 3R_{1(CSF)} \left( I_{1(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} I_{1(v)}^2 \right) . \quad (3.100)$$

Egalând relațiile (3.98) și (3.100) se obține:

$$3R_{1(CSF)} \left( I_{1(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} I_{1(v)}^2 \right) = 3R_{1(1)} \cdot I_{1(1)}^2 + 3 \sum_{v \neq 1} R_{1(v)} \cdot I_{1(v)}^2 , \quad (3.101)$$

sau, ținând seama de relația (3.96):

$$3R_{1(CSF)} \left( I_{1(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} I_{1(v)}^2 \right) = 3R_{1(1)} \left( I_{1(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} I_{1(v)}^2 \right) = 3R_{1(v)} \left( I_{1(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} I_{1(v)}^2 \right) , \quad (3.102)$$

de unde rezultă:

$$R_{1(CSF)} = R_{1(1)} = R_{1(v)} = R_1 = R_{1n} . \quad (3.103)$$

Dacă se notează cu  $k_{R1}$  raportul dintre  $R_{1(CSF)}$  și  $R_1$ , atunci acesta reprezintă un factor care pune în evidență modificările pe care le “suferă” rezistența unei faze statorice în cazul alimentării MAS prin CSF, față de cazul alimentării sinusoidale. Se poate observa cu ușurință că:

$$k_{R1} = \frac{R_{1(CSF)}}{R_1} = 1 , \quad (3.104)$$

ceea ce este normal, având în vedere conductoarele cu care se realizează înfășurarea statorică, de diametru (obișnuit) sub valoarea  $d=2$  [mm].

Aplicând și pentru puterea reactivă absorbită de înfășurarea statorică ( $Q_{Cul(CSF)}$ ) principiul superpoziției efectelor, se obține:

$$Q_{Cul(CSF)} = Q_{Cul(1)} + \sum_{v \neq 1} Q_{Cul(v)} = 3 \cdot X_{1(1)} I_{1(1)}^2 + 3 \sum_{v \neq 1} X_{1(v)} I_{1(v)}^2 . \quad (3.105)$$

Ca și în cazul precedent, reactanța înfășurării statorice corespunzătoare fundamentalei,  $X_{1(1)}$  (determinată la frecvența fundamentalei  $f_{1(1)}$ ) și reactanțele înfășurării statorice corespunzătoare tuturor armonicilor superioare de timp  $X_{1(v)}$

(determinate la frecvențele  $f_{1(v)} = v \cdot f_1$ , unde  $v = Jm_i \pm k$ ), se înlocuiesc printr-o reactanță echivalentă,  $X_{1(CSF)}$ , determinată la frecvența fundamentalei. Această reactanță echivalentă, parcursă de urentul  $I_{1(CSF)}$ , vehiculează aceeași putere reactivă,  $Q_{Cu1(CSF)}$ , ca și în cazul considerării a “v” reactanțe  $X_{1(v)}$  (fiecare determinată la frecvența  $f_{1(v)}$  și străbătută de curentul  $I_{1(v)}$ ). În urma echivalării se poate scrie:

$$Q_{Cu1(CSF)} = 3X_{1(CSF)}I_{1(CSF)}^2 = 3X_{1(CSF)}\left(I_{1(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} I_{1(v)}^2\right). \quad (3.106)$$

Egalând relațiile (3.105) și (3.106) se obține:

$$3X_{1(CSF)}\left(I_{1(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} I_{1(v)}^2\right) = 3X_{1(1)}I_{1(1)}^2 + 3\sum_{v \neq 1} X_{1(v)}I_{1(v)}^2, \quad (3.107)$$

sau, ținând cont de relațiile (3.95) și (3.97) și simplificând cu 3, rezultă:

$$X_{1(CSF)}\left(I_{1(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} I_{1(v)}^2\right) = X_{1(1)}I_{1(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} vX_1I_{1(v)}^2 = X_1\left(I_{1(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} vI_{1(v)}^2\right). \quad (3.108)$$

Se notează:

$k_{X1} = \frac{X_{1(CSF)}}{X_1}$  - factorul care pune în evidență modificările pe care le suferă valoarea

reactanței unei faze statorice în cazul alimentării MAS prin CSF, față de situația alimentării sinusoidale, ambele determinate la frecvența fundamentalei.

Din relația (3.108) rezultă:

$$k_{X1} = \frac{X_{1(CSF)}}{X_1} = \frac{I_{1(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} vI_{1(v)}^2}{I_{1(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} I_{1(v)}^2} = \frac{1 + \sum_{v \neq 1} v\left(\frac{I_{1(v)}}{I_{1(1)}}\right)^2}{1 + \sum_{v \neq 1} \left(\frac{I_{1(v)}}{I_{1(1)}}\right)^2}. \quad (3.109)$$

Conform relației (3.183) din paragraful 3.6.1, avem:

$$\frac{I_{1(v)}}{I_{1(1)}} = \frac{U_{1(v)}}{U_{1(1)}} \cdot \frac{1}{vf_{1r}} \cdot \frac{1}{x_{sc}^*}, \quad (3.110)$$

unde:  $x_{sc}^* = \frac{X_{sc}}{Z_{(1)}}$  - este impedanța de scurtcircuit raportată, corespunzătoare frecvenței

$f_1 = f_{1n}$  (de obicei  $f_{1n} = 50$  [Hz]).

Introducând relația (3.110) în (3.109) se obține:



$$\begin{aligned}
k_{X1} = \frac{X_{1(\text{CSF})}}{X_1} &= \frac{1 + \sum_{v \neq 1} v \left( \frac{1}{f_{1r} X_{sc}^*} \right)^2 \cdot \frac{1}{v^2} \left( \frac{U_{1(v)}}{U_{1(1)}} \right)^2}{1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{1}{f_{1r} X_{sc}^*} \right)^2 \cdot \frac{1}{v^2} \left( \frac{U_{1(v)}}{U_{1(1)}} \right)^2} = \\
&= \frac{1 + \sum_{v \neq 1} \frac{1}{v} \left( \frac{1}{f_{1r} X_{sc}^*} \right)^2 \left( \frac{U_{1(v)}}{U_{1(1)}} \right)^2}{1 + \sum_{v \neq 1} \frac{1}{v^2} \left( \frac{1}{f_{1r} X_{sc}^*} \right)^2 \left( \frac{U_{1(v)}}{U_{1(1)}} \right)^2}.
\end{aligned} \tag{3.112}$$

Se observă:  $k_{X1} > 1$ . (3.113)

Cu rezistența echivalentă dată de relația (3.103) și cu reactanța echivalentă ce rezultă din relația (3.112) se poate scrie acum relația pentru impedanța echivalentă a înfășurării statorice  $\underline{Z}_{1(\text{CSF})}$ , corespunzătoare tuturor armonicilor și definită la frecvența fundamentalei:

$$\underline{Z}_{1(\text{CSF})} = R_{1(\text{CSF})} + jX_{1(\text{CSF})}. \tag{3.114}$$

### Concluzii:

1. În cazul alimentării MAS prin CSF se poate considera că motorul prezintă o rezistență echivalentă a înfășurării statorice  $R_{1(\text{CSF})}$ , definită la frecvența fundamentalei, a cărei valoare nu diferă de cea corespunzătoare alimentării în regim sinusoidal. Înfășurarea statorică, deci și rezistența  $R_{1(\text{CSF})}$  care o caracterizează, este străbătută de curentul  $I_{1(\text{CSF})}$ , a cărui valoare efectivă este dată de relația (3.99).

2. În cazul alimentării MAS prin CSF se poate considera că înfășurarea statorică este caracterizată printr-o reactanță echivalentă  $X_{1(\text{CSF})}$ , străbătută de curentul  $I_{1(\text{CSF})}$  și determinată la frecvența fundamentalei. Această reactanță, față de situația alimentării sinusoidale, suferă o anumită creștere, factorul care apreciază cantitativ această mărire,  $k_{X1}$ , având o valoare supraunitară (rezultatul apare ca fiind normal, ținând cont că la înfășurarea statorică, pentru puterile considerate în teză, se neglijează fenomenul de refulare). Acest factor este dependent de ordinul armonicilor superioare  $v$ , de raportul  $\frac{U_{1(v)}}{U_{1(1)}}$  - a cărui valoare se găsește sintetizată în tabelul 2.1 (v. capitolul 2) și de reactanța de scurtcircuit raportată (definită pentru regimul sinusoidal). Determinarea cantitativă teoretică a acestui factor (și implicit a lui  $X_{1(\text{CSF})}$ ) este prezentată în capitolul 4.

### 3.4.2. Determinarea parametrilor echivalenți ai înfășurării rotorice, la considerarea refulării curentului

#### 3.4.2.1. Considerarea regimului permanent nesinusoidal periodic

Parametrii înfășurării rotorice sunt afectați evident de efectul pelicular, atât la pornirea motorului cât și la funcționarea nominală a acestuia. Prin urmare, prin considerarea efectului refulării curentului, sistemul de relații ce definesc rezistența și reactanța rotorică, atât cele corespunzătoare fundamentalei cât și armonicii de ordin  $v$  (v. relația (3.12), (3.20) și (3.24)) își pierde valabilitatea.

În vederea stabilirii relațiilor ce definesc acești parametri în situația considerării efectului pelicular, se pleacă de la expresia impedanței rotorice pe fază, redusă la stator. Pentru aceasta, rotorul cu bare multiple se înlocuiește printr-un rotor cu o singură bară pe creștătură.

Pentru început se consideră doar fundamentala prezentă în alimentarea motorului. Impedanța rotorică redusă la stator are expresia:

$$Z'_{2(1)} = \frac{R'_{2(1)}}{s_{(1)}} + jX'_{2(1)} . \quad (3.115)$$

Conform relației (3.13):

$$\underline{U}_{e(1)} = \underline{I}'_{2(1)} \cdot \underline{Z}'_{2(1)} , \quad (3.116)$$

unde, pentru cazul general al coliviilor multiple este valabilă relația:

$$\underline{I}'_{2(1)} = \sum_{\delta=1}^c \underline{I}'_{c\delta(1)} = \frac{\underline{U}_{e(1)}}{\underline{\Delta}_{(1)}} \sum_{\delta=1}^c \underline{\Delta}_{\delta(1)} . \quad (3.117)$$

#### Observații:

1. În relația (3.117), numărul de colivii, respectiv de bare rotorice/creștătură este egal cu "c". În cazul motoarelor cu puteri de până la 45 [kW], care fac obiectul tezei, c=1 (simplă colivie sau bară înaltă) sau c=2 (dublă colivie).
2. Expresiile celor doi determinați  $\underline{\Delta}_{(1)}$  și  $\underline{\Delta}_{\delta(1)}$  sunt date de relațiile (A1.34) și (A1.35) (v. anexa 1).
3. Întrucât în prima etapă interesează regimul stabilizat, fenomenele din rotor corespunzătoare fundamentalei prezintă pulsația  $\omega_{2(1)} = s \cdot \omega_1$ , unde s este alunecarea motorului corespunzătoare alimentării sinusoidale, în condițiile regimului staționar.

Dacă se introduce relația (3.117) în (3.116) se obține expresia impedanței echivalente a rotorului pe fază, redusă la stator, corespunzătoare fundamentalei, valabilă în situația considerării efectului pelicular:

$$\underline{Z}'_{2(1)} = \frac{\Delta_{(1)}}{\sum_{\delta=1}^c \Delta_{\delta(1)}} . \quad (3.118)$$

Cu aceasta se pot scrie relațiile de calcul pentru rezistența, respectiv reactanța fazei rotorice redusă la stator, corespunzătoare fundamentalei, ambele afectate de efectul pelicular:

$$\frac{R'_{2(1)}}{s_{(1)}} = \Re e \left[ \underline{Z}'_{2(1)} \right] , \quad (3.119)$$

$$X'_{2(1)} = \Im m \left[ \underline{Z}'_{2(1)} \right] . \quad (3.120)$$

Prin considerarea în alimentarea motorului doar a armonicii de ordin  $\nu$ , oarecare, se obțin expresii asemănătoare pentru parametrii rotorici corespunzători. Astfel:

$$\underline{Z}'_{2(\nu)} = \frac{\Delta_{(\nu)}}{\sum_{\delta=1}^c \Delta_{\delta(\nu)}} , \quad (3.121)$$

$$\frac{R'_{2(\nu)}}{s_{(\nu)}} = \Re e \left[ \underline{Z}'_{2(\nu)} \right] , \quad (3.122)$$

$$X'_{2(\nu)} = \Im m \left[ \underline{Z}'_{2(\nu)} \right] . \quad (3.123)$$

### **Observații:**

1. În anexa 3 este prezentat programul de calcul pentru parametrii menționați.
2. Rezultatele teoretice obținute prin rularea programului de calcul, pentru diferite tipuri de MAS din gama de puteri care face obiectul tezei, sunt prezentate și analizate în capitolul 4.

În continuare se consideră cazul real de alimentare al MAS prin CSF și se urmărește determinarea parametrilor echivalenți (corespunzători tuturor armonicilor, inclusiv fundamentalei) ai înfășurării rotorice.

Pentru început se va analiza cazul MAS cu colivie simplă, respectiv cu bare înalte. Astfel, rezistența unei faze rotorice corespunzătoare fundamentalei,  $R'_{2(1)}$ , precum

și rezistențele fazei rotorice corespunzătoare armonicilor superioare,  $R'_{2(v)}$  ( $v=Jm_r \pm k$ ), se înlocuiesc printr-o rezistență echivalentă  $R'_{2(CSF)}$ , în care se disipă aceeași parte din puterea activă ca și în cazul considerării celor "v" rezistențe. Această rezistență echivalentă se definește pentru frecvența fundamentalei și este străbătută de curentul  $I'_{2(CSF)}$ :

$$I'_{2(CSF)} = \sqrt{I'_{2(1)}{}^2 + \sum_{v \neq 1} I'_{2(v)}{}^2} \quad (3.124)$$

Intrucât la determinarea factorului global echivalent de modificare a rezistenței în c.a.,  $k_{r(CSF)}$ , s-a utilizat principiul conservării puterii active, este suficient ca pentru deducerea expresiei rezistenței echivalente rotorice să se pornească de la expresia factorului global.

Astfel, pentru rezistența echivalentă a fazei rotorice redusă la stator, corespunzătoare tuturor armonicilor, definită la frecvența fundamentalei, se poate scrie:

$$R'_{2(CSF)} = k_{r(CSF)} \cdot R'_{2c} + R'_{2i} \quad (3.125)$$

unde:

- $R'_{2c}$  – este rezistența, considerată la frecvența fundamentalei, a părții din înfășurarea fazei rotorice așezată în creștături și raportată la stator;
- $R'_{2i}$  – este rezistența, considerată la frecvența fundamentalei, a părții înfășurării rotorice cu efect pelicular neglijabil, raportată la stator;
- $k_{r(CSF)}$  – este factorul global de modificare a rezistenței înfășurării rotorice, având expresia dată de relația (3.80), în care se consideră  $c=1$ .

Pentru a urmări modificările pe care le suferă rezistența înfășurării rotorice în cazul alimentării MAS prin CSF, față de situația alimentării sinusoidale, se introduce factorul  $k_{R'_2}$ , definit astfel:

$$k_{R'_2} = \frac{R'_{2(CSF)}}{R'_2} \quad (3.126)$$

unde  $R'_2$  reprezintă rezistența înfășurării rotorice, raportată la stator, în cazul alimentării sinusoidale:

$$R'_2 = k_r R'_{2c} + R'_{2i} \quad (3.127)$$

în care  $k_r$  este factorul de modificare a rezistenței rotorice în c.a., în situația alimentării sinusoidale;  $k_r \cong k_{r(1)}$ , iar expresia de calcul este dată de relația (3.66), în care  $c=1$ .

Dacă se introduc relațiile (3.125) și (3.127) în (3.126) se obține:

$$k_{R'_2} = \frac{k_{r(CSF)} R'_{2c} + R'_{2i}}{k_r R'_{2c} + R'_{2i}} \quad (3.128)$$

Dacă se împarte și numărătorul și numitorul membrului doi al relației (3.128) cu  $k_r$  și apoi cu  $R'_{2c}$ , rezultă:

$$k_{R'_2} = \frac{\frac{k_{r(\text{CSF})}}{k_r} + \frac{R'_{2i}}{R'_{2c}} \cdot \frac{1}{k_r}}{1 + \frac{R'_{2i}}{R'_{2c}} \cdot \frac{1}{k_r}} = \frac{k_{kr} + r_2 \cdot \frac{1}{k_r}}{1 + r_2 \cdot \frac{1}{k_r}}, \quad (3.129)$$

unde:

$$r_2 = \frac{R'_{2i}}{R'_{2c}} \cong \text{const.}, \quad (3.129)$$

constantă pentru unul și același motor, la o frecvență a fundamentalei dată.

Așa cum s-a arătat în paragraful precedent (v. relația (3.92), pentru  $c=1$ ),  $k_{kr} > 1$ , de unde rezultă că și  $k_{R'_2} > 1$ , ceea ce înseamnă că și  $R'_{2(\text{CSF})} > R'_2$ .

Similar se procedează și în situația reactanței. Reactanța fazei rotorice corespunzătoare fundamentalei,  $X'_{2(1)}$ , precum și reactanțele corespunzătoare armonicilor superioare,  $X'_{2(v)}$ , se înlocuiesc cu o reactanță echivalentă  $X'_{2(\text{CSF})}$ , respectând principiul conservării puterii reactive în înfășurarea rotorică. Procedând la fel ca și în cazul rezistenței rotorice, se poate scrie:

$$k_{X'_2} = \frac{X'_{2(\text{CSF})}}{X'_2}, \quad (3.131)$$

unde  $X'_{2(\text{CSF})}$  este reactanța echivalentă a fazei rotorice, redusă la stator, corespunzătoare tuturor armonicilor, inclusiv fundamentalei, determinată la frecvența funamentalei și are expresia:

$$X'_{2(\text{CSF})} = k_{X(\text{CSF})} X'_{2c} + X'_{2i}, \quad (3.132)$$

iar  $X'_2$  este reactanța fazei rotorice redusă la stator, ce caracterizează MAS în cazul alimentării sinusoidale:

$$X'_2 = k_X X'_{2c} + X'_{2i}. \quad (3.133)$$

În relațiile (3.132) și (3.133) s-au notat:

$X'_{2c}$  - reactanța părții din înfășurarea rotorică așezată în creștături, redusă la stator, în care se manifestă efectul pelicular;

$X'_{2i}$  - reactanța părții din înfășurarea fazei rotorice în care efectul pelicular se poate neglija;

$k_{X(\text{CSF})}$  - este definit cu ajutorul relației (3.91), iar  $k_X$  de relația (3.67), în ambele expresii considerându-se  $c \cong 1$ .

Ținând cont de relațiile (3.132) și (3.133), relația (3.131) devine:

$$k_{X'_2} = \frac{k_{X(\text{CSF})}X'_{2c} + X'_{2i}}{k_X X'_{2c} + X'_{2i}} = \frac{\frac{k_{X(\text{CSF})}}{k_X} + \frac{X'_{2i}}{X'_{2c}} \cdot \frac{1}{k_X}}{1 + \frac{X'_{2i}}{X'_{2c}} \cdot \frac{1}{k_X}} = \frac{k_{k_X} + x_2 \frac{1}{k_X}}{1 + x_2 \frac{1}{k_X}}, \quad (3.134)$$

unde:

$$x_2 = \frac{X'_{2i}}{X'_{2c}}, \quad (3.135)$$

este o constantă pentru unul și același motor, la o frecvență dată a fundamentalei.

În paragraful precedent s-a arătat că  $k_{k_X} < 1$  (v. și relația (3.93) în care  $c=1$ , având drept consecințe  $k_{X'_2} < 1$  și  $X'_{2(\text{CSF})} < X'_2$ .

Cu acestea, impedanța unei faze rotorice raportată la stator, în cazul alimentării MAS prin CSF primește forma:

$$\underline{Z}'_{2(\text{CSF})} = \frac{R'_{2(\text{CSF})}}{s_{(\text{CSF})}} + jX'_{2(\text{CSF})}, \quad (3.136)$$

în care:

$$s_{(\text{CSF})} = \frac{R'_{2(\text{CSF})}I'_{2(\text{CSF})}}{U_{e1(\text{CSF})}}. \quad (3.137)$$

În relația (3.171) avem:

$$U_{e1(\text{CSF})} = \sqrt{U_{e1(l)}^2 + \sum_{v \neq 1} U_{e1(v)}^2}. \quad (3.138)$$

În cazul MAS cu colivie dublă, determinarea parametrilor rotorici se impune pentru ambele colivii. Principiul de calcul al acestora își păstrează valabilitatea din cazul prezentat anterior, cel al motoarelor de inducție cu simplă colivie, respectiv cu colivie cu bare înalte, cu o singură observație: în relațiile de determinare a lui  $k_{r\delta(l)}$ ,  $k_{x\delta(l)}$ ,  $k_{r\delta(v)}$ ,  $k_{x\delta(v)}$ ,  $k_{r\delta(\text{CSF})}$ , respectiv  $k_{x\delta(\text{CSF})}$ , se consideră  $c=2$  (pentru  $\delta=1$  rezultă colivia de lucru, iar pentru  $\delta=c=2$  se obține colivia de pornire).

Aplicând principiul conservării puterilor activă și reactivă, s-au determinat expresiile de calcul pentru rezistența echivalentă  $R'_{2(\text{CSF})}$ , respectiv reactanța echivalentă,  $X'_{2(\text{CSF})}$ , corespunzătoare fazei rotorice, în condițiile fenomenului de refulare. Ambii parametri au fost determinați în funcție de frecvența fundamentalei. Comparând acești parametri echivalenți ai MAS alimentate prin CSF cu parametrii corespunzători alimentării sinusoidale a motorului, se constată că rezistența fazei rotorice suferă o creștere, iar reactanța o scădere, în comparație cu cazul regimului sinusoidal. Determinarea cantitativă a acestor parametri, pentru diferite tipuri de motoare (din gama 0 – 45 [kW]) este prezentată în capitolul de “rezultate”, 4.

### 3.4.2.2. Considerarea etapei de pornire

Relațiile stabilite la tratarea regimului staționar (de la (3.115) la (3.138) își păstrează valabilitatea, la fel și concluziile, cu o singură observație:

$$s_{(CSF)} = s_{(1)} = s_{(v)} = s = 1 . \quad (3.139)$$

## 3.5. Influența alimentării prin CSF a MAS trifazate cu rotorul în colivie asupra caracteristicii cuplului. Determinarea factorului de putere.

### 3.5.1. Analiza cuplurilor armonice

Prezența armonicilor superioare de timp în alimentarea MAS au ca efect apariția unor cupluri armonice suplimentare față de situația regimului sinusoidal, influențând într-o măsură mai mică sau mai mare caracteristica mecanică a motorului. Aceste cupluri suplimentare sunt de două tipuri: cupluri armonice asincrone și cupluri armonice pulsatorii. În continuare se analizează separat cele două categorii de cupluri armonice care apar suplimentar față de cazul alimentării sinusoidale a MAS.

Raționamentele care urmează au ca punct de plecare ipotezele simplificatoare stabilite în cadrul paragrafului 3.1, la care se adaugă neglijarea efectului armonicilor superioare de spațiu.

#### a). Cupluri armonice asincrone

Aceste cupluri sunt cauzate de interacțiunea dintre fluxurile câmpurilor armonice de același ordin  $v$  și curenții corespunzători, produși de aceste câmpuri în înfășurarea rotorică.

Pentru început, se consideră prezentă în alimentarea motorului doar fundamentală. Cuplul corespunzător acesteia,  $M_{(1)}$ , cauzat de interacțiunea dintre fluxul câmpului magnetic fundamental din întrefier și curentul din înfășurarea indusului corespondent, are expresia cunoscută, [D4]:

$$M_{(1)} = \frac{3p}{\omega_{(1)}} \cdot \frac{R_{2(1)}}{s_{(1)}} \cdot I_{2(1)}^2 , \quad (3.140)$$

unde  $\omega_{1(l)}$  este pulsația câmpului magnetic învârtitor corespunzător fundamentalei.

Similar, pentru cuplul asincron corespunzător armoniciei de ordin  $\nu$ , determinat de interacțiunea armonicilor stator-rotor de același ordin, în ipoteza în care în alimentarea motorului se consideră prezentă doar aceasta, se obține:

$$M_{(\nu)} = \pm \frac{3p}{\omega_{1(\nu)}} \cdot \frac{R'_{2(\nu)}}{s_{(\nu)}} \cdot I_{2(\nu)}'^2, \quad (3.141)$$

unde  $\omega_{1(\nu)} = \nu\omega_1$  este pulsația câmpului magnetic învârtitor corespunzător armoniciei de ordin  $\nu$ .

**Observație:**

În relația (3.141), semnul (+) corespunde câmpului magnetic învârtitor de succesiune directă, iar semnul (-) corespunde câmpului magnetic învârtitor de succesiune inversă.

Pentru a analiza ponderea pe care o are cuplul corespunzător de ordin  $\nu$  în raport cu cuplul fundamentalei, se împarte relația (3.140) la relația (3.141), [M10]. Se obține:

$$\frac{M_{(\nu)}}{M_{(l)}} = \pm \frac{\frac{3p}{\nu\omega_{1(l)}} \cdot \frac{R'_{2(\nu)}}{s_{(\nu)}} \cdot I_{2(\nu)}'^2}{\frac{3p}{\omega_{1(l)}} \cdot \frac{R'_{2(l)}}{s_{(l)}} \cdot I_{2(l)}'^2} = \pm \frac{1}{\nu} \cdot \frac{R'_{2(\nu)}}{R'_{2(l)}} \cdot \frac{s_{(l)}}{s_{(\nu)}} \cdot \left( \frac{I'_{2(\nu)}}{I'_{2(l)}} \right)^2. \quad (3.142)$$

Conform relației (3.183) (v. paragraful 3.6.1):

$$\frac{I'_{2(\nu)}}{I'_{2(l)}} \cong \frac{1}{\nu} \cdot \frac{1}{f_{1r} \cdot x_{sc}^*} \cdot \frac{U_{1(\nu)}}{U_{1(l)}}, \quad (3.143)$$

unde  $x_{sc}^*$  reprezintă impedanța de scurtcircuit raportată, măsurată la frecvența  $f_1=f_{1n}$  ( $f_{1n}$  este de obicei egal cu 50 [Hz]).

Înlocuind relația (3.143) în (3.142) se obține:

$$\begin{aligned} \frac{M_{(\nu)}}{M_{(l)}} &= \pm \frac{1}{\nu} \cdot \frac{R'_{2(\nu)}}{R'_{2(l)}} \cdot \frac{s_{(l)}}{s_{(\nu)}} \cdot \left( \frac{1}{\nu} \cdot \frac{1}{f_{1r} \cdot x_{sc}^*} \cdot \frac{U_{1(\nu)}}{U_{1(l)}} \right)^2 = \\ &= \pm \frac{1}{\nu^3} \cdot \frac{s_{(l)}}{s_{(\nu)}} \cdot \left( \frac{1}{f_{1r} \cdot x_{sc}^*} \right)^2 \cdot \frac{R'_{2(\nu)}}{R'_{2(l)}} \cdot \left( \frac{U_{1(\nu)}}{U_{1(l)}} \right)^2. \end{aligned} \quad (3.144)$$



Ținând cont de relațiile (3.119) și (3.122), relația (3.144) poate fi scrisă și sub forma:

$$\frac{M_{(v)}}{M_{(1)}} = \pm \frac{1}{v^3} \cdot \frac{\Re[Z'_{2(v)}]}{\Re[Z'_{2(1)}]} \left( \frac{1}{f_{1r} \cdot x_{sc}^*} \right)^2 \cdot \left( \frac{U_{1(v)}}{U_{1(1)}} \right)^2. \quad (3.145)$$

Analizând relația (3.144), se poate observa ponderea mică pe care cuplul corespunzător armonicii de ordin  $v$  o are în raport cu cuplul fundamentalei.

Astfel, spre exemplificare, considerând  $s_{(1)}=0,04$  [Hz],  $f_1=50$ [Hz] și luând în studiu perechea de armonici 7 (de succesiune inversă) și 11 (de succesiune directă) – ordinul armonicilor se obține din relația  $v=m_r \pm 2$ , considerând  $m_r=9$ ; semnul (+) corespunde succesiunii directe, iar semnul (-) succesiunii inverse (v. cap. 2) – din relația (3.115) și (3.15) rezultă:

$$f_{1r} = \frac{f_1}{f_{1L}} = \frac{50}{50} = 1, \quad (3.146)$$

$$s_{(7)} = 1 + \frac{1}{v} - \frac{s_{(1)}}{v} = 1 + \frac{1}{7} - \frac{0,04}{7} = 1,137, \quad (3.147)$$

$$s_{(11)} = 1 - \frac{1}{v} + \frac{s_{(1)}}{v} = 1 - \frac{1}{11} + \frac{0,04}{11} = 0,912. \quad (3.148)$$

Considerând pentru  $x_{sc}^*$  valoarea 0,1 (pentru puterile care fac obiectivul tezei,  $x_{sc}^* \in [0,05 \div 0,2]$ ), măsurată la frecvența de lucru a fundamentalei și luând pentru  $R'_{2(v)}/R'_{2(1)}$  valoarea 3 [11], se obține:

$$\frac{M_{(7)}}{M_{(1)}} = -\frac{1}{7^3} \cdot 3 \cdot \frac{0,04}{1,137} \cdot 0,217^2 \cdot \left( \frac{1}{1 \cdot 0,1} \right)^2 \approx -0,0015, \quad (3.149)$$

și

$$\frac{M_{(11)}}{M_{(1)}} = +\frac{1}{11^3} \cdot 3 \cdot \frac{0,04}{0,912} \cdot 0,217^2 \cdot \left( \frac{1}{1 \cdot 0,1} \right)^2 \approx -0,00046. \quad (3.150)$$

**Observație:**

În relațiile (3.149) și (3.150) s-a considerat  $m_r=9$ ,  $m_a=0,6$ , de unde, folosind rezultatele tabelului 2.2 s-a obținut  $\frac{U_{1(7)}}{U_{1(1)}} = \frac{U_{1(11)}}{U_{1(1)}} = 0,217$ .

### Concluzie:

Ținând cont de valorile obținute în condițiile regimului nominal (date de relațiile (3.149) și (3.150)), pentru armonici de ordin mai mare, ponderea cuplurilor corespunzătoare este și mai mică și luând în considerare faptul că armonicile perechi (în exemplul de mai sus 7 și 11) rotesc în sensuri opuse, realizând și o oarecare anulare reciprocă, se poate admite că aceste cupluri asincrone suplimentare, care apar datorită prezenței CSF, nu aduc modificări esențiale curbei cuplului fundamental, deci se pot neglija. Per global, în literatura de specialitate se indică faptul că reducerea cuplului fundamentalei datorită armonicilor superioare este în jur de 1 [%], [M5].

În capitolul 4 se prezintă calculele pentru exemple concrete de motoare, realizându-se totodată și o paralelă cu rezultatele obținute în urma măsurărilor de laborator.

### b). Cupluri armonice pulsatorii

Cuplurile armonice pulsatorii sunt cauzate de interacțiunea dintre fluxurile câmpurilor învârtitoare de ordin  $\nu$  (inclusiv fundamentala) și curenții armonici din rotor de ordin diferit,  $\nu' \neq \nu$ . Această categorie de cupluri este amplu tratată în literatura de specialitate [M5, M1]. Pentru unitatea studiului de față, în cele ce urmează voi prezenta sintetic principalele concluzii referitoare la cuplurile armonice pulsatorii ce rezultă din [M5, M1]:

1. Întrucât valorile fluxurilor magnetice corespunzătoare armonicilor de ordin  $\nu$  din întrefier sunt relativ mici, cuplurile pulsatorii dominante sunt cele cauzate de interacțiunea dintre armonica fundamentală a câmpului din întrefier și curenții armonici de ordinul  $\nu'$  din rotor.
2. Cuplurile pulsatorii au frecvența curenților armonici din rotor, valoarea lor medie fiind însă zero.
3. Amplitudinea acestor cupluri pulsatorii este independentă de sarcină, suprapunându-se peste cuplul asincron produs de fundamentală.
4. Dacă frecvența de alimentare a MAS este ridicată ( $f_1 > f_{1n} = 50$  [Hz]), atunci când perioada cuplurilor pulsatorii este mult mai mică decât constanta de timp electromecanică a mașinii, efectul lor este practic nesesizabil. La viteze mici de rotație ale mașinii (frecvențe joase ale tensiunii de alimentare), cuplurile pulsatorii pot produce o mișcare sacadată sau în pași a rotorului mașinii, prezența lor practic limitând viteza inferioară la care mașina poate fi folosită. Punctul de limitare a vitezei depinde de inerția întregului sistem.

### 3.5.2. Determinarea factorului de putere

Pentru început, în alimentarea MAS se consideră prezentă doar fundamentală. În această situație, puterea activă absorbită de motor (v. fig. 3.1a), în cazul intercalării unui CSF este aceeași ca și în cazul alimentării sinusoidale [D4]:

$$P_{1(t)} = 3U_{1(t)}I_{1(t)} \cos \varphi_{1(t)} = 3U_1I_1 \cos \varphi_1 = P_1 . \quad (3.151)$$

Similar, dacă în alimentarea motorului este prezentă doar armonică de ordin  $\nu$  (fig. 3.1b), puterea activă absorbită de motor este:

$$P_{1(\nu)} = 3U_{1(\nu)}I_{1(\nu)} \cos \varphi_{1(\nu)} , \quad (3.152)$$

unde  $\cos \varphi_{1(\nu)}$  reprezintă factorul de putere corespunzător armonicii de ordin  $\nu$ , având expresia, [P2, G2]:

$$\cos \varphi_{1(\nu)} = \frac{R_{1(\nu)} + \frac{R'_{2(\nu)}}{s(\nu)}}{\sqrt{\left(R_{1(\nu)} + \frac{R'_{2(\nu)}}{s(\nu)}\right)^2 + \left(X_{1(\nu)} + X'_{2(\nu)}\right)^2}} . \quad (3.153)$$

Dacă se ține seama de relațiile (3.96), (3.97), (3.122) și (3.123), se poate scrie:

$$\cos \varphi_{1(\nu)} = \frac{R_{1(\nu)} + \Re[Z'_{2(\nu)}]}{\sqrt{\left(R_{1(\nu)} + \Re[Z'_{2(\nu)}]\right)^2 + \left(X_{1(\nu)} + \Im[Z'_{2(\nu)}]\right)^2}} . \quad (3.154)$$

La deducerea relațiilor (3.153) și (3.154) s-a neglijat influența parametrilor circuitului de magnetizare. La obținerea relației (3.154) s-a ținut însă cont de influența efectului pelicular asupra parametrilor înfășurării rotorice.

Se poate observa că valoarea lui  $\cos \varphi_{1(\nu)}$ , dată de relația (3.154) este foarte mică, deci curenții produși de armonicile superioare sunt aproape pur inductivi, cu toate urmările ce decurg de aici: micșorarea factorului de putere, a randamentului și a cuplului maxim ce poate fi dezvoltat de motor.

Dacă se consideră cazul real, în care în alimentarea motorului sunt prezente atât fundamentală cât și armonicile superioare de timp de ordin  $\nu$  (regim nesinusoidal), puterea activă absorbită de motor  $P_{1(\text{CSF})}$  se definește, ca și în regim sinusoidal, ca media pe o perioadă a puterii momentane. Se obține expresia:

$$P_{1(\text{CSF})} = \frac{1}{T} \int_0^T p \cdot dt = \sum_{\nu=1} U_{1(\nu)}I_{1(\nu)} \cos \varphi_{1(\nu)} = U_1I_1 \cos \varphi_1 + \sum_{\nu \neq 1} U_{1(\nu)}I_{1(\nu)} \cos \varphi_{1(\nu)} . \quad (3.155)$$

Prin urmare, puterea activă absorbită de motor în cazul alimentării sale prin CSF este egală cu suma puterilor active, corespunzătoare fiecărei armonici (se regăsește principiul superpoziției efectelor).

Puterea aparentă se poate defini și în regim nesinusoidal, prin produsul valorilor efective ale tensiunii aplicate și curentului:

$$S_{1(\text{CSF})} = U_{1(\text{CSF})} \cdot I_{1(\text{CSF})} , \quad (3.156)$$

unde:

$$U_{1(\text{CSF})} = \sqrt{U_{1(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} U_{1(v)}^2} , \quad (3.156')$$

și

$$I_{1(\text{CSF})} = \sqrt{I_{1(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} I_{1(v)}^2} . \quad (3.156'')$$

Factorul de putere în regim deformant se definește prin raportul dintre puterea activă și puterea aparentă [Ș1]:

$$\Delta_{(\text{CSF})} = \frac{P_{1(\text{CSF})}}{S_{1(\text{CSF})}} = \frac{P_{1(\text{CSF})}}{U_{1(\text{CSF})} I_{1(\text{CSF})}} , \quad (3.157)$$

care, dacă se ține seama de relațiile (3.155), (3.156') și (3.156''), devine:

$$\Delta_{(\text{CSF})} = \frac{U_1 I_1 \cos \varphi_1 + \sum_{v \neq 1} U_{1(v)} I_{1(v)} \cos \varphi_{1(v)}}{\sqrt{U_{1(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} U_{1(v)}^2} \cdot \sqrt{I_{1(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} I_{1(v)}^2}} . \quad (3.158)$$

Deoarece  $\Delta_{(\text{CSF})} \leq 1$ , formal (noțiunea de defazaj are înțeles real numai între mărimi armonice), factorului de putere  $\Delta_{(\text{CSF})}$  i se poate asocia un unghi  $\varphi_{1(\text{CSF})}$ , astfel ales încât:

$$\cos \varphi_{1(\text{CSF})} = \Delta_{(\text{CSF})} . \quad (3.159)$$

Cu aceasta, relația (3.158) se poate scrie sub forma:

$$\cos \varphi_{1(\text{CSF})} = \frac{U_1 I_1 \cos \varphi_1 + \sum_{v \neq 1} U_{1(v)} I_{1(v)} \cos \varphi_{1(v)}}{\sqrt{U_{1(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} U_{1(v)}^2} \cdot \sqrt{I_{1(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} I_{1(v)}^2}} . \quad (3.160)$$

Relația (3.160) poate fi scrisă și sub forma:

$$\cos \varphi_{1(\text{CSF})} = \frac{\cos \varphi_1 + \sum_{v \neq 1} \frac{U_{1(v)}}{U_{1(1)}} \frac{I_{1(v)}}{I_1} \cos \varphi_{1(v)}}{\sqrt{1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{U_{1(v)}}{U_{1(1)}} \right)^2} \cdot \sqrt{1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{I_{1(v)}}{I_{1(1)}} \right)^2}} \quad (3.161)$$

Dacă se ține seama de relația (3.183) (v. paragraful 3.6.1):

$$\frac{I_{1(v)}}{I_{1(1)}} = \frac{1}{v} \cdot \frac{1}{f_{1r} \cdot X_{sc}^*} \cdot \frac{U_{1(v)}}{U_{1(1)}}, \quad (3.162)$$

unde  $x_{sc}^*$  reprezintă impedanța de scurtcircuit raportată, măsurată la frecvența  $f_1 = f_{1m}$ , unde  $f_{1m}$  este de obicei egal cu 50 [Hz], atunci relația (3.161) devine:

$$\cos \varphi_{1(\text{CSF})} = \frac{\cos \varphi_1 + \sum_{v \neq 1} \frac{1}{v} \cdot \frac{1}{f_{1r} \cdot X_{sc}^*} \cdot \left( \frac{U_{1(v)}}{U_{1(1)}} \right)^2 \cos \varphi_{1(v)}}{\sqrt{\left[ 1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{U_{1(v)}}{U_{1(1)}} \right)^2 \right] \cdot \left[ 1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{1}{v} \cdot \frac{1}{f_{1r} \cdot X_{sc}^*} \cdot \frac{U_{1(v)}}{U_{1(1)}} \right)^2 \right]}} \quad (3.163)$$

În relația (3.163), valoarea raportului  $\frac{U_{1(v)}}{U_{1(1)}}$ , pentru diferite armonici superioare de timp de ordin  $v$ , se regăsește în tabelul 2.2. Prin urmare, dacă se cunosc datele motorului corespunzătoare alimentării sinusoidale ( $U_1$ ,  $\cos \varphi_1$ ,  $R_1$ ,  $R'_2$ ,  $X_1$ ,  $X'_2$ ,  $x_{sc}^*$ ), influența refulării asupra parametrilor înfășurării rotorice, respectiv datele caracteristice tipului de modulare PWM folosit ( $m_f$ ,  $v$ ,  $\frac{U_{1(v)}}{U_{1(1)}}$ ), cu ajutorul relației (3.163) se poate determina factorul de putere al MAS în cazul alimentării acestuia prin CSF.

O importanță deosebită pentru studiul de față o prezintă compararea factorului de putere ce caracterizează MAS alimentată prin CSF,  $\cos \varphi_{1(\text{CSF})}$ , cu factorul de putere al MAS alimentat direct de la rețea,  $\cos \varphi_1$ . Pentru aceasta, se raportează  $\cos \varphi_{1(\text{CSF})}$  la  $\cos \varphi_1$ :

$$k_{\cos \varphi_1} = \frac{\cos \varphi_{1(\text{CSF})}}{\cos \varphi_1}, \quad (3.164)$$

$k_{\cos \varphi_1}$  fiind factorul care pune în evidență modificarea pe care o suferă factorul de putere al motorului în cazul alimentării prin CSF (față de regimul sinusoidal). Din relația (3.197) se obține:

$$k_{\cos\varphi_1} = \frac{\cos\varphi_{1(\text{CSF})}}{\cos\varphi_1} = \frac{1 + \sum_{v \neq 1} \left[ \frac{1}{v} \cdot \frac{1}{f_{1r} \cdot X_{sc}^*} \cdot \left( \frac{U_{1(v)}}{U_{1(1)}} \right)^2 \frac{\cos\varphi_{1(v)}}{\cos\varphi_1} \right]}{\sqrt{\left[ 1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{U_{1(v)}}{U_{1(1)}} \right)^2 \right] \cdot \left[ 1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{1}{v} \cdot \frac{1}{f_{1r} \cdot X_{sc}^*} \cdot \frac{U_{1(v)}}{U_{1(1)}} \right)^2 \right]}}. \quad (3.165)$$

La o analiză sumară a relației (3.165) și ținând cont și de valoarea mică pe care o prezintă  $\cos\varphi_{1(v)}$  (v. rel. (3.154)), se poate observa cu ușurință că:

$$k_{\cos\varphi_1} < 1. \quad (3.166)$$

### Concluzie:

În situația alimentării MAS prin CSF are loc o micșorare a factorului de putere față de cazul alimentării sinusoidale. Măsura în care este înrăutățit factorul de putere în primul caz depinde de ponderea armonicilor superioare. Analiza calitativ-cantitativă este detaliată în capitolul 4.

## 3.6. Studiul pierderilor în MAS trifazate cu rotor în colivie, de putere mică și medie, alimentate prin CSF. Determinarea randamentului mașinii.

Dacă alimentarea MAS se face prin intermediul unui convertor static de frecvență, atât parametrii săi cât și mărimile sale funcționale se modifică, mai mult sau mai puțin, față de cele din cazul alimentării direct de la rețea, sinusoidale (v. paragrafele 3.4 și 3.5), ca urmare a prezenței în unda tensiunii de la intrare a unor armonici superioare, de ordin  $v=Jm \pm k$ , unde  $J=1, 2, \dots$ ;  $k \in \mathbf{Z}$ , par dacă  $J$  este impar și impar dacă  $J$  este par. Ca urmare, comportarea termică a mașinii, precum și eficiența conversiei energiei electrice vor fi diferite față de cazul funcționării acesteia în regim sinusoidal. În acest context, un studiu comparativ al pierderilor în mașină în cele două situații diferite din punct de vedere al alimentării (sinusoidală și deformantă) prezintă o importanță deosebită.

În cadrul acestui paragraf voi studia modul în care sunt influențate pierderile de natură electrică și magnetică din mașinile de inducție trifazate cu rotorul în scurtcircuit, de putere mică și medie, alimentate prin CSF. Raționamentele care urmează se bazează pe principiul superpoziției efectelor cu menținerea, în continuare, a ipotezei simplificatoare de neglijare a efectului saturației.

Se cunoaște din literatura de specialitate (de exemplu [D4]), că pierderile de natură electrică se datorează efectului Joule-Lenz în conductoarele/barele înfășurărilor parcurse de curenți, iar pierderile de natură magnetică sunt produse prin histerezis și

curenți turbionari în circuitul magnetic, adică în materialele magnetice prin care se închid liniile câmpului magnetic variabil în timp. În continuare voi analiza fiecare componentă a pierderilor în parte, [M8] ([M8] este o lurare a subsemnatului).

### 3.6.1. Analiza pierderilor electrice în MAS alimentate prin CSF

#### 3.6.1.1. Pierderile electrice în înfășurarea statorică

În cazul MAS trifazate de putere mică și medie, alimentate de la rețea, pierderile electrice în înfășurarea statorică,  $p_{\text{Cul}}$ , se calculează conform relației, [D4]:

$$p_{\text{Cul}} = 3I_1^2 R_1, \quad (3.167)$$

unde  $R_1$  este rezistența unei faze statorice, iar  $I_1$  reprezintă valoarea efectivă a curentului care străbate înfășurarea statorică (curent de fază).

La mașinile de putere mică și medie, de până la 45 [kW], influența efectului pelicular în înfășurarea statorică este neglijabilă (v. paragrafele 3.3 și 3.4), astfel încât rezistența  $R_1$  poate fi considerată cea măsurată în c.c.. La mașinile de putere mare, care nu fac obiectul de studiu al tezei de față, trebuie însă ținut cont și de modificările pe care le suferă valoarea rezistenței  $R_1$  din c.c., datorită refulării curentului.

În situația MAS alimentate prin CSF, datorită prezenței armonicilor superioare de timp, pierderile electrice din înfășurarea statorică se calculează astfel:

$$P_{\text{Cul(CSF)}} = P_{\text{Cul(1)}} + \sum_{v \neq 1} P_{\text{Cul(v)}}. \quad (3.168)$$

La scrierea relației (3.168) se regăsește principiul superpoziției efectelor, conform căruia pierderile electrice totale din înfășurarea statorică sunt compuse din suma pierderilor electrice cauzate de fiecare armonică de timp de ordin  $v$  în parte, inclusiv fundamentală.

În relația (3.168), dacă se ține cont de relațiile (3.12) și (3.16), rezultă:

$$\begin{aligned} P_{\text{Cul(1)}} &= 3R_{1(1)} I_{1(1)}^2 = 3R_1 I_{1(1)}^2; \\ P_{\text{Cul(v)}} &= 3R_{1(v)} I_{1(v)}^2 = 3R_1 I_{1(v)}^2. \end{aligned} \quad (3.169)$$

Înlocuind relațiile (3.169) în (3.168) se obține:

$$P_{\text{Cul(CSF)}} = 3R_1 I_{1(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} 3R_1 I_{1(v)}^2 = 3R_1 I_{1(1)}^2 \left[ 1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{I_{1(v)}}{I_{1(1)}} \right)^2 \right]. \quad (3.170)$$

Dacă se notează:

$$k_{I(1,v)} = \frac{I_{1(v)}}{I_{1(1)}}, \quad (3.171)$$

relația (3.170) devine:

$$P_{\text{Cul(CSF)}} = 3R_1 I_{1(1)}^2 \left( 1 + \sum_{v \neq 1} k_{I(1,v)}^2 \right), \quad (3.172)$$

unde  $k_{I(1,v)}$  este un factor care arată influența pe care o au armonicile de curent  $I_{1(v)}$  (raportate la fundamentala curentului  $I_{1(1)}$ ) asupra pierderilor din bobinajul statoric.

Pentru a analiza influența alimentării MAS prin CSF asupra pierderilor electrice statorice, se raportează pierderile electrice din înfășurarea statorică ce apar în cazul alimentării MAS prin CSF,  $P_{\text{Cul(CSF)}}$ , la pierderile electrice care apar în aceeași înfășurare, dar în condițiile regimului sinusoidal,  $P_{\text{Cul}}$ . Se obține:

$$\frac{P_{\text{Cul(CSF)}}}{P_{\text{Cul}}} = \frac{3R_1 I_{1(1)}^2 \left( 1 + \sum_{v \neq 1} k_{I(1,v)}^2 \right)}{3R_1 I_1^2}. \quad (3.173)$$

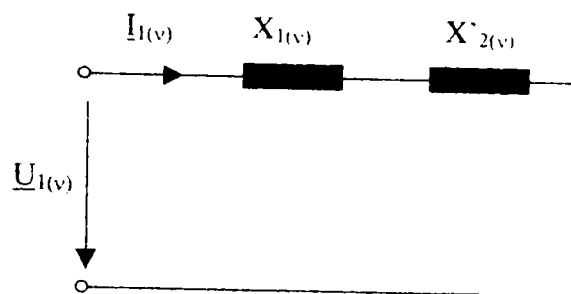
Dacă se ține cont că  $I_1 = I_{1(1)}$ , relația (3.173) devine:

$$\frac{P_{\text{Cul(CSF)}}}{P_{\text{Cul}}} = 1 + \sum_{v \neq 1} k_{I(1,v)}^2 = k_{\text{Cul}}, \quad (3.174)$$

unde  $k_{\text{Cul}}$  reprezintă factorul global de creștere a pierderilor electrice în înfășurarea statorică în cazul alimentării MAS prin CSF, față de regimul sinusoidal.

Pentru a putea evalua cantitativ factorul  $k_{\text{Cul}}$  este necesară determinarea fiecărui factor  $k_{I(1,v)}$  în parte. În vederea realizării acestui deziderat se recurge la o analiză simplificată a curenților statorici corespunzători armonicilor de timp de ordin  $v$ , pe baza unei scheme simplificate a MAS, prezentată în fig. 3.3. Această schemă s-a obținut din schema echivalentă a MAS în cazul alimentării prin CSF, valabilă pentru armonica de timp de ordin  $v$ , prezentată în fig. 3.1b, în care s-au considerat următoarele simplificări: la frecvențe înalte se pot neglija rezistențele  $R_{1(v)}$  și  $R'_{2(v)}$ , întrucât ponderea acestora pentru  $s_{(v)}$  - practic egală cu unitatea - este mult mai redusă decât a reactanțelor de scăpări  $X_{1(v)}$  și  $X'_{2(v)}$ . De asemenea, ponderea curentului de magnetizare poate fi neglijată față de curentul statoric, respectiv rotoric ( $R_{m(v)}$  și  $X_{m(v)} \approx \infty$ ), [M5, M1].





**Fig. 3.3.** Schema echivalentă simplificată a MAS alimentat prin CSF, valabilă pentru armonică de timp de ordin  $v$ .

Analizând schema simplificată din fig. 3.3, se constată că, din punctul de vedere al armonicilor superioare, mașina poate fi văzută ca o singură impedanță cu caracter reactiv:

$$X_{(v)} = X_{1(v)} + X'_{2(v)} = v \cdot \frac{f_1}{f_{1L}} \cdot (X_1 + X'_2) = v \cdot f_{1r} \cdot (X_1 + X'_2), \quad (3.175)$$

unde  $f_1$  este frecvența de lucru a fundamentalei,  $f_{1L}$  fiind frecvența fundamentalei la care s-au determinat reactanțele  $X_1$  și  $X'_2$ .

Dacă se ține seama de faptul că, [B5]:

$$X_{sc} = X_1 + X'_2 \quad (3.176)$$

este reactanța de scurtcircuit a MAS, determinată la frecvența  $f_{1L}$ , atunci relația (3.175) devine:

$$X_{(v)} = v f_{1r} X_{sc}. \quad (3.177)$$

### **Observații:**

1. Dacă reactanța de scurtcircuit a mașinii se determină la frecvența de lucru a fundamentalei ( $f_1=f_{1L}$ ), atunci  $f_{1r}=1$  și relația (3.177) devine:

$$X_{(v)} = v \cdot X_{sc}. \quad (3.178)$$

2. De obicei reactanța de scurtcircuit a mașinii se determină la frecvența nominală a fundamentalei,  $f_{1L}=f_{1n}=50$  [Hz], situație în care  $f_{1r}=a$  (v. relația (3.11)). Cu acestea, curentul statoric corespunzător armoniciei de ordin  $v$  poate fi scris sub forma:

$$I_{1(v)} = \frac{U_{1(v)}}{X_{(v)}} = \frac{U_{1(v)}}{v \cdot f_{1r} \cdot X_{sc}}. \quad (3.179)$$

Curentul statoric corespunzător fundamentalei are expresia:

$$I_{1(l)} = \frac{U_{1(l)}}{Z_{(l)}}, \quad (3.180)$$

unde  $Z_{(l)}$  reprezintă impedanța de bază a mașinii, corespunzător frecvenței fundamentalei  $f_1$ .

Prin împărțirea relațiilor (3.179) și (3.180) se obține:

$$k_{I(1,v)} = \frac{I_{1(v)}}{I_{1(l)}} = \frac{U_{1(v)}}{v \cdot f_{1r} \cdot X_{sc}} \cdot \frac{Z_{(l)}}{U_{1(l)}} = \frac{U_{1(v)}}{U_{1(l)}} \cdot \frac{1}{v \cdot f_{1r}} \cdot \frac{1}{\frac{X_{sc}}{Z_{(l)}}}. \quad (3.181)$$

Dacă se notează reactanța de scurtcircuit raportată cu:

$$x_{sc}^* = \frac{X_{sc}}{Z_{(l)}}, \quad (3.182)$$

relația (3.181) devine:

$$k_{I(1,v)} = \frac{U_{1(v)}}{U_{1(l)}} \cdot \frac{1}{v \cdot f_{1r}} \cdot \frac{1}{x_{sc}^*}. \quad (3.183)$$

Introducând relația (3.183) în relația (3.174) se obține expresia finală a factorului global de creștere a pierderilor electrice în înfășurarea statorică în cazul alimentării MAS prin CSF, față de situația alimentării sinusoidale, sub forma:

$$k_{Cul} = 1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{U_{1(v)}}{U_{1(l)}} \cdot \frac{1}{v \cdot f_{1r}} \cdot \frac{1}{x_{sc}^*} \right)^2. \quad (3.184)$$

Intrucât pentru una și aceeași mașină  $x_{sc}^*$  este constantă (a se vedea relațiile de definire a acesteia: (3.176) și (3.182)), relația (3.184) poate fi scrisă și sub forma:

$$k_{Cul} = 1 + \left( \frac{1}{x_{sc}^*} \right)^2 \cdot \sum_{v \neq 1} \left( \frac{U_{1(v)}}{U_{1(l)}} \cdot \frac{1}{v \cdot f_{1r}} \right)^2. \quad (3.185)$$

### Concluzie:

Analizând relația (3.185), se poate constata că factorul global de creștere a pierderilor electrice în înfășurarea statorică este supraunitar și prin aceasta, implicit, pierderile electrice din această înfășurare, în cazul alimentării MAS prin CSF, suferă o creștere față de situația regimului sinusoidal. Valoarea factorului  $k_{Cul}$  este determinată de valoarea raportului  $\frac{U_{1(v)}}{U_{1(l)}}$ , de ordinul armonicilor de timp  $v$ , de frecvența de lucru a

fundamentalei raportată la frecvența fundamentalei la care se determină reactanța de scurtcircuit a mașinii, precum și de valoarea reactanței de scurtcircuit raportată a acesteia.

Valoarea raportului  $\frac{U_{1(v)}}{U_{1(1)}}$  depinde de tehnica de modulare folosită. În cazul utilizării modulării prin lățime de puls (PWM), cea care este considerată în lucrarea de față, valoarea acestui raport este prezentată sintetizat în tabelul 2.2 (v. cap.2). Determinarea cantitativă a factorului global  $k_{Cu1}$ , dependența lui de reactanța de scurtcircuit raportată,  $k_{Cu1}=f(x_{sc}^*)$ , se regăsesc în capitolul 4.

### ■ 3.6.1.2. Pierderile electrice în înfășurarea rotorică

Pierderile electrice în înfășurarea rotorică,  $p_{Cu2}$ , în situația MAS trifazate cu rotorul în colivie, alimentate direct de la rețea, se calculează cu ajutorul relației, [D4]:

$$p_{Cu2} = 3I_2'^2 R_2' , \quad (3.186)$$

unde  $R_2'$  este rezistența unei faze rotorice redusă la stator, iar  $I_2'$  reprezintă valoarea efectivă a curentului rotoric redus la stator.

Dacă MAS se alimentează prin intermediul unui convertor static de frecvență, datorită apariției regimului deformant (nesinusoidal), pierderile electrice din înfășurarea rotorică,  $p_{Cu2(CSF)}$ , se compun din suma pierderilor electrice determinate în înfășurarea rotorică de fiecare armonică  $v$  în parte, inclusiv de fundamentală. Prin aplicarea principiului superpoziției efectelor se poate scrie:

$$p_{Cu2(CSF)} = p_{Cu2(1)} + \sum_{v \neq 1} p_{Cu2(v)} . \quad (3.187)$$

În relația (3.187) avem:

$$p_{Cu2(1)} = 3R_{2(1)}' I_{2(1)}'^2 ; \quad p_{Cu2(v)} = 3R_{2(v)}' I_{2(v)}'^2 , \quad (3.188)$$

unde  $R_{2(1)}'$  și  $R_{2(v)}'$  reprezintă rezistența fazei rotorice corespunzătoare fundamentalei, respectiv armonicii de timp de ordin  $v$ , ambele reduse la stator, în situația considerării efectului pelicular, iar  $I_{2(1)}'$  și  $I_{2(v)}'$  sunt valorile efective ale curentului rotoric, redus la stator, corespunzătoare fundamentalei, respectiv armonicii de timp de ordin  $v$ .

Înlocuind relația (3.188) în (3.187) se obține:

$$p_{Cu2(CSF)} = 3R_{2(1)}' I_{2(1)}'^2 + \sum_{v \neq 1} 3R_{2(v)}' I_{2(v)}'^2 = 3R_{2(1)}' I_{2(1)}'^2 \left[ 1 + \sum_{v \neq 1} \frac{R_{2(v)}'}{R_{2(1)}'} \left( \frac{I_{2(v)}'}{I_{2(1)}'} \right)^2 \right] . \quad (3.189)$$

În vederea evaluării influenței alimentării MAS prin CSF asupra pierderilor electrice rotorice, se raportează pierderile electrice din înfășurarea rotorică  $p_{Cu2(CSF)}$  (rel. (3.189)), la pierderile electrice din înfășurarea rotorică în condițiile regimului sinusoidal,  $p_{Cu2}$  (rel. (3.186)). Se obține:

$$\frac{p_{Cu2(CSF)}}{p_{Cu2}} = \frac{3R'_{2(1)} I'_{2(1)}^2 \left[ 1 + \sum_{v \neq 1} \frac{R'_{2(v)}}{R'_{2(1)}} \left( \frac{I'_{2(v)}}{I'_{2(1)}} \right)^2 \right]}{3R'_2 I_2'^2} \quad (3.190)$$

Ținând cont că  $I'_{2(1)} = I'_2$  și  $R'_{2(1)} = R'_2$ , relația (3.190) devine:

$$\frac{p_{Cu2(CSF)}}{p_{Cu2}} = 1 + \sum_{v \neq 1} \frac{R'_{2(v)}}{R'_{2(1)}} \left( \frac{I'_{2(v)}}{I'_{2(1)}} \right)^2 = k_{Cu2} \quad (3.191)$$

unde  $k_{Cu2}$  este factorul global de creștere a pierderilor electrice în înfășurarea rotorică în cazul alimentării MAS prin CSF, față de situația alimentării sinusoidale.

În relația (3.191), raportul  $\frac{R'_{2(v)}}{R'_{2(1)}}$  se obține împărțind relația (3.122) la relația (3.119):

$$\frac{R'_{2(v)}}{R'_{2(1)}} = \frac{\Re[Z'_{2(v)}]}{\Re[Z'_{2(1)}]} \cdot \frac{s_{(v)}}{s_{(1)}} \quad (3.192)$$

Cele două impedanțe  $Z'_{2(v)}$  și  $Z'_{2(1)}$  se calculează conform relațiilor (3.121), respectiv (3.118), iar valorile celor două alunecări,  $s_{(v)}$  și  $s_{(1)}$ , sunt date de relațiile (3.15), respectiv (3.10). În continuare se trece la deducerea expresiilor celor doi curenți rotorici raportați,  $I'_{2(1)}$  și  $I'_{2(v)}$ . Curentul rotoric corespunzător fundamentalei, raportat la stator, rezultă din relația (3.116):

$$I'_{2(1)} = \frac{U_{e(1)}}{Z'_{2(1)}} \quad (3.193)$$

ceea ce în modul se poate scrie sub forma:

$$I'_{2(1)} = \frac{U_{e(1)}}{\sqrt{\left( \frac{R'_{2(1)}}{s_{(1)}} \right)^2 + X_{2(1)}'^2}} \quad (3.194)$$

Reactanța înfășurării rotorice, corespunzătoare fundamentalei, redusă la stator, se calculează conform relației (3.120), iar t. e. m. de fază corespunzătoare fundamentalei,  $U_{e(1)}$ , cu ajutorul relației, [D6]:

$$U_{e(t)} = \frac{U_{1(t)}}{1 + \tau_{1(t)}}, \quad (3.195)$$

unde  $\tau_{1(t)}$  este factorul de dispersie al lui Heyland, corespunzător fundamentalei; el este reprezentat grafic în funcție de numărul perechilor de poli ai mașinii,  $p$  (de ex. în [D6]).

Ținând cont de relația (3.195), expresia (3.194) primește forma:

$$I'_{2(t)} = \frac{U_{1(t)}}{\sqrt{\left(\frac{R'_{2(t)}}{s(t)}\right)^2 + X'_{2(t)^2}} \cdot \frac{1}{1 + \tau_{1(t)}}. \quad (3.196)$$

Curentul rotoric corespunzător armonicii de ordin  $v$ , redus la stator, se poate determina din schema simplificată a MAS alimentat prin CSF, valabilă pentru armonica de timp de ordin  $v$ , prezentată în fig. 3.4. Similar, ca și pentru curentul statoric corespunzător armonicii de ordin  $v$ , se poate scrie:

$$I'_{2(v)} = \frac{U_{1(v)}}{X_{(v)}} = \frac{U_{1(v)}}{v \cdot f_{1r} \cdot X_{sc}}. \quad (3.197)$$

Semnificația mărimilor din relația (3.197) este aceeași ca și în relația curentului statoric corespunzător armonicii de ordin  $v$ , analizată în subparagraful 3.6.1.1.

Introducând relațiile (3.192), (3.196) și (3.197) în relația (3.191), se obține forma finală a factorului global de creștere a pierderilor electrice în înfășurarea rotorică în cazul alimentării MAS prin CSF, față de situația alimentării sinusoidale:

$$k_{Cu2} = \frac{P_{Cu2(CSF)}}{P_{Cu2}} = 1 + \sum_{v \neq 1} \left[ \frac{\Re[Z'_{2(v)}]}{\Re[Z'_{2(1)}]} \cdot \frac{s_{(v)}}{s_{(1)}} \cdot \frac{U_{1(v)}}{v \cdot f_{1r} \cdot X_{sc}} \cdot \frac{(1 + \tau_{1(t)}) \sqrt{\left(\frac{R'_{2(t)}}{s(t)}\right)^2 + X'_{2(t)^2}}}{U_{1(t)}} \right]^2 =$$

$$= 1 + \left( \frac{1 + \tau_{1(t)}}{f_{1r} \cdot X_{sc}} \right)^2 \cdot \left[ \left( \frac{R'_{2(t)}}{s(t)} \right)^2 + X'_{2(t)^2} \right] \sum_{v \neq 1} \left[ \frac{s_{(v)}}{s_{(1)}} \cdot \left( \frac{U_{1(v)}}{U_{1(t)}} \right)^2 \cdot \frac{1}{v^2} \cdot \frac{\Re[Z'_{2(v)}]}{\Re[Z'_{2(1)}]} \right]. \quad (3.198)$$

Analizând relația (3.198) se poate observa că factorul global de creștere a pierderilor electrice în înfășurarea rotorică este supraunitar, de unde rezultă că pierderile electrice rotorice cresc în cazul alimentării MAS prin CSF față de alimentarea în regim sinusoidal. Deoarece relațiile care conduc la determinarea lui  $k_{Cu2}$ , respectiv

$P_{Cu2(CSF)}$ , necesită calcule laborioase, determinarea cantitativă a acestor mărimi se face apelând la tehnica de calcul. Programul de calcul este prezentat în anexa 3. Rezultatele numerice obținute sunt sintetizate în capitolul 4.

***Observație:***

Pierderile în înfășurarea statorică, respectiv rotorică, pot fi determinate și cu ajutorul rezistențelor echivalente ale MAS, determinate pentru situația alimentării acestuia prin CSF (v. relațiile (3.103) și (3.125)).

Astfel:

$$P_{Cu1(CSF)} = 3R_{1(CSF)} \cdot I_{1(CSF)}^2, \quad (3.199)$$

$$P_{Cu2(CSF)} = 3R'_{2(CSF)} \cdot I_{2(CSF)}^2. \quad (3.200)$$

### 3.6.2. Analiza pierderilor magnetice din MAS alimentate prin CSF

#### 3.6.2.1. Determinarea inducțiilor magnetice din întrefier, corespunzătoare fundamentalei, respectiv armonicilor superioare de timp

În acest subparagraf îmi propun să determin valoarea inducțiilor magnetice din întrefier, corespunzătoare atât fundamentalei cât și armonicilor superioare de timp. Pe baza acestora, voi analiza cantitativ și calitativ pierderile magnetice în MAS alimentate prin CSF.

Pentru început se consideră prezentă în tensiunea de alimentare a motorului doar fundamentală ( $v=1$ ). Inducția magnetică din întrefier, corespunzătoare fundamentalei,  $B_{\delta(1)}$ , se poate calcula cu relația, [D6, D7]:

$$B_{\delta(1)} = \frac{\Phi_{(1)}}{\alpha_{i(1)} \cdot \tau_{(1)} \cdot l_i}, \quad (3.201)$$

în care fluxul polar corespunzător fundamentalei,  $\Phi_{(1)}$ , are expresia:

$$\Phi_{(1)} = \frac{U_{e1(1)}}{4k_{f(1)} \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot k_{q1(1)} \cdot k_{y1(1)}}. \quad (3.202)$$

Dacă se înlocuiește relația (3.202) în relația (3.201) se obține:

$$B_{\delta(l)} = \frac{1}{\alpha_{i(l)} \cdot \tau_{(l)} \cdot l_1} \cdot \frac{U_{e1(l)}}{4k_{r(l)} \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot k_{q1(l)} \cdot k_{y1(l)}} \quad (3.203)$$

În relațiile (3.201), (3.202) și (3.203) intervin următoarele mărimi:

$\alpha_{i(l)}$  - este coeficientul de acoperire polară corespunzător fundamentalei, care depinde de tipul mașinii, de modul de dispunere a înfășurării de excitație, de forma și lățimea tălpilor polare și de saturația miezului magnetic. Prin neglijarea saturației, conform ipotezelor simplificatoare de la începutul capitolului, se poate considera că inducția magnetică din întrefier corespunzătoare fundamentalei are o repartiție sinusoidală în lungul pasului polar și prin urmare, [D6]:

$$\alpha_{i(l)} = \frac{2}{\pi} \cdot \quad (3.204)$$

$\tau_{(l)}$  - este pasul polar corespunzător fundamentalei, iar  $l_1$  lungimea ideală a mașinii,

$k_{r(l)}$  - este factorul de formă corespunzător fundamentalei, care, pentru o repartiție sinusoidală a inducției magnetice în lungul pasului polar și neglijând saturația, are valoarea, [D6]:

$$k_{r(l)} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \quad (3.205)$$

$N_1$  - reprezintă numărul de spire pe fază, iar  $k_{q1(l)}$  și  $k_{y1(l)}$  sunt factorul de zonă, respectiv factorul de scurtare, ambii corespunzător fundamentalei de spațiu a fundamentalei de timp. Conform ipotezei simplificatoare enunțată în paragraful 3.1, nu se iau în considerare armonicile superioare de spațiu. Prin urmare, în relațiile care urmează se vizează doar armonica fundamentală de spațiu, fără a se mai specifica acest lucru în text.

Factorul de zonă corespunzător fundamentalei de spațiu a fundamentalei de timp are expresia:

$$k_{q1(l)} = \frac{\sin\left(\frac{q_{(l)} \cdot \alpha_{(l)}}{2}\right)}{q_{(l)} \sin\left(\frac{\alpha_{(l)}}{2}\right)}, \quad (3.206)$$

în care  $q_{(l)}$  este numărul de creștături pe pol și fază, iar  $\alpha_{(l)}$  este unghiul electric dintre două creștături vecine, ambele corespunzătoare fundamentalei de timp.

Factorul de scurtare pentru fundamentala de spațiu, corespunzătoare fundamentalei de timp, are următoarea relație de calcul [D6]:

$$k_{y1(l)} = \sin\left(\frac{\pi y_1}{2\tau_{(l)}}\right), \quad (3.207)$$

unde  $y_1$  este deschiderea bobinei.

T. e. m. de fază, corespunzătoare fundamentalei fluxului polar  $\Phi_{(1)}$  se calculează cu ajutorul relației cunoscute [D6]:

$$U_{e1(1)} = \frac{U_{1(1)}}{1 + \tau_{1(1)}} , \quad (3.208)$$

unde  $\tau_{1(1)}$  este factorul de dispersie al lui Heyland, corespunzător fundamentalei care, pentru mașini asincrone obișnuite, este dat în diagrame în funcție de numărul perechilor de poli  $p$  [C7, D6, D7]. El poate fi și calculat cu ajutorul relației:

$$\frac{1}{1 + \tau_{1(1)}} = 0,09367 + \frac{185,236}{207,57 + p} . \quad (3.209)$$

Inlocuind relațiile (3.204), (3.205) și (3.208) în relația (3.203) se obține:

$$B_{\delta(1)} = \frac{1}{\frac{2}{\pi} \cdot \tau_{1(1)} \cdot l_i} \cdot \frac{U_{1(1)}}{4 \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot k_{q1(1)} \cdot k_{y1(1)}} \cdot \frac{1}{1 + \tau_{1(1)}} . \quad (3.210)$$

În continuare se consideră prezentă în alimentarea motorului doar armonică de ordin  $\nu$ . Similar, pentru inducția magnetică din întrefier corespunzătoare armonicii de timp de ordin  $\nu$ , se obține următoarea expresie de calcul:

$$B_{\delta(\nu)} = \frac{1}{\alpha_{i(\nu)} \cdot \tau_{(\nu)} \cdot l_i} \cdot \frac{U_{e1(\nu)}}{4k_{f(\nu)} \cdot f_{1(\nu)} \cdot N_1 \cdot k_{q1(\nu)} \cdot k_{y1(\nu)}} . \quad (3.211)$$

În relația (3.211) intervin următoarele mărimi:

$\alpha_{i(\nu)}$  - este coeficientul de acoperire polară corespunzător armonicii de timp de ordin  $\nu$ . Prin neglijarea fenomenului de saturație, inducția magnetică corespunzătoare armonicii  $\nu$  are tot o repartiție sinusoidală în lungul pasului polar, la fel ca și în cazul fundamentalei. Prin urmare:

$$\alpha_{i(\nu)} = \alpha_{i(1)} = \alpha_i = \frac{2}{\pi} . \quad (3.212)$$

$\tau_{(\nu)}$  - este pasul polar corespunzător armonicii de timp de ordin  $\nu$ . Întrucât armonicii de timp de ordin  $\nu$  îi corespunde același număr de perechi de poli  $p$  ca și fundamentalei, rezultă că:

$$\tau_{(\nu)} = \tau_{(1)} = \tau . \quad (3.213)$$



$k_{f(v)}$  - este factorul de formă corespunzător armonicii de timp de ordin  $v$ . În baza aceluiași considerente prezentate în cazul factorului de acoperire polară, se poate scrie:

$$k_{f(v)} = k_{f(l)} = k_f = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} . \quad (3.214)$$

$k_{q1(v)}$  - este factorul de zonă, iar  $k_{y1(v)}$  este factorul de scurtare, ambii corespunzători fundamentalei de spațiu a armonicii de timp de ordin  $v$ . Ținând cont că fundamentalei de spațiu corespunzătoare armonicii de timp de ordin  $v$  îi corespunde același număr de perechi de poli  $p$  ca și fundamentalei de spațiu corespunzătoare fundamentalei de timp, rezultă că:

$$q_{(l)} = q_{(v)} = q; \quad \alpha_{(l)} = \alpha_{(v)} = \alpha , \quad (3.215)$$

și prin urmare, ținând cont și de (3.213) se obține:

$$k_{q1(v)} = k_{q1(l)} = k_{q1}; \quad k_{y1(v)} = k_{y1(l)} = k_{y1} . \quad (3.216)$$

$U_{e1(v)}$  - reprezintă valoarea efectivă a t. e. m. corespunzătoare fluxului polar  $\Phi_{(v)}$ . Aceasta rezultă din ecuația tensiunii statorului și diagrama fazorială corespunzătoare armonicii de ordin  $v$ . Astfel, din:

$$\underline{U}_{1(v)} = \underline{Z}_{1(v)} \underline{I}_{1(v)} - \underline{U}_{e1(v)} , \quad (3.217)$$

se obține:

$$-\underline{U}_{e1(v)} = \underline{U}_{1(v)} - \underline{Z}_{1(v)} \underline{I}_{1(v)} . \quad (3.218)$$

Dacă se ține cont de faptul că  $R_{1(v)} \ll X_{1(v)}$ , atunci relația (3.218) devine:

$$-\underline{U}_{e1(v)} \cong \underline{U}_{1(v)} - jX_{1(v)} \underline{I}_{1(v)} . \quad (3.219)$$

Reprezentarea fazorială a relației (3.219) este dată în fig. 3.4.

Din fig. 3.4, rezultă:

$$U_{e1(v)} \approx OB = OA - AB = U_{1(v)} - X_{1(v)} I_{1(v)} \sin \varphi_{1(v)} . \quad (3.220)$$

Dacă relația (3.220) se împarte cu  $U_{1(v)}$ , se obține:

$$\frac{1}{1 + \tau_{1(v)}} = \frac{U_{e1(v)}}{U_{1(v)}} = 1 - \frac{X_{1(v)} I_{1(v)}}{U_{1(v)}} \cdot \sin \varphi_{1(v)} , \quad (3.221)$$

unde  $\tau_{1(v)}$  este factorul de dispersie corespunzător armonicii de ordin  $v$ .

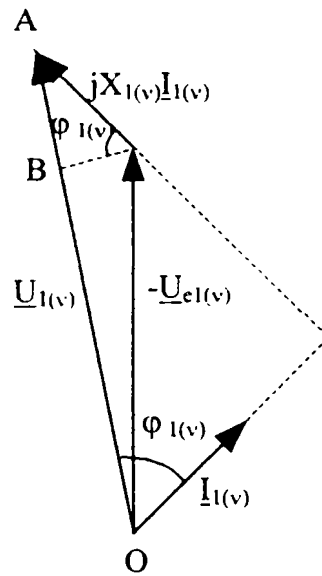


Fig. 3.4. Reprezentarea fazorială a relației (3.219).

Relația (3.221) poate fi scrisă și sub forma:

$$\frac{U_{el(v)}}{U_{1(v)}} = 1 - X_{1(v)} \frac{I_{1(v)}}{I_{1(l)}} \cdot \frac{1}{U_{1(v)}} \cdot \frac{1}{U_{1(l)}} \cdot \sin \varphi_{1(v)}, \tag{3.222}$$

care, dacă se ține cont de relațiile (3.97), (3.180) și (3.181) devine:

$$\begin{aligned} \frac{U_{el(v)}}{U_{1(v)}} &= \frac{1}{1 + \tau_{1(v)}} = 1 - v X_1 \frac{U_{1(v)}}{U_{1(l)}} \cdot \frac{1}{v f_{1r}} \cdot \frac{1}{x_{sc}^*} \cdot \frac{1}{U_{1(v)}} \cdot \frac{1}{Z_{(l)}} \cdot \sin \varphi_{1(v)} = \\ &= 1 - \frac{1}{f_{1r}} \cdot \frac{X_1}{x_{sc}^* \cdot Z_{(l)}} \cdot \sin \varphi_{1(v)}. \end{aligned} \tag{3.223}$$

Din relația (3.182) rezultă:

$$x_{sc}^* = \frac{X_{sc}}{Z_{(l)}} = \frac{X_1 + X_2'}{Z_{(l)}}, \tag{3.224}$$

care, dacă se înlocuiește în (3.223) conduce la:

$$\frac{U_{el(v)}}{U_{1(v)}} = \frac{1}{1 + \tau_{1(v)}} = 1 - \frac{1}{f_{1r}} \cdot \frac{X_1}{X_1 + X_2'} \cdot \sin \varphi_{1(v)}. \tag{3.225}$$

Dacă reactanța de scurtcircuit a mașinii se măsoară la frecvența de lucru a fundamentalei, atunci  $f_{1r}=1$  și relația (3.225) devine:

$$\frac{U_{e1(v)}}{U_{1(v)}} = \frac{1}{1 + \tau_{1(v)}} = 1 - \frac{X_1}{X_1 + X_2} \cdot \sin \varphi_{1(v)}. \quad (3.225')$$

Cu valoarea factorului de putere corespunzător armonicii de timp de ordin  $v$ ,  $\cos \varphi_{1(v)}$ , dată de una din relațiile (3.153) sau (3.154),  $\sin \varphi_{1(v)}$  se poate determina prin una din expresiile:

$$\sin \varphi_{1(v)} = \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_{1(v)}} = \sqrt{1 - \frac{\left( R_{1(v)} + \frac{R'_{2(v)}}{s(v)} \right)^2}{\left( R_{1(v)} + \frac{R'_{2(v)}}{s(v)} \right)^2 + (X_{1(v)} + X'_{2(v)})^2}}, \quad (3.226)$$

sau

$$\sin \varphi_{1(v)} = \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_{1(v)}} = \sqrt{1 - \frac{\left( R_{1(v)} + \Re[Z'_{2(v)}] \right)^2}{\left( R_{1(v)} + \Re[Z'_{2(v)}] \right)^2 + (X_{1(v)} + \Im[Z'_{2(v)}])^2}}. \quad (3.227)$$

Din relația (3.225') rezultă:

$$U_{e1(v)} = U_{1(v)} \left( 1 - \frac{X_1}{X_1 + X_2} \cdot \sin \varphi_{1(v)} \right). \quad (3.228)$$

Dacă în relația (3.211) se ține cont de relațiile (3.212), (3.213), (3.214), (3.216) și (3.228), se obține expresia finală a inducției  $B_{\delta(v)}$ :

$$B_{\delta(v)} = \frac{1}{\frac{2}{\pi} \cdot \tau_{(1)} \cdot l_i} \cdot \frac{U_{1(v)}}{4 \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot v \cdot f_i \cdot N_i \cdot k_{q1(l)} \cdot k_{y1(l)}} \left( 1 - \frac{X_1}{X_1 + X_2} \cdot \sin \varphi_{1(v)} \right). \quad (3.229)$$

Pentru a putea analiza ponderea pe care o are inducția din întrefier corespunzătoare armonicii de ordin  $v$  din fundamentala inducției din întrefier, se împarte relația (3.229) la relația (3.210). Se obține:

$$k_{B\delta(v,1)} = \frac{B_{\delta(v)}}{B_{\delta(1)}} = \frac{1}{v} \cdot \frac{U_{1(v)}}{U_{1(1)}} \cdot \left( 1 - \frac{X_1}{X_1 + X_2} \cdot \sin \varphi_{1(v)} \right) (1 + \tau_{1(1)}). \quad (3.230)$$

### Concluzii:

1. Cu ajutorul relației (3.230) se poate calcula ponderea pe care o are din fundamentala inducției în întrefier, inducția magnetică din întrefier corespunzătoare armoniciei de ordin  $v$ . Datorită faptului că factorul de putere corespunzător armoniciei de ordin  $v$ ,  $\cos\varphi_{1(v)}$ , are valori foarte mici (v. paragraful precedent), rezultă că  $\sin\varphi_{1(v)}$  ia valori apropiate de 1, ceea ce înseamnă că este de așteptat ca factorul  $k_{B\delta(v,1)}$  să prezinte valori foarte mici. Aceasta va avea ca urmări creșteri mici ale pierderilor magnetice, datorită prezenței CSF în alimentarea motorului.
2. Relația (3.225) permite calcularea factorului de dispersie corespunzător armoniciei de ordin  $v$ ,  $\tau_{1(v)}$ . Se poate observa că, spre deosebire de fundamentală, unde  $U_{e1(1)}$  ia valori apropiate de  $U_{1(1)}$ , în cazul armonicilor superioare,  $U_{e1(v)}$  este mult diferit de  $U_{1(v)}$ . O analiză cantitativă este prezentată în capitolul 4.

### 3.6.2.2. Pierderile în fierul statoric

Pierderile în fierul statoric se compun din: pierderile principale în fier și pierderile suplimentare în fier.

#### 3.6.2.2.1. Pierderile principale în fierul statoric

Prin pierderi principale în fier se înțeleg acele pierderi care au loc în miezul feromagnetic al mașinii, de-a lungul circuitului magnetic (și care sunt acoperite de către puterea electromagnetică primită de la rețea), în cazul în care câmpul magnetic este produs prin intermediul curenților electrici alternativi. Ele sunt independente de viteza de rotație a mașinii. Pierderile principale în fier sunt produse de fluxul util. Ele sunt reprezentate de pierderile prin histereză,  $p_h$ , și de pierderile datorate curenților turbionari,  $p_w$ . Aceste pierderi au sediul în dinții și jugurile mașinii.

#### a). Pierderile principale în dinții statorului

În dinți, câmpul magnetic este de tip alternativ și prin urmare aici au loc pierderi de acest tip.

În cazul în care MAS este alimentată direct de la rețea (regim sinusoidal), pierderile principale totale în dinții statorului,  $p_{z1}$ , constă din suma dintre pierderile în dinți prin histereză magnetică  $p_{z1h}$  și pierderile în dinți prin curenți turbionari,  $p_{z1w}$ , [D7]:

$$p_{z1} = p_{z1h} + p_{z1w} \quad (3.231)$$

Pierderile în dinți prin histereză magnetică sunt [D7]:

$$p_{zlh} = \sigma_h \cdot f_1 \cdot B_{zlm}^2 \cdot G_{z1}, \quad (3.232)$$

unde  $\sigma_h$  este o constantă de material care depinde de grosimea și de calitatea tolelor din care se construiește circuitul feromagnetic al mașinii,  $f_1$  este frecvența de alimentare a MAS,  $B_{zlm}$  reprezintă inducția magnetică la mijlocul dintelui statoric, iar  $G_{z1}$  este masa dinților statorici.

Pierderile în dinți prin curenți turbionari [D7] sunt:

$$p_{zlw} = \sigma_w (\Delta \cdot f_1 \cdot B_{zlm})^2 \cdot G_{z1}, \quad (3.233)$$

în care  $\sigma_w$  este o constantă de material care, similar lui  $\sigma_h$ , depinde de grosimea și de calitatea tolelor din care se construiește circuitul feromagnetic al mașinii, iar  $\Delta$  reprezintă grosimea tolei.

Inlocuind pe (3.232) și (3.233) în (3.231) se obține:

$$p_{z1} = (\sigma_h \cdot f_1 + \sigma_w \cdot f_1^2 \cdot \Delta^2) \cdot B_{zlm}^2 \cdot G_{z1}. \quad (3.234)$$

Inducția magnetică de la mijlocul dintelui  $B_{zlm}$  are expresia, [D7]:

$$B_{zlm} \cong \frac{l_1 \cdot \tau_{cl} \cdot B_\delta}{k_{Fe} \cdot l \cdot b_{zlm}} \left( 1 + \frac{2\tau_1}{3} \right), \quad (3.235)$$

unde  $l_1$  este lungimea ideală a mașinii,  $l$  reprezintă lungimea axială a indusului,  $k_{Fe}$  este factorul de umplere a pachetelor de tole,  $\tau_{cl}$  este pasul creștăturii statorice,  $\tau_1$  este factorul de dispersie al lui Heyland (v. relația (3.209)), iar  $B_\delta$  reprezintă inducția magnetică în întrefier, care se calculează conform relației (3.210).

În general, miezurile magnetice ale MAS de putere mică și medie (până la 45[kW]), care fac obiectul tezei, se execută compact, fără canale de ventilație. În această situație, lungimea ideală a mașinii este chiar lungimea axială a indusului, iar relația (3.235) primește forma:

$$B_{zlm} = \frac{\tau_{cl} \cdot B_\delta}{k_{Fe} \cdot b_{zlm}} \left( 1 + \frac{2\tau_1}{3} \right). \quad (3.236)$$

În general pierderile totale în dinții statorului sunt mai mari decât cele rezultate din calcul, prin aplicarea relației (3.234). Această abatere se datorează în mare parte prelucrării mecanice a tolelor statorice. Pierderile prin histerezis cresc datorită ecruisării materialului în apropierea conturilor de tăiere ale tolei, iar pierderile prin curenți turbionari, datorită scurtcircuitării izolației dintre tole, care apare în urma prelucrării. Datorită acestui fapt, relația (3.234) trebuie ajustată prin introducerea a doi factori de corecție:  $k_{zh}$  și  $k_{zw}$ , care să evidențieze creșterile pierderilor prin histerezis, respectiv prin curenți turbionari, datorită prelucrării mecanice. Relația (3.234) devine:

$$p_{z1} = (k_{zh} \cdot \sigma_h \cdot f_1 + k_{zw} \cdot \sigma_w \cdot f_1^2 \cdot \Delta^2) \cdot B_{z1m}^2 \cdot G_{z1} \quad (3.237)$$

În cazul alimentării MAS prin CSF, datorită apariției regimului deformant, la pierderile totale în dinții statorului cauzate de fundamentală trebuie considerate și pierderile pe care le provoacă armonicile superioare de timp. Aplicarea principiului superpoziției efectelor presupune considerarea mașinii ca un mediu liniar, lipsit de fenomen de histereză. Pentru o exprimare analitică mai exactă, în continuare propun o metodă de analiză a pierderilor în fier bazată pe echivalarea pierderilor prin histereză cu pierderi prin curenți turbionari.

Pentru început se consideră prezentă în alimentarea motorului doar fundamentală. Spre deosebire de funcționarea MAS în regim sinusoidal, când în cele mai multe cazuri  $f_1=f_{1n}=50$  [Hz], la alimentarea MAS prin CSF frecvența fundamentalei poate lua valori mai ridicate de 50 [Hz] (v. paragraful 2.1). La frecvențe de magnetizare  $f_1$  mari, trebuie să se țină cont și de influența efectului de refulare / reacția curenților turbionari, care se manifestă prin aceea că inducția nu mai este uniform distribuită pe grosimea  $\Delta$  a tolei, ci scade de la pereții laterali ai tolei către planul median [R1.I].

În continuare se determină valoarea minimă a frecvenței de magnetizare care impune luarea în considerare a efectului pelicular. Relația de calcul pentru frecvența de magnetizare  $f_1$  este următoarea, [D6]:

$$f_1 = \left( \frac{\xi}{\Delta} \right)^2 \cdot \frac{\rho}{\mu\pi} \quad (3.238)$$

Cu valorile:  $\mu_r=600$  și  $\rho=0,13 \cdot 10^{-6}$  [ $\Omega\text{m}$ ] (aceste valori sunt valabile pentru tole ce se confecționează din tablă cu un conținut de 4 [%] Si, de grosime 0,5 [mm] [S1]),  $\xi=0,8$  (aceasta reprezintă valoarea factorului de refulare de la care trebuie considerat efectul pelicular [D7], din relația (3.238) rezultă prin calcul că frecvența de magnetizare minimă  $f_{1\min}$ , de la care trebuie considerat efectul pelicular este de 140 [Hz].

Prin urmare, pentru situația fundamentalei, la care obișnuit  $f_1 \leq 120$  [Hz], pierderile principale în dinții statorului se pot scrie sub forma:

$$p_{z1(l)} = (k_{zh} \cdot \sigma_h \cdot f_1 + k_{zw} \cdot \sigma_w \cdot f_1^2 \cdot \Delta^2)^2 \cdot B_{z1m(l)}^2 \cdot G_{z1} \quad (3.239)$$

unde  $B_{z1m(l)}$  reprezintă inducția magnetică la mijlocul dintelui:

$$B_{z1m(l)} = B_{z1m} \quad (3.240)$$

Pentru a putea aplica principiul superpoziției efectelor, mașina se consideră liniară, deci lipsită de fenomen de histerezis. Pentru aceasta, propun echivalarea pierderilor prin histerezis, cu pierderi prin curenți turbionari, care permit liniarizarea ecuațiilor mașinii. Prin această echivalare, mașina reală (care este de fapt practic neliniară), în care pierderile principale reprezintă suma a două componente, cea a pierderilor prin curenți turbionari și cea a pierderilor prin histereză, se înlocuiește cu o

mașină teoretic liniară, caracterizată doar prin pierderi prin curenți turbionari. Din punct de vedere energetic, cele două mașini trebuie să fie echivalente, prin urmare, dacă se notează cu  $p_{zlw(1)}^*$  pierderile prin curenți turbionari corespunzătoare fundamentalei, care apar în modelul teoretic liniar al mașinii pe care l-am adoptat, atunci acestea trebuie să fie egale cu pierderile principale în dinții statorului, caracteristice mașinii reale (date de relația (3.239)):

$$p_{zlw(1)}^* = p_{z1(1)}. \quad (3.241)$$

Aceste pierderi echivalente,  $p_{zlw(1)}^*$ , le consider ca fiind egale cu pierderile reale prin curenți turbionari corespunzătoare fundamentalei,  $p_{zlw(1)}$ , înmulțite cu un factor  $k_{z1e(1)}$ . Acesta este un factor de echivalare a pierderilor reale din dinții statorului, cu pierderi numai de natură "p<sub>zlw(1)</sub>" (corespunzătoare fundamentalei):

$$p_{zlw(1)}^* = k_{z1e(1)} \cdot p_{zlw(1)}. \quad (3.242)$$

Consider că prin intermediul acestui factor de echivalare se obține o valoare acoperitoare a pierderilor principale în dinții statorului. Relația (3.241), exprimată în mod explicit, devine:

$$\left( k_{zh} \cdot \sigma_h \cdot f_1 + k_{zw} \cdot \sigma_w \cdot f_1^2 \cdot \Delta^2 \right) \cdot B_{z1m(1)}^2 \cdot G_{z1} = k_{z1e(1)} \cdot k_{zw} \cdot \sigma_w \cdot f_1^2 \cdot \Delta^2 \cdot B_{z1m(1)}^2 \cdot G_{z1}, \quad (3.243)$$

și deci:

$$k_{z1e(1)} = \frac{\sigma_h \cdot k_{zh}}{\sigma_w \cdot k_{zw}} \cdot \frac{1}{f_1 \cdot \Delta^2} + 1 = 1 + \frac{K_z}{f_1 \cdot \Delta^2}, \quad (3.243)$$

(s-a notat prin  $K_z = \frac{\sigma_h \cdot k_{zh}}{\sigma_w \cdot k_{zw}}$ ).

Pentru că tolele folosite obișnuit au grosimea  $\Delta=0,5$  [mm]=const., se poate spune și că:

$$k_{z1e(1)} = 1 + \frac{K_{z\Delta}}{f_1}, \quad (3.244)$$

(s-a notat prin  $K_{z\Delta} = \frac{K_z}{\Delta^2}$ ).

În continuare se consideră prezentă în alimentarea motorului doar armonica de ordin  $\nu$ , caracterizată prin frecvența de magnetizare  $f_{1(\nu)} = \nu \cdot f_1$ . Prin urmare pierderile principale în dinții statorului care apar în mașina reală, corespunzătoare armonicii de timp de ordin  $\nu$ , trebuie corectate prin intermediul celor doi factori  $k_{h(\nu)}$  și  $k_{w(\nu)}$ , care țin seama de reacția curenților turbionari:

$$p_{z1(\nu)} = \left( k_{zh} \cdot k_{h(\nu)} \cdot \sigma_h \cdot \nu \cdot f_1 + k_{zw} \cdot k_{w(\nu)} \cdot \sigma_w \cdot \nu^2 \cdot f_1^2 \cdot \Delta^2 \right) \cdot B_{z1m(\nu)}^2 \cdot G_{z1}. \quad (3.245)$$

În relația (3.245),  $B_{z1m(v)}$  reprezintă inducția magnetică corespunzătoare armonicii de ordin  $v$ , la mijlocul dintelui, având expresia:

$$B_{z1m(v)} = \frac{\tau_{c1}}{k_{Fe} \cdot b_{z1m}} \cdot B_{\delta(v)} \cdot \left( 1 + \frac{2\tau_{1(v)}}{3} \right). \quad (3.246)$$

Factorii  $k_{h(v)}$  și  $k_{w(v)}$  au expresiile:

$$k_{h(v)} = \frac{\xi_{(v)}}{2} \cdot \frac{\text{sh}\xi_{(v)} + \sin \xi_{(v)}}{\text{ch}\xi_{(v)} - \cos \xi_{(v)}}; \quad k_{w(v)} = \frac{3}{\xi_{(v)}} \cdot \frac{\text{sh}\xi_{(v)} - \sin \xi_{(v)}}{\text{ch}\xi_{(v)} - \cos \xi_{(v)}}; \quad (3.247)$$

unde factorul de refulare corespunzător armonicii  $v$ ,  $\xi_{(v)}$ , se calculează cu relația:

$$\xi_{(v)} = \Delta \sqrt{\frac{\mu \cdot \omega_{1(v)}}{2\rho}} = \Delta \sqrt{\frac{\mu \cdot \pi \cdot v \cdot f_1}{\rho}}. \quad (3.248)$$

Ca și în cazul fundamentalei, mașina reală este înlocuită cu o mașină teoretică, liniară, care prezintă numai pierderi prin curenți turbionari. Procedând similar ca și pentru fundamentală, se obține:

$$k_{z1e(v)} = 1 + \frac{K_z}{\Delta^2} \cdot \frac{1}{v \cdot f_1} \cdot \frac{k_{h(v)}}{k_{w(v)}} = 1 + \frac{K_{z\Delta}}{v \cdot f_1} \cdot \frac{k_{h(v)}}{k_{w(v)}}. \quad (3.249)$$

$$P_{z1(v)} = P_{z1w(v)}^* = k_{z1e(v)} \cdot P_{z1w(v)} = k_{z1e(v)} \cdot k_{zw} \cdot k_{w(v)} \cdot \sigma_w \cdot v^2 \cdot f_1^2 \cdot \Delta^2 \cdot B_{z1m(v)}^2 \cdot G_{z1}. \quad (3.250)$$

Dacă se notează cu  $P_{z1(CSF)}$  pierderile care apar în dinții statorului în urma alimentării motorului prin CSF, prin aplicarea principiului superpoziției efectelor pentru modelul teoretic liniar al MAS, se poate scrie:

$$P_{z1(CSF)} = P_{z1(l)} + \sum_{v \neq 1} P_{z1(v)}. \quad (3.251)$$

Relația (3.251) exprimată în mod explicit cu ajutorul relațiilor (3.242) și (3.250) devine:

$$P_{z1(CSF)} = k_{zw} \cdot \sigma_w \cdot f_1^2 \cdot \Delta^2 \cdot B_{z1m(l)}^2 \cdot G_{z1} \left[ k_{z1e(l)} + \sum_{v \neq 1} k_{z1e(v)} \cdot k_{w(v)} \cdot v^2 \left( \frac{B_{z1m(v)}}{B_{z1m(l)}} \right)^2 \right]. \quad (3.252)$$



Valoarea raportului  $\frac{B_{z1m(v)}}{B_{z1m(l)}}$  din relația de mai sus se obține prin împărțirea relației (3.246) la (3.236):

$$k_{Bz1(v,l)} = \frac{B_{z1m(v)}}{B_{z1m(l)}} = k_{B\delta(v,l)} \cdot \frac{3 + 2\tau_{l(v)}}{3 + 2\tau_{l(l)}}. \quad (3.252)$$

Pentru a analiza modificările pe care le suferă pierderile principale în dinții statorului în situația alimentării MAS prin CSF față de regimul sinusoidal, se raportează relația (3.252) la (3.237). După efectuarea calculelor intermediare, în care se ține seama de relațiile (3.243), (3.244) și (3.252), se obține:

$$k_{pz1} = \frac{P_{z1(CSF)}}{P_{z1}} = 1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{k_{z1e(v)}}{k_{z1e(l)}} \cdot k_{w(v)} \cdot v^2 \cdot k_{Bz1(v,l)}^2 \right). \quad (3.253)$$

### b). Pierderile principale în jugul statorului

În jugul statorului are loc, în general, o remagnetizare în câmp învârtitor. Câmpul magnetic în jug este foarte neuniform. În fiecare punct al jugului se poate distinge o componentă radială și una tangențială. La marginea exterioară a jugului exterior și la cea interioară a jugului interior, componenta radială este nulă. În celelalte puncte inducția magnetică are o componentă alternativă și una rotitoare, dar raportul lor este diferit de la un punct la altul [D6].

În cazul în care MAS este alimentată direct de la rețea, pierderile principale din jug,  $p_{jl}$ , se compun (ca și  $p_{z1}$ ) din pierderi prin histereză,  $p_{j1h}$  și pierderi prin curenți turbionari,  $p_{j1w}$  [D6]:

$$p_{jl} = p_{j1h} + p_{j1w}. \quad (3.254)$$

Pierderile prin histereză în jug se calculează cu relația:

$$p_{j1h} = \sigma_h \cdot f_1 \cdot B_{j1}^2 \cdot k_{j1h} \cdot G_{j1}, \quad (3.255)$$

unde  $B_{j1}$  este inducția magnetică în jugul statoric, iar  $G_{j1}$  reprezintă masa jugului statoric. Inducția în jug se exprimă sub forma, [D6]:

$$B_{j1} = \frac{\Phi(1 + \tau_l)}{2 \cdot l \cdot k_{Fe} \cdot h_{j1}}, \quad (3.256)$$

în care  $h_{j1}$  este înălțimea jugului statoric.

În relația (3.255),  $k_{j1h}$  ține seama de creșterea pierderilor considerate în urma procesului mecanic de ștanțare a tolelor (ca valoare medie –  $k_{j1h}$  diferă întrucâtva, în funcție de porțiunea de jug considerată).

Pierderile în jug prin curenți turbionari se exprimă similar cu cele prin histereză, sub forma:

$$p_{j1w} = \sigma_w (\Delta \cdot f_1 \cdot B_{j1})^2 \cdot k_{j1w} \cdot G_{j1} , \quad (3.257)$$

în care:

$$k_{j1w} = k_{j1w1} \cdot k_{j1w2} . \quad (3.258)$$

$k_{j1w1}$  este un coeficient care corespunde repartiției neuniforme a inducției magnetice în jug, iar  $k_{j1w2}$  este un coeficient care corespunde curenților care se închid transversal pe tole, prin locurile cu defecte în izolația tolelor, precum și prin bavurile formate la ștanțare, depinzând în mare măsură de tehnologia de fabricație utilizată.

Ținând cont de relațiile (3.255) și (3.257), pierderile principale în jugul statoric, în cazul în care MAS este alimentată de la rețea, se pot exprima sub forma:

$$p_{j1} = (\sigma_h \cdot f_1 \cdot k_{j1h} + \sigma_w \cdot \Delta^2 \cdot f_1^2 \cdot k_{j1w}) \cdot B_{j1}^2 \cdot G_{j1} . \quad (3.259)$$

În cazul alimentării MAS prin CSF, datorită apariției regiului deformant, la pierderile totale în jugul statorului cauzate de fundamentală, trebuie considerate și pierderile pe care le provoacă în jug armonicile superioare de timp.

Pentru început, în alimentarea motorului se consideră prezentă doar fundamentală. În vederea aplicării principiului superpoziției se procedează la fel ca și în cazul pierderilor principale în dinți; se echivalează din punct de vedere energetic mașina reală, în care au loc pierderi atât datorită histerezei cât și a curenților turbionari, cu o mașină liniară (teoretică) în care pierderile au loc numai prin curenți turbionari.

Prin urmare, pentru situația fundamentalei, pierderile principale în jugul statoric  $p_{j1(l)}$ , care apar în mașina reală sunt:

$$p_{j1(l)} = (\sigma_h \cdot f_1 \cdot k_{j1h} + \sigma_w \cdot \Delta^2 \cdot f_1^2 \cdot k_{j1w}) \cdot B_{j1(l)}^2 \cdot G_{j1} . \quad (3.260)$$

Dacă se montează cu  $p_{j1w(l)}^*$ , pierderile prin curenți turbionari corespunzătoare fundamentalei, care apar în modelul teoretic liniar al mașinii, atunci acestea trebuie să fie egale cu pierderile principale în jugul statoric, descrise de relația (3.260):

$$p_{j1w(l)}^* = p_{j1(l)} . \quad (3.261)$$

Aceste pierderi echivalente,  $p_{j1w(l)}^*$  le consider ca fiind egale cu pierderile reale prin curenți turbionari  $p_{j1w(l)}$ , înmulțite cu un factor de echivalare a pierderilor reale din jug, cu pierderi numai de natură “ $p_{j1w(l)}$ ”,  $k_{j1e(l)}$ :

$$P_{jlw(1)}^* = k_{jle(1)} \cdot P_{jlw(1)} \quad (3.262)$$

Similar cu punctul a, se obține în urma echivalării:

$$k_{jle(1)} = 1 + \frac{K_w}{\Delta^2 \cdot f_1} = 1 + \frac{K_{w\Delta}}{f_1}, \quad (3.263)$$

(s-a notat:  $K_w = \frac{\sigma_h \cdot k_{j1h}}{\sigma_w \cdot k_{j1w}}$  și  $K_{w\Delta} = \frac{K_w}{\Delta^2}$ ).

În continuare se consideră prezentă în alimentarea motorului doar armonică superioară de timp de ordin  $\nu$ . Întrucât frecvența de magnetizare  $f_{1(\nu)}$  este de  $\nu$  ori mai mare decât în cazul fundamentalei, pierderile principale în jugul statoric, care apar în mașina reală, trebuie corectate prin intermediul celor doi coeficienți  $k_{h(\nu)}$  și  $k_{w(\nu)}$ , care țin seama de efectul pelicular/reacția curenților turbionari:

$$P_{jl(\nu)} = \left( k_{h(\nu)} \cdot \sigma_h \cdot \nu \cdot f_1 \cdot k_{j1h} + k_{w(\nu)} \cdot \sigma_w \cdot \Delta^2 \cdot \nu^2 \cdot f_1^2 \cdot k_{j1w} \right) \cdot B_{jl(\nu)}^2 \cdot G_{jl} \quad (3.264)$$

În relația (3.264),  $B_{jl(\nu)}$  reprezintă inducția magnetică corespunzătoare armonicii de ordin  $\nu$  în jugul statoric și are expresia:

$$B_{jl(\nu)} = \frac{\Phi_{(\nu)} (1 + \tau_{l(\nu)})}{2 \cdot l \cdot k_{Fe} \cdot h_{jl}} \quad (3.265)$$

Prin echivalarea energetică ce rezultă în urma înlocuirii mașinii reale cu un model liniar, se obține factorul de echivalare a pierderilor reale din jugul statoric cu pierderi numai de natură “ $P_{jlw(\nu)}$ ”, sub forma:

$$k_{jle(\nu)} = 1 + \frac{K_w}{\Delta^2} \cdot \frac{1}{\nu \cdot f_1} \cdot \frac{k_{h(\nu)}}{k_{w(\nu)}} = 1 + \frac{K_{w\Delta}}{\nu \cdot f_1} \cdot \frac{k_{h(\nu)}}{k_{w(\nu)}} \quad (3.266)$$

Prin urmare, pierderile principale în jugul statorului, corespunzătoare armonicii de ordin  $\nu$  pot fi scrise prin echivalare sub forma:

$$P_{jl(\nu)} = P_{jlw(\nu)}^* = k_{jle(\nu)} \cdot P_{jlw(\nu)} \quad (3.267)$$

unde:

$$P_{jlw(\nu)} = k_{w(\nu)} \cdot \sigma_w \cdot \Delta^2 \cdot \nu^2 \cdot f_1^2 \cdot k_{j1w} \cdot B_{jl(\nu)}^2 \cdot G_{jl} \quad (3.268)$$

În continuare se consideră situația în care în alimentarea MAS sunt prezente atât fundamentală cât și armonicile superioare. Notând cu  $P_{jl(CSF)}$  pierderile globale care apar

în jugul statorului datorită alimentării motorului prin CSF, prin aplicarea principiului superpoziției efectelor asupra modelului teoretic liniar, se poate scrie:

$$P_{jl(CSF)} = P_{jl(1)} + \sum_{v \neq 1} P_{jl(v)}, \quad (3.269)$$

relație care, dezvoltată cu ajutorul relațiilor (3.261), (3.262), (3.267) și (3.268), devine:

$$P_{jl(CSF)} = \sigma_w \cdot f_1^2 \cdot \Delta^2 \cdot k_{jlw} \cdot B_{jl(1)}^2 \cdot G_{jl} \left[ k_{jle(1)} + \sum_{v \neq 1} k_{jle(v)} \cdot k_{w(v)} \cdot v^2 \left( \frac{B_{jl(v)}}{B_{jl(1)}} \right)^2 \right]. \quad (3.270)$$

Pentru definirea raportului  $\frac{B_{jl(v)}}{B_{jl(1)}}$ , se împarte relația (3.265) la relația (3.256) și se ține cont că  $B_{jl(1)} = B_{j1}$ . După efectuarea calculelor intermediare rezultă:

$$k_{Bjl(v,1)} = k_{B\delta(v,1)} \cdot \frac{1 + \tau_{l(v)}}{1 + \tau_l}. \quad (3.271)$$

În vederea analizării modificărilor pe care le suferă pierderile principale în jugul statorului la alimentarea MAS prin CSF, față de situația regimului sinusoidal, se împarte relația (3.270) la (3.259). După finalizarea calculelor se obține:

$$k_{pjl} = \frac{P_{jl(CSF)}}{P_{jl}} = 1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{k_{jle(v)}}{k_{jle(1)}} \cdot k_{w(v)} \cdot v^2 \cdot k_{Bjl(v,1)}^2 \right). \quad (3.272)$$

### 3.6.2.2.2. Pierderile suplimentare în fierul statoric

Prin pierderi suplimentare în fier se înțeleg pierderile dintr-o mașină electrică, cu câmp magnetic produs de curenți alternativi, cauzate de variațiile de flux magnetic datorate mișcării rotorului. Aceste pierderi nu sunt acoperite direct de puterea electromagnetică a mașinii, ci prin intermediul puterii mecanice, [D6].

Se disting pierderi suplimentare de suprafață și pierderi suplimentare prin pulsație.

#### a). Pierderi suplimentare de suprafață

La MAS sunt prevăzute creștături în ambele părți ale mașinii și fiecare parte “crestată” a mașinii determină apariția pierderilor de suprafață în partea opusă. În cazul alimentării MAS de la rețea, curba de repartiție a inducției magnetice în lungul pasului

polar nu diferă mult de o sinusoidă. Pierderile de suprafață, în stator, sunt date de expresia, [D6]:

$$P_{\sigma 1} = \frac{1}{2} p_{\sigma 1} \cdot l \cdot \pi \cdot D \cdot \frac{\tau_{c1} - b_{41}}{\tau_{c1}}, \quad (3.273)$$

în care  $p_{\sigma 1}$  sunt pierderile specifice de suprafață și se calculează cu ajutorul relației:

$$p_{\sigma 1} = k_0 (N_{c2} \cdot n)^{1.5} \cdot (\tau_{c2} \cdot \beta_2 \cdot k_{\delta 2} \cdot B_{\delta})^2. \quad (3.274)$$

În relațiile (3.273) și (3.274) semnificația mărimilor este următoarea:  $D$  este diametrul interior al statorului;  $\tau_{c1}$  reprezintă pasul creștăturii statorice, iar  $\tau_{c2}$  pasul creștăturii rotorice;  $b_{41}$  este deschiderea creștăturii statorice;  $N_{c2}$  reprezintă numărul de creștături rotorice;  $n$  este viteza de rotație a rotorului;  $\beta_2$  este un factor dependent de raportul  $b_{42}/\delta$  ( $b_{42}$  este deschiderea creștăturii rotorice);  $k_{\delta 2}$  este factorul de întrefier;  $k_0$  este un coeficient de adaptare care depinde de rezistivitatea materialului și de permeabilitatea sa magnetică.

Dacă se introduce (3.274) în (3.273) se obține:

$$P_{\sigma 1} = \frac{1}{2} \cdot l \cdot \pi \cdot D \cdot \frac{\tau_{c1} - b_{41}}{\tau_{c1}} \cdot k_0 \cdot (N_{c2} \cdot n)^{1.5} \cdot (\tau_{c2} \cdot \beta_2 \cdot k_{\delta 2} \cdot B_{\delta})^2. \quad (3.275)$$

În cazul alimentării MAS prin CSF, datorită existenței regimului deformant în mașină, la pierderile suplimentare de suprafață cauzate de fundamentală, trebuie considerate și pierderile de suprafață produse de armonicile superioare de timp. Întrucât pierderile de suprafață în piesele polare sunt tratate ca și pierderile prin curenți turbionari dezvoltate în tolele indusului, aplicarea principiului superpoziției efectelor se poate face fără nici o echivalare prealabilă. Prin urmare, pierderile suplimentare de suprafață în stator, în cazul alimentării MAS prin CSF pot fi calculate cu ajutorul relației:

$$P_{\sigma 1(\text{CSF})} = P_{\sigma 1(l)} + \sum_{v \neq 1} P_{\sigma 1(v)}, \quad (3.276)$$

în care pierderile de suprafață corespunzătoare fundamentalei au expresia:

$$P_{\sigma 1(l)} = \frac{1}{2} \cdot l \cdot \pi \cdot D \cdot \frac{\tau_{c1} - b_{41}}{\tau_{c1}} \cdot k_0 \cdot (N_{c2} \cdot n)^{1.5} \cdot (\tau_{c2} \cdot \beta_2 \cdot k_{\delta 2} \cdot B_{\delta(l)})^2, \quad (3.277)$$

iar pierderile de suprafață corespunzătoare armonicii de ordin  $v$  se scriu:

$$P_{\sigma 1(v)} = \frac{1}{2} \cdot l \cdot \pi \cdot D \cdot \frac{\tau_{c1} - b_{41}}{\tau_{c1}} \cdot k_0 \cdot (N_{c2} \cdot n)^{1.5} \cdot (\tau_{c2} \cdot \beta_2 \cdot k_{\delta 2} \cdot B_{\delta(v)})^2. \quad (3.278)$$

Prin înlocuirea relațiilor (3.277) și (3.278) în relația (3.276) se obține expresia finală de calcul a pierderilor suplimentare de suprafață satorice, în cazul în care MAS este alimentată prin CSF:

$$P_{\sigma 1(\text{CSF})} = \frac{1}{2} \cdot l \cdot \pi \cdot D \cdot \frac{\tau_{c1} - b_{41}}{\tau_{c1}} \cdot k_o \cdot (N_{c2} \cdot n)^{1.5} \cdot (\tau_{c2} \cdot \beta_2 \cdot k_{\delta 2} \cdot B_{\delta(1)})^2 \left[ 1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{B_{\delta(v)}}{B_{\delta(1)}} \right)^2 \right]. \quad (3.279)$$

Raportând pierderile suplimentare de suprafață satorice din cazul alimentării MAS prin CSF,  $P_{\sigma 1(\text{CSF})}$  (relația (3.279)), la pierderile suplimentare de suprafață satorice din cazul alimentării MAS de la rețea,  $P_{\sigma 1}$  și efectuând calculele intermediare, se obține factorul de creștere a pierderilor suplimentare de suprafață satorice în cazul alimentării MAS prin CSF față de cazul alimentării acestora de la rețea,  $k_{p\sigma 1}$ , sub forma:

$$k_{p\sigma 1} = \frac{P_{\sigma 1(\text{CSF})}}{P_{\sigma 1}} = 1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{B_{\delta(v)}}{B_{\delta(1)}} \right)^2 = 1 + \sum_{v \neq 1} k_{B\delta(v,1)}^2 > 1. \quad (3.280)$$

Analizând relația (3.280) se poate constata că factorul  $k_{p\sigma 1}$  tinde spre 1, întrucât valoarea lui  $k_{B\delta(v,1)}^2$  este practic foarte redusă. Prin urmare preconizez că pierderile suplimentare de suprafață satorice cresc, datorită alimentării MAS prin CSF, într-o măsură nesemnificativă.

### b). Pierderile suplimentare prin pulsație

Aceste pierderi au loc în dinții mașinilor electrice, la care ambele părți sunt prevăzute cu creștături și sunt determinate de variația fluxului magnetic în dinte de la valoarea corespunzătoare când în fața dintelui considerat se găsește un dinte al părții opuse, până la cea din cazul în care în dreptul dintelui se află o creștătură.

În cazul alimentării MAS de la rețea, pierderile suplimentare prin pulsație în stator, în ipoteza în care câmpul magnetic în lungul pasului polar nu diferă mult de o sinusoidă, au următoarea expresie, [D6]:

$$P_{p1} = \frac{1}{2} \sigma_w k_{wp1} (\Delta \cdot N_{c2} \cdot n \cdot B_{p1})^2 \cdot G_{z1}, \quad (3.281)$$

unde  $k_{wp1}$  este un coeficient de mărire a pierderilor în stator prin curenți turbionari datorită prelucrării, iar  $B_{p1}$  reprezintă inducția de pulsație în dinții satorici, cu următoarea expresie:

$$B_{P1} = \frac{\gamma_2 \delta k_\delta}{2\tau_{cl}} \cdot B_{z1m} \quad (3.282)$$

În relația (3.282),  $k_\delta$  reprezintă factorul total de întrefier, iar  $\gamma_2$  este o constantă pentru una și aceeași mașină, dependentă de deschiderea creștăturii rotorice și de mărimea întrefierului. Dacă se introduce relația (3.282) în relația (3.281) se obține:

$$P_{P1} = \frac{1}{2} \cdot \sigma_w \cdot k_{wP1} \cdot (\Delta N_{c2n})^2 \cdot \left( \frac{\gamma_2 \delta k_\delta}{2\tau_{cl}} \right)^2 \cdot G_{z1} \cdot B_{z1m}^2 \quad (3.283)$$

În situația în care MAS este alimentată prin CSF, prin aplicarea principiului superpoziției, se obține următoarea expresie pentru pierderile suplimentare prin pulsație în stator,  $P_{P1(CSF)}$ :

$$P_{P1(CSF)} = P_{P1(1)} + \sum_{v \neq 1} P_{P1(v)} \quad (3.284)$$

în care pierderile suplimentare prin pulsație în stator corespunzătoare fundamentalei,  $P_{P1(1)}$ , au expresia:

$$P_{P1(1)} = \frac{1}{2} \cdot \sigma_w \cdot k_{wP1} \cdot (\Delta N_{c2n})^2 \cdot \left( \frac{\gamma_2 \delta k_\delta}{2\tau_{cl}} \right)^2 \cdot G_{z1} \cdot B_{z1m(1)}^2 \quad (3.285)$$

iar pierderile suplimentare prin pulsație în stator, corespunzătoare armonicilor de ordin  $v$ ,  $P_{P1(v)}$  se calculează conform relației:

$$P_{P1(v)} = \frac{1}{2} \cdot \sigma_w \cdot k_{wP1} \cdot (\Delta N_{c2n})^2 \cdot \left( \frac{\gamma_2 \delta k_\delta}{2\tau_{cl}} \right)^2 \cdot G_{z1} \cdot B_{z1m(v)}^2 \quad (3.286)$$

Înlocuind relațiile (3.285) și (3.286) în (3.284) se obține:

$$P_{P1(CSF)} = \frac{1}{2} \cdot \sigma_w \cdot k_{wP1} \cdot (\Delta N_{c2n})^2 \cdot \left( \frac{\gamma_2 \delta k_\delta}{2\tau_{cl}} \right)^2 \cdot G_{z1} \cdot B_{z1m(1)}^2 \left[ 1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{B_{z1m(v)}}{B_{z1m(1)}} \right)^2 \right] \quad (3.287)$$

Raportând pierderile prin pulsație statorice în cazul alimentării MAS prin CSF,  $P_{P1(CSF)}$ , (relația (3.287)), la pierderile prin pulsație statorice în cazul alimentării MAS de la rețea,  $P_{P1}$  (relația (3.283)), se obține factorul de creștere a pierderilor suplimentare prin pulsație în stator în situația alimentării MAS prin CSF față de cazul alimentării acestora de la rețea,  $k_{Pp1}$ :

$$k_{pp1} = \frac{P_{PI(CSF)}}{P_{PI}} = 1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{B_{z1m(v)}}{B_{z1m(1)}} \right)^2 = 1 + \sum_{v \neq 1} k_{Bz1(v,1)}^2 > 1 . \quad (3.288)$$

Analizând relația (3.288) se poate afirma că, în cazul alimentării MAS prin CSF, nu se înregistrează o creștere semnificativă a pierderilor prin pulsație în stator, datorită valorii mici a factorului  $k_{Bz1(v,1)}^2$ .

### 3.6.2.3. Pierderile în fierul rotoric

#### 3.6.2.3.1. Pierderile principale în fierul rotoric

În situația în care MAS este alimentată de la rețea, pierderile principale în fierul rotoric sunt neglijabile, din cauza frecvenței de alunecare, care este foarte mică. Afirmația rămâne valabilă și pentru fundamentală, în cazul alimentării MAS prin CSF. Pentru armonicile superioare de timp, condițiile de funcționare ale motorului se modifică: întrucât alunecările  $s_{(v)}$  sunt apropiate de unitate (v. tabelul 3.1), fenomenele din rotor sunt caracterizate de frecvențe înalte de pulsație,  $f_{2(v)} = s_{(v)} \cdot v \cdot f_1$ . Acest considerent impune analizarea pierderilor principale în fierul rotoric provocate de armonicile superioare, precum și măsura în care acestea influențează randamentul mașinii. În vederea aplicării principiului superpoziției efectelor, procedez identic ca și în cazul pierderilor principale în fierul statoric: consider că pierderile principale în miezul rotoric sunt produse doar de curenți turbionari. Pentru aceasta, înlocuiesc mașina reală, în care pierderile principale sunt produse de curenți turbionari și de fenomenul de histereză, cu o mașină teoretică, echivalentă din punct de vedere energetic cu cea reală, în care pierderile principale sunt produse doar de curenți turbionari.

#### a) Pierderile principale în dinții rotorului

Pentru început se consideră prezentă în alimentarea motorului doar o singură armonică superioară de timp, de un ordin oarecare  $v$ . Pierderile reale pe care această armonică le produce în dinții rotorului au expresia:

$$p_{z2(v)} = \left( k_{zh} \cdot k_{h(v)} \cdot \sigma_h \cdot s_{(v)} \cdot v \cdot f_1 + k_{zw} \cdot k_{w(v)} \cdot \sigma_w \cdot s_{(v)}^2 \cdot v^2 \cdot f_1^2 \cdot \Delta^2 \right) B_{z2m(v)}^2 \cdot G_{z2} . \quad (3.289)$$

În relația (3.289),  $B_{z2m(v)}$  reprezintă inducția magnetică corespunzătoare armonicii de ordin  $v$ , în mijlocul dintelui rotoric și care se calculează cu relația:

$$B_{z2m(v)} = \frac{\tau_{c2} \cdot B_{\delta(v)}}{k_{Fe} \cdot b_{z2m}} . \quad (3.290)$$



În modelul teoretic adoptat, aceste pierderi date de relația (3.289) sunt produse doar de curenți turbionari:

$$P_{z2(v)} = P_{z2w(v)}^* = k_{z2e(v)} \cdot P_{z2w(v)}, \quad (3.291)$$

în care  $k_{z2e(v)}$  este un factor de echivalare a pierderilor reale în dinții rotorici, cu pierderi numai de natură " $P_{z2w(v)}$ ", corespunzător armonicii de ordin  $v$ .

Dezvoltând relația (3.291) cu ajutorul relației (3.289), după efectuarea calculelor intermediare se obține:

$$k_{z2e(v)} = 1 + \frac{K_z}{\Delta^2} \cdot \frac{1}{s_{(v)} \cdot v \cdot f_1} \cdot \frac{k_{h(v)}}{k_{w(v)}} = 1 + \frac{K_{z\Delta}}{s_{(v)} \cdot v \cdot f_1} \cdot \frac{k_{h(v)}}{k_{w(v)}}. \quad (3.292)$$

Prin urmare, pierderile principale în dinții rotorului, corespunzătoare armonicii de ordin  $v$  pot fi scrise prin echivalare sub forma:

$$P_{z2(v)} = k_{z2e(v)} \cdot k_{zw} \cdot k_{w(v)} \cdot \sigma_w \cdot s_{(v)}^2 \cdot v^2 \cdot f_1^2 \cdot \Delta^2 \cdot B_{z2m(v)}^2 \cdot G_{z2}. \quad (3.293)$$

În condițiile în care, în alimentarea MAS se consideră prezente toate armonicile superioare de timp, pierderile principale în dinții rotorului se pot scrie sub forma:

$$P_{z2(CSF)} = \sum_{v \neq 1} P_{z2(v)} \quad (3.294)$$

### b). Pierderile principale în jugul rotorului

În ipoteza în care în alimentarea MAS este prezentă doar armonica de ordin  $v$ , pierderile principale reale provocate de aceasta în jugul rotorului au expresia:

$$P_{j2(v)} = \left( k_{h(v)} \cdot \sigma_h \cdot s_{(v)} \cdot v \cdot f_1 \cdot k_{j1h} + k_{w(v)} \cdot \sigma_w \cdot s_{(v)}^2 \cdot v^2 \cdot f_1^2 \cdot \Delta^2 \cdot k_{j2w} \right) \cdot B_{j2(v)}^2 \cdot G_{j2}, \quad (3.295)$$

în care:

$$B_{j2(v)} = \frac{\Phi_{(v)}}{2 \cdot l \cdot k_{Fe} \cdot h_{j2}}. \quad (3.296)$$

Prin echivalarea energetică, rezultată în urma înlocuirii mașinii reale cu un model teoretic liniar, se obține egalitatea:

$$P_{j2(v)} = P_{j2w(v)}^* = k_{j2e(v)} \cdot P_{j2w(v)}. \quad (3.297)$$

Procedând la fel ca și în cazurile anterioare, rezultă factorul de echivalare a pierderilor reale în jugul rotoric, cu pierderi numai de tipul " $P_{j2w(v)}$ ", sub forma:

$$k_{j2e(v)} = 1 + \frac{K_w}{\Delta^2} \cdot \frac{1}{s_{(v)} \cdot v \cdot f_1} \cdot \frac{k_{h(v)}}{k_{w(v)}} = 1 + \frac{K_{w\Delta}}{s_{(v)} \cdot v \cdot f_1} \cdot \frac{k_{h(v)}}{k_{w(v)}} \quad (3.298)$$

Prin urmare, pierderile principale în jugul rotorului, corespunzătoare armonicii de ordin  $v$ , pot fi scrise prin echivalare, sub forma:

$$p_{j2(v)} = k_{j2e(v)} \cdot k_{j2w} \cdot k_{w(v)} \cdot \sigma_w \cdot s_{(v)}^2 \cdot v^2 \cdot f_1^2 \cdot \Delta^2 \cdot B_{j2(v)}^2 \cdot G_{j2} \quad (3.299)$$

Cu acestea, în cazul alimentării MAS prin CSF pierderile principale totale în jugul rotorului,  $p_{j2(CSF)}$ , se calculează cu relația:

$$P_{j2(CSF)} = \sum_{v \neq 1} P_{j2(v)} \quad (3.300)$$

### 3.6.2.3.2. Pierderile suplimentare în fierul rotoric

Ca și în cazul statorului, se disting pierderi suplimentare de suprafață și pierderi suplimentare prin pulsație.

#### a). Pierderi suplimentare de suprafață

Dacă MAS se alimentează direct de la rețea, pierderile suplimentare de suprafață rotorice se calculează cu relația, [D6]:

$$P_{\sigma 2} = \frac{1}{2} \cdot p_{\sigma 2} \cdot l \cdot \pi \cdot (\Delta - 2\delta) \cdot \frac{\tau_{c2} - b_{42}}{\tau_{c2}}, \quad (3.301)$$

unde pierderile specifice de suprafață rotorice  $p_{\sigma 2}$ , au expresia:

$$p_{\sigma 2} = k_o (N_{c1} \cdot n)^{1,5} \cdot (\tau_{c1} \cdot \beta_1 \cdot k_{\delta 1} \cdot B_{\delta})^2 \quad (3.302)$$

În relațiile (3.301) și (3.302) s-au notat:  $b_{42}$  – deschiderea creștăturii rotorice;  $N_{c1}$  – numărul de creștături statorice;  $\beta_1$  – un factor dependent de raportul  $b_{41}/\delta$ ;  $k_{\delta 1}$  – factorul de întrefier.

Procedând similar cu punctul 3.6.2.2.2. – a, se obține expresia factorului de creștere a pierderilor suplimentare de suprafață rotorice în cazul alimentării MAS prin CSF, față de situația alimentării acestuia de la rețea,  $k_{p\sigma 2}$ :

$$k_{P\sigma 2} = \frac{P_{\sigma 2(CSF)}}{P_{\sigma 2}} = 1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{B_{\delta(v)}}{B_{\delta(1)}} \right)^2 = 1 + \sum_{v \neq 1} k_{B\delta(v,1)}^2 = k_{P\sigma 1} > 1. \quad (3.303)$$

### b). Pierderile suplimentare prin pulsație

Pierderile suplimentare prin pulsație rotorice, în situația în care MAS se alimentează de la rețea, au următoarea expresie de calcul, [D6]:

$$P_{P2} = \frac{1}{2} \sigma_w \cdot k_{wP2} (\Delta \cdot N_{cl} \cdot n \cdot B_{P2})^2 \cdot G_{z2}. \quad (3.304)$$

$B_{P2}$  reprezintă inducția de pulsație în dinții rotorici, cu următoarea expresie:

$$B_{P2} = \frac{\gamma_1 \cdot \delta \cdot k_{\delta}}{2\tau_{c2}} \cdot B_{z2m}. \quad (3.305)$$

Inlocuind pe (3.305) în (3.304) se obține:

$$P_{P2} = \frac{1}{2} \sigma_w \cdot k_{wP2} (\Delta N_{cl} \cdot n)^2 \left( \frac{\gamma_1 \delta k_{\delta}}{2\tau_{c2}} \right)^2 \cdot G_{z2} \cdot B_{z2m}^2. \quad (3.306)$$

În continuare, procedând la fel ca la punctul 3.6.2.2.2. -b și ținând cont că:

$$\frac{B_{z2m(v)}}{B_{z2m(1)}} = \frac{B_{\delta(v)}}{B_{\delta(1)}} = k_{B\delta(v,1)}, \quad (3.307)$$

se obține:

$$k_{PP2} = \frac{P_{P2(CSF)}}{P_{P2}} = 1 + \sum_{v \neq 1} k_{B\delta(v,1)}^2 > 1. \quad (3.308)$$

### 3.6.2.4. Pierderile suplimentare cauzate de fluxul de dispersie la capetele de bobină și de fluxul de dispersie datorat înclinării creștăturilor rotorice

În cazul alimentării MAS prin CSF, pierderile suplimentare în fier sunt mărite și datorită creșterii fluxului de dispersie la capetele de bobină și fluxului de dispersie datorat înclinării creștăturilor rotorice (fluxul de dispersie datorat asimetriei), care la frecvențele armonice pot provoca pierderi de care trebuie ținut cont.

Pierderile prin dispersie de capăt sunt pierderi prin curenți turbionari în miezul feromagnetic, datorate fluxului de scăpări la capete, care străbate fierul (miezul feromagnetic) în direcție axială.

Pierderile prin dispersie datorită înclinării creștăturilor rotorice sunt efectul scăpărilor de flux datorate asimetriei coliviei rotoarelor motoarelor de inducție în care creștăturile rotorice sunt asimetrice față de creștăturile statorice. Apar astfel diferențe unghiulare de fază în lungul miezului feromagnetic între valorile de vârf ale tensiunii magnetice din stator și rotor. Această diferență stabilește în întrefier un flux de scăpări datorat asimetriei, care produce pierderi suplimentare atât în fierul statoric cât și în cel rotor, [M6].

Creșterea pierderilor suplimentare datorate fluxului de dispersie de la capetele de bobină și fluxul de dispersie datorat înclinării creștăturilor rotorice, în situația alimentării MAS prin CSF, față de situația alimentării sinusoidale, poate fi apreciată printr-un factor de creștere definit astfel:

$$k_{Pst} = \frac{P_{st(CSF)}}{P_{st}} = 1 + \frac{P_{st(v)}}{P_{st}} . \quad (3.309)$$

În general determinarea precisă a acestor pierderi este dificilă, ele depinzând foarte mult de construcția mașinii și de caracteristicile magnetice ale reperelor componente ale MAS. O evaluare acoperitoare se poate însă realiza cu ajutorul relației lui Alger, August și Davies care au arătat că aceste pierderi sunt proporționale cu ordinul armonicilor, frecvența relativă și curentul corespunzător armonicilor, [M5]:

$$P_{st(v)} \sim \sum_{v \neq 1} (I_{1(v)})^x (v \cdot f_{lr})^y , \quad (3.310)$$

unde  $x$  și  $y$  sunt doi coeficienți care depind de tipul constructiv al mașinii. S-a demonstrat experimental că se obține o evaluare acoperitoare pentru acest tip de pierderi dacă se consideră  $x=2$  și  $y=1,5$  [M5]. Relația (3.310) devine:

$$P_{st(v)} \sim \sum_{v \neq 1} I_{1(v)}^2 (v \cdot f_{lr})^{1,5} . \quad (3.311)$$

În cazul fundamentalei, respectiv alimentării sinusoidale:

$$P_{st} \sim I_1^2 f_{lr}^{1,5} . \quad (3.312)$$

Considerând relațiile (3.311) și (3.312) în relația (3.309), se obține:

$$k_{pst} \cong 1 + \frac{\sum_{v \neq 1} I_{1(v)}^2 (v \cdot f_{1r})^{1.5}}{I_1^2 f_{1r}^{1.5}} = 1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{I_{1(v)}}{I_1} \right)^2 \cdot v^{1.5} > 1. \quad (3.313)$$

În situația alimentării MAS prin CSF are loc deci și o creștere a pierderilor suplimentare în zona capetelor de bobină și a pierderilor suplimentare datorate asimetriei rotorice. Această creștere este exprimată de factorul de creștere,  $k_{pst}$ , a cărei evaluare cantitativ-calitativă este prezentată în capitolul 4.

### 3.6.3. Determinarea randamentului MAS alimentate prin CSF

În situația în care MAS este alimentată direct de la rețea, randamentul mașinii este, [D6]:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \Sigma p}, \quad (3.314)$$

în care  $P_2$  este puterea la arborele mașinii, iar  $\Sigma p$  reprezintă suma pierderilor care au loc în mașină la încărcarea respectivă. Suma pierderilor rezultă din bilanțul pierderilor sub forma:

$$\Sigma p = p_{Cu1} + p_{Cu2} + p_{j1} + p_{z1} + p_{\sigma 1} + p_{\sigma 2} + p_{p1} + p_{p2} + p_{st} + p_{mv}. \quad (3.315)$$

în care  $p_{mv}$  reprezintă pierderile de natură mecanică.

Dacă MAS se alimentează de la rețea prin intermediul CSF, pentru randamentul mașinii  $\eta_{(CSF)}$  se poate scrie:

$$\eta_{(CSF)} = \frac{P_{2(CSF)}}{P_{1(CSF)}} = \frac{P_2}{P_2 + \Sigma p_{(CSF)}} \quad (3.316)$$

întrucât, practic  $P_2 \cong P_{2(CSF)}$ .

Bilanțul puterilor în acest caz este următorul:

$$\begin{aligned} \Sigma p_{(CSF)} &= p_{Cu1(CSF)} + p_{Cu2(CSF)} + p_{j1(CSF)} + p_{z1(CSF)} + p_{j2(CSF)} + p_{z2(CSF)} + \\ &+ p_{\sigma 1(CSF)} + p_{\sigma 2(CSF)} + p_{p1(CSF)} + p_{p2(CSF)} + p_{st(CSF)} + p_{mv(CSF)} = \\ &= k_{Cu1} p_{Cu1} + k_{Cu2} p_{Cu2} + k_{pj1} p_{j1} + k_{pz1} p_{z1} + p_{j2(CSF)} + p_{z2(CSF)} + \\ &+ k_{p\sigma 1} p_{\sigma 1} + k_{p\sigma 2} p_{\sigma 2} + k_{pp1} p_{p1} + k_{pp2} p_{p2} + k_{pst} p_{st} + p_{mv}. \end{aligned} \quad (3.317)$$

La scrierea relației (3.317) s-a ținut seama de relațiile: (3.174), (3.191), (3.253), (3.272), (3.280), (3.288), (3.303), (3.308). De asemenea, legat de pierderile mecanice s-a considerat că:

$$P_{mv(CSF)} \cong P_{mv} \cdot \quad (3.318)$$

Pentru a pune în evidență modificările pe care le suferă randamentul în cazul în care MAS este alimentată prin CSF, față de situația alimentării sinusoidale, se raportează relația (3.314) la relația (3.316). Rezultă:

$$k_{\eta} = \frac{\eta_{(CSF)}}{\eta} = \frac{P_2 + \Sigma p}{P_2 + \Sigma p_{(CSF)}} \cdot \quad (3.319)$$

Întrucât factorii:  $k_{Cu1}$ ,  $k_{Cu2}$ ,  $k_{pj1}$ ,  $k_{pz1}$ ,  $k_{p\sigma1}$ ,  $k_{p\sigma2}$ ,  $k_{pp1}$ ,  $k_{pp2}$ ,  $k_{pst}$  sunt supraunitari, rezultă că  $\Sigma p_{(CSF)} > \Sigma p$ , și deci că:

$$\eta_{(CSF)} < \eta, \text{ adică } k_{\eta} < 1 \cdot \quad (3.320)$$

### Concluzie:

În cazul alimentării MAS prin CSF are loc o creștere a pierderilor în mașină față de situația în care aceasta este alimentată de la rețea, ceea ce conduce la o micșorare a randamentului acesteia.

## 3.7. Stabilirea unui model matematic unic asociat MAS alimentate prin CSF

În cadrul paragrafului 3.2 s-a stabilit un model matematic asociat MAS alimentate prin CSF care constă în asocierea MAS a câte unei scheme echivalente corespunzătoare fundamentalei și a unui număr de scheme corespunzătoare diverselor armonici de ordin  $v$ , conforme cu descompunerea în serie Fourier a tensiunii de la intrarea motorului. În cadrul acestui model nu se ia în considerare efectul pelicular.

În paragraful de față îmi propun să determin un model matematic unic asociat MAS alimentate prin CSF, care constă într-o schemă echivalentă unică, care descrie funcționarea motorului, în condițiile prezenței în tensiunea de alimentare a acestuia a unor armonici superioare de timp.

Pe parcursul paragrafului 3.4, au fost determinați parametrii echivalenței ai înfășurărilor MAS alimentate de la rețea prin intermediul CSF, în condițiile prezenței tuturor armonicilor în tensiunea de alimentare.

Astfel, pentru înfășurarea statorică, rezistența echivalentă respectiv reactanța echivalentă, determinate la frecvența fundamentalei sunt ( $v$ , și relațiile (3.103) și (3.112)):

$$R_{1(\text{CSF})} = R_{1(l)} = R_{1(v)} = R_1 = R_{1n}, \quad (3.321)$$

$$X_{1(\text{CSF})} = k_{X1} \cdot X_1 = k_{X1} \cdot a \cdot X_{1n}. \quad (3.322)$$

În expresia (3.322),  $a$  este determinat de relația (3.11).

Impedanța echivalentă a înfășurării statorice  $Z_{1(\text{CSF})}$ , corespunzătoare tuturor armonicilor și definită la frecvența fundamentalei, este:

$$Z_{1(\text{CSF})} = R_{1(\text{CSF})} + jX_{1(\text{CSF})}. \quad (3.323)$$

Această impedanță este străbătută de curentul:

$$I_{1(\text{CSF})} = \sqrt{I_{1(l)}^2 + \sum_{v \neq 1} I_{1(v)}^2} \quad (3.324)$$

Rezistența echivalentă și reactanța echivalentă a unei faze rotorice raportată la stator determinată la frecvența fundamentalei, corespunzătoare tuturor armonicilor, inclusiv fundamentalei, au următoarele expresii (v. și relațiile (3.126) și (3.131)):

$$R'_{2(\text{CSF})} = k_{R_2'} \cdot R_2', \quad (3.325)$$

$$X'_{2(\text{CSF})} = k_{X_2'} \cdot X_2', \quad (3.326)$$

unde  $k_{R_2'}$  și  $k_{X_2'}$  sunt definiți de relațiile (3.129) și (3.134).

Impedanța echivalentă a unei faze rotorice raportată la stator, corespunzătoare tuturor armonicilor și determinată la frecvența fundamentalei este:

$$Z'_{2(\text{CSF})} = \frac{R'_{2(\text{CSF})}}{s_{(\text{CSF})}} + j \cdot X'_{2(\text{CSF})}, \quad (3.327)$$

unde  $s_{(\text{CSF})}$  este definită de relația (3.137).

Această impedanță este străbătută de curentul  $I'_{2(\text{CSF})}$ , având expresia:

$$I'_{2(\text{CSF})} = \sqrt{I_{2(l)}'^2 + \sum_{v \neq 1} I_{2(v)}'^2}. \quad (3.328)$$

În cele ce urmează voi stabili expresiile parametrilor echivalenței ai circuitului magnetic (corespunzători tuturor armonicilor).

Astfel, la determinarea rezistenței echivalente de magnetizare  $R_{1m(\text{CSF})}$ , se ține seama de faptul că aceasta este determinată numai de pierderile din miezul

feromagnetic statoric care sunt acoperite direct de puterea statorică, fără a se face tranziție prin putere stereomecanică [D6]:

Aproximând că  $I_{01(\text{CSF})} \approx I_{\mu(\text{CSF})}$ , pentru  $R_{1m(\text{CSF})}$  se obține:

$$R_{1m(\text{CSF})} = \frac{P_{z1(\text{CSF})} + P_{j1(\text{CSF})}}{3I_{\mu(\text{CSF})}^2}, \quad (3.329)$$

unde  $P_{z1(\text{CSF})}$  și  $P_{j1(\text{CSF})}$  sunt date de relațiile (3.253) și (3.272).

La stabilirea curentului de magnetizare total  $I_{\mu(\text{CSF})}$ , se aplică principiul superpoziției efectelor (miezul feromagnetic se consideră liniar):

$$I_{\mu(\text{CSF})} = \sqrt{I_{\mu(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} I_{\mu(v)}^2}. \quad (3.330)$$

Curentul de magnetizare corespunzător armonicii de ordin  $v$ , se calculează cu ajutorul solenației de magnetizare, de asemenea corespunzătoare armonicii de ordin  $v$ ,  $\theta_{\mu(v)}$ , din relația:

$$\theta_{\mu(v)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} 3 \cdot N_1 \cdot k_{q1} \cdot k_{y1} \cdot I_{\mu(v)}. \quad (3.331)$$

La scrierea relației (3.332) am ținut cont că:  $k_{q1(v)} = k_{q1}$  și  $k_{y1(v)} = k_{y1}$  (v. relațiile (3.216)).

Solenația de magnetizare corespunzătoare fundamentalei  $\theta_{\mu(1)}$ , are expresia [D6]:

$$\theta_{\mu(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot 3 \cdot N_1 \cdot k_{q1} \cdot k_{y1} \cdot I_{\mu(1)} = \theta_{\mu}, \quad (3.332)$$

unde  $\theta_{\mu}$  este solenația de magnetizare în cazul alimentării MAS de la rețea.

Prin împărțirea relațiilor (3.331) și (3.332) se obține:

$$\frac{\theta_{\mu(v)}}{\theta_{\mu(1)}} = \frac{I_{\mu(v)}}{I_{\mu(1)}} = \frac{I_{\mu(v)}}{I_{\mu}}, \quad (3.333)$$

cu care relația (3.330) poate fi pusă și sub forma:

$$I_{\mu(\text{CSF})} = I_{\mu} \cdot \sqrt{1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{\theta_{\mu(v)}}{\theta_{\mu(1)}} \right)^2}. \quad (3.334)$$

Solenația de magnetizare  $\theta_{\mu(v)} = U_{H(v)}$ . Ea se calculează pentru fiecare armonică  $v$  în parte, la fel ca și pentru fundamentală (v. de exemplu [D6]).



Pentru reactanța de magnetizare echivalentă, corespunzătoare tuturor armonicilor, determinată la frecvența de magnetizare a fundamentalei  $f_{(1)}$ , se obține:

$$X_{1m(CSF)} \cong \sqrt{\left(\frac{U_{1(CSF)}}{I_{1(CSF)}}\right)^2 - (R_{1(CSF)} + R_{1m(CSF)})^2} \quad (3.335)$$

Pentru impedanța echivalentă a circuitului de magnetizare se poate scrie:

$$\underline{Z}_{1m(CSF)} = R_{1m(CSF)} + j \cdot X_{1m(CSF)}. \quad (3.336)$$

Cu aceasta, se poate defini o singură schemă echivalentă, unică, pentru MAS, în cazul alimentării acestuia prin CSF, corespunzătoare tuturor armonicilor. Schema corespunde la frecvența fundamentalei,  $f_{(1)}=f_1$ , și este reprezentată în figura 3.5.; influența armonicilor superioare se regăsește în valorile particulare ale parametrilor, valabile pentru o sarcină dată.

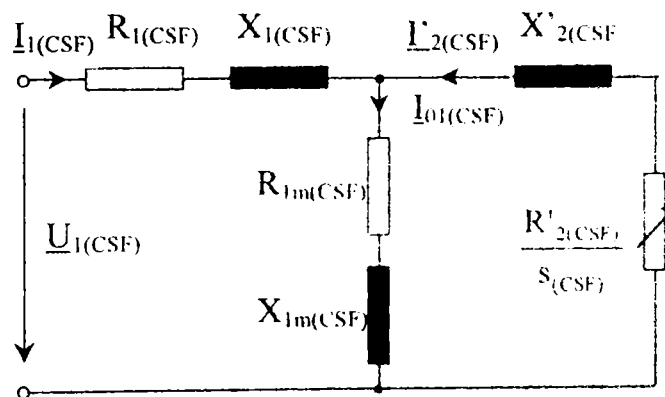


Fig. 3.5. Schema echivalentă unică a MAS în cazul alimentării acestuia prin CSF.

În conformitate cu această schemă echivalentă unică, formal se poate considera că MAS, în cazul alimentării sale prin CSF, se comportă ca și cum ar fi alimentat sinusoidal, la frecvența fundamentalei,  $f_{(1)}=f_1$ , cu următorul sistem de tensiuni:

$$\begin{cases} u_A = \sqrt{2} \cdot U_{1(CSF)} \cdot \sin(\omega_1 t) \\ u_B = \sqrt{2} \cdot U_{1(CSF)} \cdot \sin\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_C = \sqrt{2} \cdot U_{1(CSF)} \cdot \sin\left(\omega_1 t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.337)$$

în care:

$$U_{1(\text{CSF})} = \sqrt{U_{1(1)}^2 + \sum_{v \neq 1} U_{1(v)}^2}, \quad (3.338)$$

Corespunzător acestui sistem de tensiuni de alimentare, sistemul de curenți care străbat fazele statorului este următorul:

$$\begin{cases} i_A = \sqrt{2} \cdot I_{1(\text{CSF})} \cdot \sin(\omega_1 t - \varphi_{1(\text{CSF})}) \\ i_B = \sqrt{2} \cdot I_{1(\text{CSF})} \cdot \sin\left(\omega_1 t - \varphi_{1(\text{CSF})} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_C = \sqrt{2} \cdot I_{1(\text{CSF})} \cdot \sin\left(\omega_1 t - \varphi_{1(\text{CSF})} - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.339)$$

în care  $I_{1(\text{CSF})}$  este dat de relația (3.324) iar  $\varphi_{1(\text{CSF})}$  rezultă din expresia factorului de putere echivalent (v. relația (3.163)).

Având în vedere aceste ipoteze și ținând cont că parametrii echivalenței au fost calculați reduși la frecvența fundamentalei (în condițiile regimului sinusoidal), formal se poate accepta calculul cu mărimi complexe (v. și relațiile (3.321), (3.322), (3.325), (3.326) și (3.342)).

Pentru determinarea raportului  $\frac{R'_{2(\text{CSF})}}{S_{(\text{CSF})}}$  se scrie legea conservării puterilor

active primite de la rotorul echivalent: puterea activă echivalentă, corespunzătoare tuturor armonicilor, inclusiv fundamentalei, primită de rotorul echivalent în situația alimentării MAS prin CSF este egală cu suma dintre puterea activă corespunzătoare fundamentalei și puterile active corespunzătoare fiecărei armonici  $v$  în parte. Astfel, se poate scrie:

$$3 \frac{R_{2(\text{CSF})}}{S_{(\text{CSF})}} I_{2(\text{CSF})}^2 = 3 \frac{R_{2(1)}}{S_{(1)}} I_{2(1)}^2 + 3 \sum_{v \neq 1} \frac{R_{2(v)}}{S_{(v)}} I_{2(v)}^2, \quad (3.340)$$

sau în mărimi reduse:

$$3 \frac{R'_{2(\text{CSF})}}{S_{(\text{CSF})}} I_{2(\text{CSF})}'^2 = 3 \frac{R'_{2(1)}}{S_{(1)}} I_{2(1)}'^2 + 3 \sum_{v \neq 1} \frac{R'_{2(v)}}{S_{(v)}} I_{2(v)}'^2, \quad (3.341)$$

de unde rezultă după efectuarea calculelor intermediare:

$$\frac{R'_{2(\text{CSF})}}{S_{(\text{CSF})}} = \frac{R'_2}{S} \cdot \frac{1 + \sum_{v \neq 1} \frac{S_{(1)}}{S_{(v)}} \cdot \frac{R'_{2(v)}}{R'_{2(1)}} \left( \frac{I'_{2(v)}}{I'_{2(1)}} \right)^2}{1 + \sum_{v \neq 1} \left( \frac{I'_{2(v)}}{I'_{2(1)}} \right)^2}. \quad (3.342)$$

Corespunzător schemei echivalente unice prezentate în figura 3.5, ecuațiile MAS sunt:

$$\begin{aligned} \underline{U}_{1(\text{CSF})} &= \underline{Z}_{1(\text{CSF})} \cdot \underline{I}_{1(\text{CSF})} - \underline{U}_{e1(\text{CSF})}; & \underline{U}'_{e2(\text{CSF})} &= \underline{Z}'_{2(\text{CSF})} \cdot \underline{I}'_{2(\text{CSF})} = \underline{U}_{e1(\text{CSF})}; \\ \underline{U}_{e1(\text{CSF})} &= -\underline{Z}_{m(\text{CSF})} \cdot \underline{I}_{01(\text{CSF})}; & \underline{I}_{01(\text{CSF})} &= \underline{I}_{1(\text{CSF})} + \underline{I}'_{2(\text{CSF})}. \end{aligned} \quad (3.343)$$

## **4. Evaluarea cantitativă și calitativă a parametrilor și a mărimilor electrice caracteristice MAS trifazate cu rotor în colivie, de mică și medie putere, alimentate prin CSF**

În cadrul capitolului 3 au fost stabilite relațiile de calcul pentru parametrii și mărimile electrice echivalente ce caracterizează MAS trifazate cu rotorul în scurtcircuit, de mică și medie putere, în situația în care alimentarea lor se face prin intermediul unui convertor static de frecvență. Studiul comportării MAS în cazul regimului permanent nesinusoidal s-a făcut comparativ cu regimul permanent sinusoidal.

În capitolul de față îmi propun evaluarea teoretică “cantitativ-calitativă” a parametrilor și mărimilor electrice analizate pe parcursul capitolului 3, în cazul alimentării MAS prin CSF, comparativ cu valorile acestora la alimentarea MAS direct de la rețea.

### **4.1. Evaluarea factorilor globali echivalenți de modificare a parametrilor rotorici $k_{r(CSF)}$ și $k_{x(CSF)}$ în cazul alimentării MAS prin CSF**

Expresiile definatorii ale celor doi factori globali echivalenți de modificare a parametrilor rotorici în cazul regimului nesinusoidal sunt date de relația (3.80) pentru  $k_{r(CSF)}$ , respectiv (3.92) pentru  $k_{x(CSF)}$ . Determinarea valorilor celor doi factori se poate face cu ajutorul programului de calcul pe care l-am elaborat și care este prezentat în anexa 3.

În continuare se prezintă variațiile și modificările cantitativ-calitative ale acestora, în diverse situații de funcționare ale MAS alimentate prin CSF (comparativ cu regimul sinusoidal).

#### **4.1.1. Curba factorilor globali echivalenți $k_{r(CSF)}$ și $k_{x(CSF)}$ în funcție de înălțimea de calcul a barei rotorice, $\xi_{(1)}$ , la pornire**

Într-o primă etapă am analizat dependența de înălțimea de calcul a barei rotorice corespunzătoare fundamentalei,  $\xi_{(1)}$ , a celor doi factori globali echivalenți de modificare

a parametrilor rotorici, în cazul alimentării MAS prin CSF (situație corespunzătoare creșterii rotorice de formă dreptunghiulară). În figura 4.1 sunt prezentate variațiile acestor factori în funcție de înălțimea de calcul a barei,  $\xi_{(1)}$  (a -  $k_{r(CSF)}=f(\xi_{(1)})$ , b -  $k_{x(CSF)}=f(\xi_{(1)})$ ). Curbele notate cu 1 corespund alimentării sinusoidale a MAS, pentru  $s=1$  și  $f_1=50$  [Hz]. Celelalte două curbe corespund alimentării MAS prin CSF: cele notate cu 2 pentru  $s_{(1)}=1$ ,  $f_{1(1)}=50$  [Hz],  $m_a=0,8$  și  $m_f=21$ , iar cele notate cu 3 pentru  $s_{(1)}=1$ ,  $f_{1(1)}=50$  [Hz],  $m_a=0,8$  și  $m_f=39$ .

Analizând figura 4.1 se regăsesc concluziile teoretice ale paragrafului 3.3.2 și anume că, în situația alimentării MAS prin CSF, are loc o accentuare a efectului pelicular datorită prezenței armonicilor superioare de timp în alimentarea motorului, ceea ce se materializează printr-un  $k_{r(CSF)} > k_r$  ( $k_{kr} > 1$ ) și  $k_{x(CSF)} < k_x$  ( $k_{kx} < 1$ ).

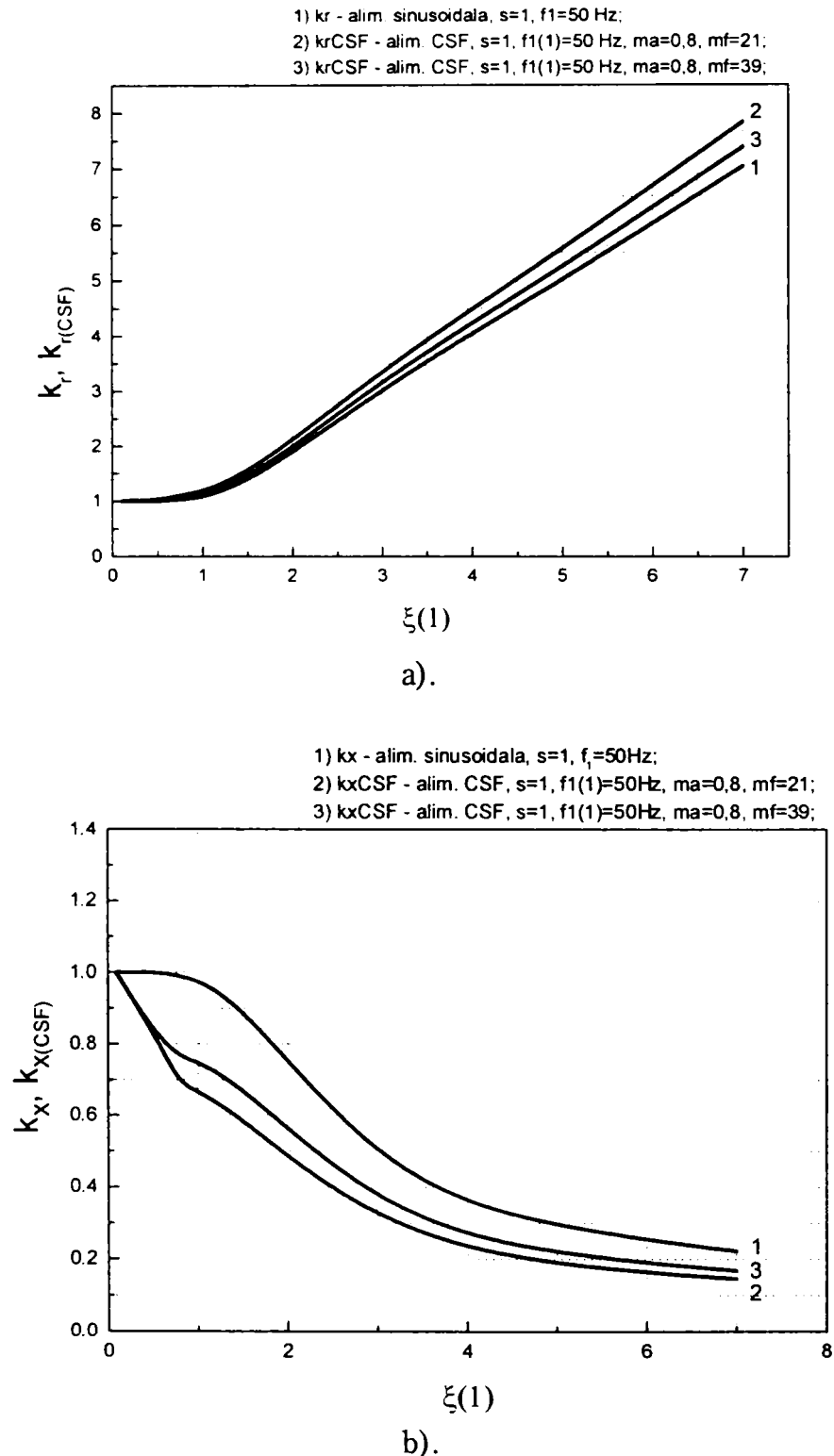
Astfel, ca exemplu, pentru  $\xi_{(1)}=3$  se obține  $k_r=3,01$ ,  $k_{r(CSF)}=3,345$  (pentru  $m_f=21$ ), respectiv  $k_{r(CSF)}=3,156$  (pentru  $m_f=39$ ); prin urmare pentru  $m_f=21$  rezultă  $k_{kr}=1,1113$  (o creștere a factorului de modificare a rezistenței cu aproximativ 11,13 [%]), iar pentru  $m_f=39$  se obține  $k_{kr}=1,048$  (o creștere a factorului de modificare a rezistenței cu aproximativ 4,85 [%]).

Pentru aceeași valoare a înălțimii de calcul a barei corespunzătoare fundamentalei,  $\xi_{(1)}$ ,  $k_x=0,508$ ,  $k_{x(CSF)}=0,329$  (pentru  $m_f=21$ ) și  $k_{x(CSF)}=0,381$  (pentru  $m_f=39$ ). Se obține astfel:  $k_{kx}=0,647$  pentru  $m_f=21$  (deci o reducere a factorului de modificare a inductivității cu aproximativ 35,23 [%]), iar pentru  $m_f=39$ ,  $k_{kx}=0,75$  (o reducere a factorului de modificare a inductivității cu 25 [%]). Se constată că odată cu creșterea factorului de modulare în frecvență  $m_f$ , modificările celor doi factori  $k_{r(CSF)}$  și  $k_{x(CSF)}$  se diminuează. Acest rezultat este normal datorită faptului că filtrarea spectrului armonic se face mai ușor la frecvențe mari. Prin urmare, concluzia capitolului 2, de a utiliza convertoare ce au în componența lor elemente semiconductoare ce lucrează cu frecvențe de comutație  $f_c$  ridicate (tranzistoare IGBT), apare pe deplin justificată.

#### 4.1.2. Influența reactanței de scurtcircuit raportată, $x_{sc}^*$ , asupra lui $k_{r(CSF)}$ și $k_{x(CSF)}$ în momentul pornirii

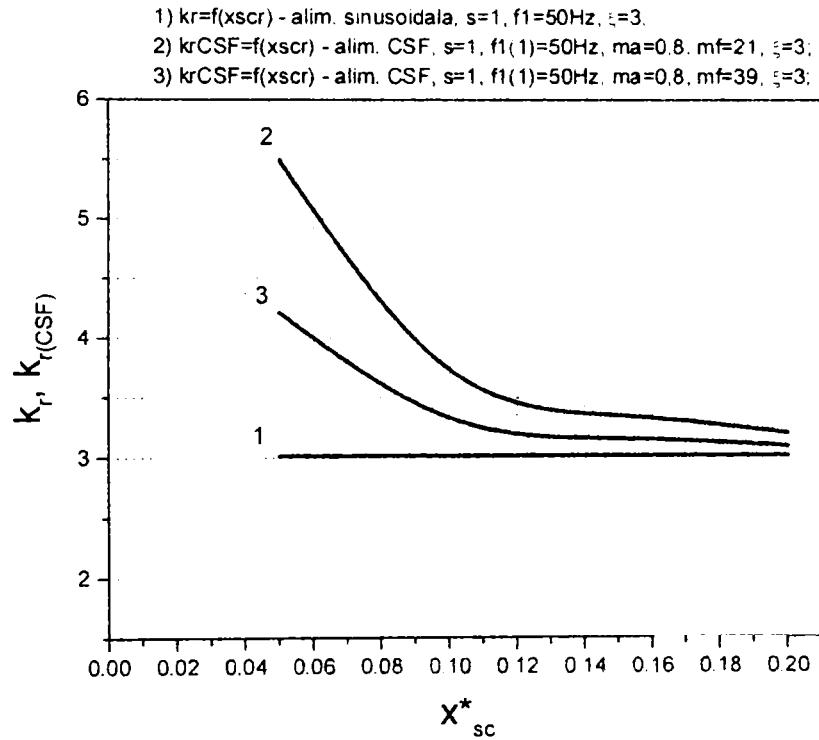
Pentru determinarea acestei influențe s-au reprezentat grafic, în figura 4.2, variațiile celor doi factori de modificare a parametrilor MAS alimentate prin CSF în funcție de reactanța de scurtcircuit raportată, definită de relația (3.182). Curbele 1 reflectă situația alimentării sinusoidale a motorului pentru  $f_1=50$  [Hz],  $s=1$ ; curbele 2 corespund situației în care MAS este alimentat prin CSF, pentru  $f_{1(1)}=50$  [Hz],  $s_{(1)}=1$ ,  $m_a=0,8$  și  $m_f=21$ , iar curbele 3 corespund cazului alimentării MAS prin CSF, pentru  $f_{1(1)}=50$  [Hz],  $s_{(1)}=1$ ,  $m_a=0,8$  și  $m_f=39$ . Toate cele 3 curbe sunt valabile pentru bare rotorice dreptunghiulare și corespund lui  $\xi_{(1)}=3$ .

Din analiza figurii 4.2, în situația alimentării MAS prin CSF, se constată o modificare a factorilor globali echivalenți  $k_{r(CSF)}$  și  $k_{x(CSF)}$ , corespunzătoare reactanței de scurtcircuit raportată  $x_{sc}^*$  (în cazul alimentării motoarelor direct de la rețea, reactanța de scurtcircuit raportată nu are nici o influență asupra lui  $k_r$  și  $k_x$ , lucru de altfel cunoscut din literatura de specialitate [C2]).

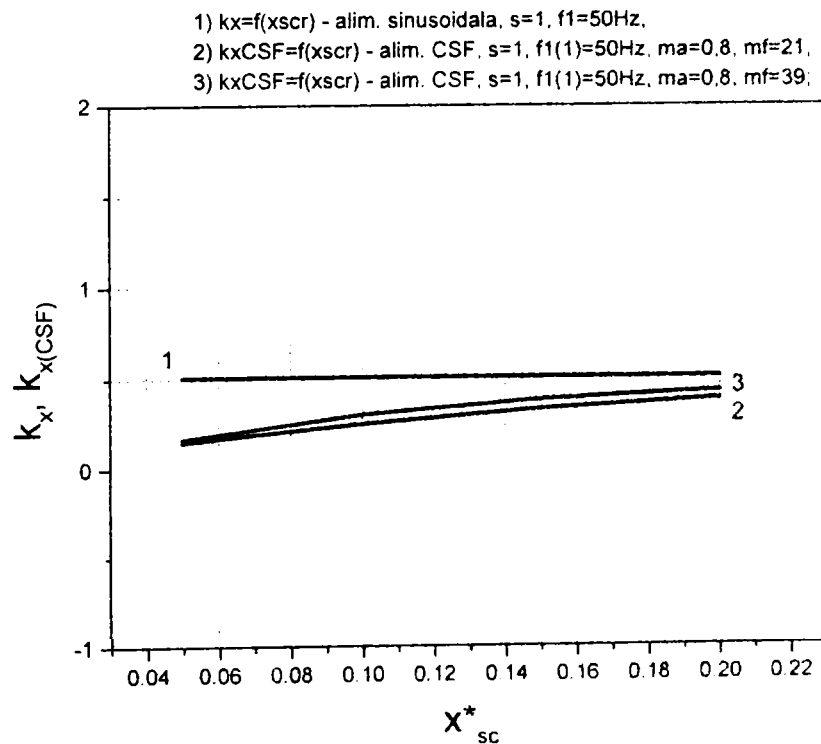


**Fig. 4.1.** Curbele factorilor globali echivalenți de modificare a parametrilor rotorici în funcție de  $\xi_{(1)}$  pentru bare dreptunghiulare: a). factorul  $k_{r(CSF)}$  comparativ cu  $k_r$ ;  
 b). factorul  $k_{x(CSF)}$  comparativ cu  $k_x$ .

Modificările sunt cu atât mai mari cu cât  $x_{sc}^*$  are valori mai mici. Astfel, pentru  $x_{sc}^*=0,05$ , la un factor de modulare în frecvență  $m_f=21$ , se obține  $k_{r(CSF)}=5,495$  (deci o creștere cu aprox. 82,25 [%] față de situația alimentării sinusoidale, pentru care  $k_r=3,015$  la  $\xi_{(1)}=3$ ) și un  $k_{x(CSF)}=0,149$  (deci o reducere cu 70,66 [%] față de regimul sinusoidal, pentru care  $k_x=0,508$ ).



a).



b).

**Fig. 4.2.** Variația factorilor globali echivalenți de modificare a parametrilor rotorici cu reactanța de scurtcircuit raportată a mașinii: a). – factorul  $k_{r(CSF)}$  comparativ cu  $k_r$ ; b). – factorul  $k_{x(CSF)}$  comparativ cu  $k_x$ .

În cazul unui factor de modulare în frecvență  $m_f=39$ , pentru același  $x_{sc}^*$ ,  $k_{r(CSF)}=4,214$  (rezultă o creștere cu 39,76 [%] față de  $k_r$ ),  $k_{x(CSF)}=0,166$  (deci o reducere cu 67,3 [%] față de  $k_x$ ).

Pentru valori mai ridicate ale reactanțelor de scurtcircuit raportate, modificările factorilor globali echivalenți  $k_{r(CSF)}$  și  $k_{x(CSF)}$  sunt mai mici. Astfel, pentru  $x_{sc}^*=0,2$  și  $m_f=21$ , se obține  $k_{r(CSF)}=3,202$ , deci o creștere cu numai 6,2 [%] față de cazul alimentării sinusoidale și  $k_{x(CSF)}=0,384$ , ceea ce înseamnă o scădere cu aproximativ 24,4 [%] față de  $k_x$  corespunzător regimului sinusoidal. Pentru aceeași valoare a lui  $x_{sc}^*$ , dar pentru  $m_f=39$ , se obține:  $k_{r(CSF)}=3,094$  (o creștere cu 2,62 [%] față de  $k_r$ ) și  $k_{x(CSF)}=0,426$  (o scădere cu 16,14 [%] față de  $k_x$ ).

În concluzie, modificările lui  $k_{r(CSF)}$  și  $k_{x(CSF)}$  sunt cu atât mai reduse cu cât  $x_{sc}^*$  este mai mare; la valori "foarte" mici ale lui  $x_{sc}^*$ , modificările respective pot deveni însă substanțiale.

### 4.1.3. Influența factorului de modulare în frecvență $m_f$ asupra variației factorilor $k_{r(CSF)}$ și $k_{x(CSF)}$ în funcție de alunecarea $s_{(1)}$ a motorului

Pentru a analiza influența factorului de modulare în frecvență  $m_f$  asupra curbelor de variație  $k_{r(CSF)}=f(s_{(1)})$  și  $k_{x(CSF)}=f(s_{(1)})$ , s-au trasat aceste curbe pe baza rezultatelor teoretice, pentru un motor asincron de 1,1 [kW] x 1500 [rpm], ale cărui caracteristici tehnice sunt prezentate în anexa 2. S-au considerat variațiile  $k_r=f(s)$  și  $k_x=f(s)$  în situația alimentării sinusoidale a motorului, la frecvența  $f_1=50$  [Hz] (curba 1 din figura 4.3), respectiv  $k_{r(CSF)}=f(s_{(1)})$  și  $k_{x(CSF)}=f(s_{(1)})$ , pentru cazul alimentării prin CSF a aceluiași motor. Pentru cea de-a doua situație s-au considerat următoarele variante de alimentare a MAS: curba 2 (din figura 4.3), pentru  $f_{1(1)}=50$  [Hz],  $m_a=0,8$  și  $m_f=21$ ; curba 3 (din figura 4.3), pentru  $f_{1(1)}=50$  [Hz],  $m_a=0,8$  și  $m_f=39$ . Cele două valori ale factorului de modulare în frecvență s-au ales din următoarele motive: se consideră că  $m_f=21$  este o valoare ce delimitează domeniul valorilor mici ale lui  $m_f$ , ( $m_f<21$ ), de cel al valorilor mari (pentru  $m_f>21$ ), [P3], iar  $m_f=39$  reprezintă o valoare posibilă pentru CSF realizat cu tranzistoare IGBT, recomandate a fi folosite în construcția invertoarelor (v. cap. 2).

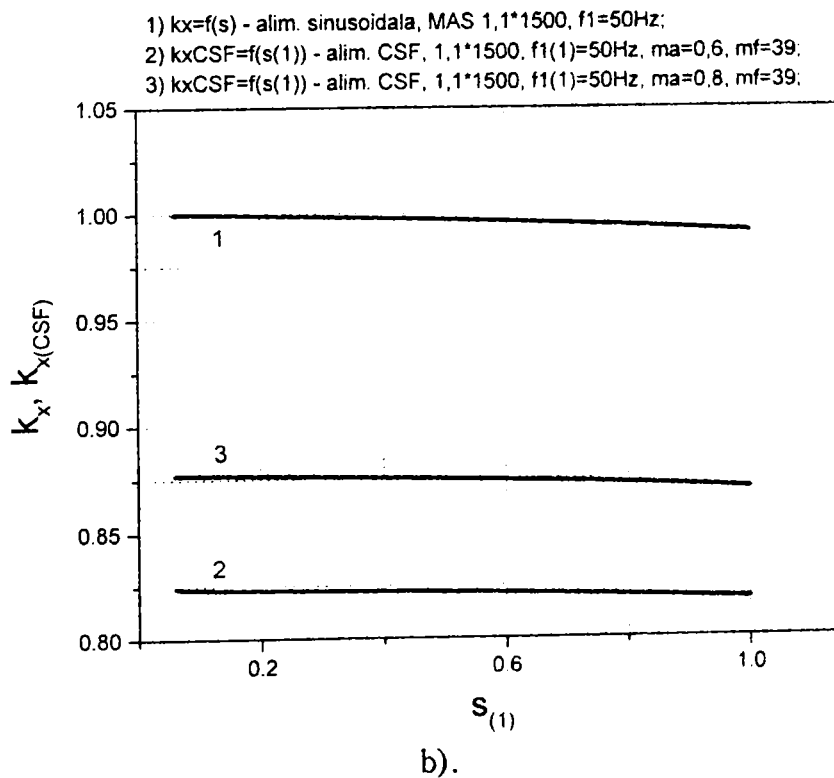
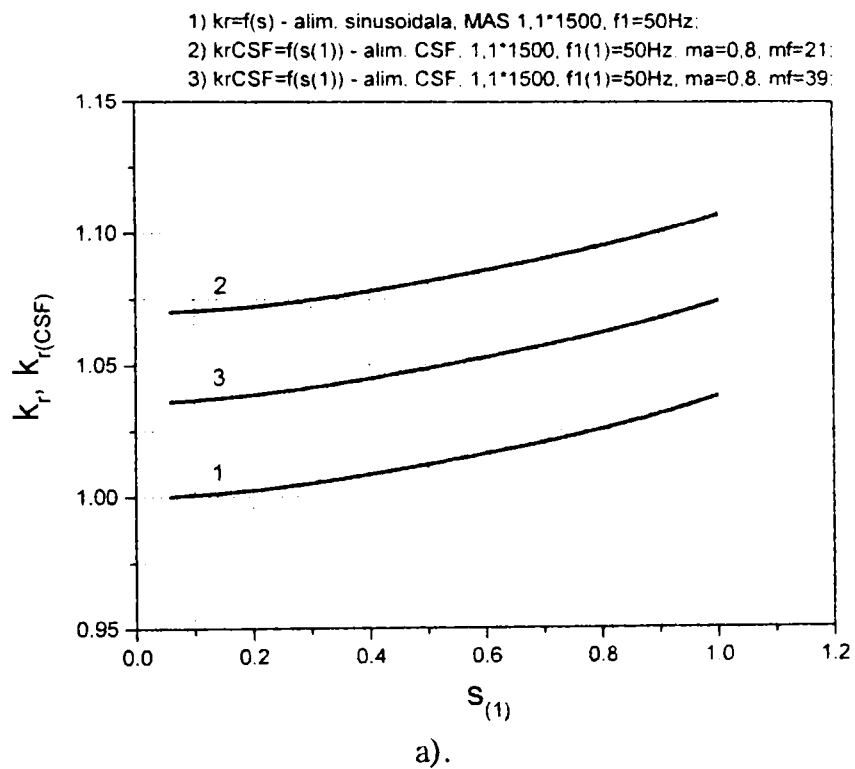
Analizând curbele din figura 4.3, se poate constata că, în cazul alimentării MAS prin CSF, se manifestă efectul pelicular atât la pornirea motorului ( $s_{(1)}=s=1$ ), cât și la sfârșitul perioadei regimului tranzitoriu al pornirii ( $s_{(1)}=s=0,06$ , în cazul de față).

Pentru factorul global echivalent de creștere a rezistenței,  $k_{r(CSF)}$ , se obține:

- la pornire ( $s_{(1)}=1$ ), pentru  $m_f=21$ ,  $k_{r(CSF)}=1,107$ ; rezultă o creștere a factorului de modificare a rezistenței cu aprox. 6,65 [%], față de situația alimentării sinusoidale (pentru care  $k_r=1,038$ ). În momentul încheierii pornirii, la  $s_{(1)}=s_n=0,6$ , pentru același



$m_f$  se obține  $k_{r(\text{CSF})}=1,07$ , adică o creștere cu aprox. 7 [%] față de regimul sinusoidal, pentru care  $k_r=1$ .



**Fig. 4.3.** Variația factorilor de modificare a parametrilor rotorici cu alunecarea  $s_{(1)}$ , în situația unui MAS de 1,1 [kW] x 1500 [rpm]:

a). - factorul  $k_{r(\text{CSF})}$  comparativ cu  $k_r$ ; b). -  $k_{x(\text{CSF})}$  comparativ cu  $k_x$ .

- pentru  $m_f=39$  și  $s_{(1)}=1$ ,  $k_{r(CSF)}=1,074$  (creșterea este de doar 3,47 [%] față de situația alimentării sinusoidale a MAS), iar pentru  $s_{(1)}=s_n=0,06$ , la același  $m_f$ , rezultă  $k_{r(CSF)}=1,036$ , adică o creștere de numai 3,6 [%] față de cazul în care MAS este cuplat direct la rețea.

Pentru factorul global echivalent de scădere a reactanței,  $k_{x(CSF)}$ , rezultă următoarele valori:

- pentru  $s_{(1)}=1$ ,  $m_f=21$ ,  $k_{x(CSF)}=0,832$  (o scădere cu 16,04 [%] față de  $k_x=0,991$ ), iar pentru  $s_{(1)}=0,06$ ,  $k_{x(CSF)}=0,838$  (o scădere cu 16,16 [%] față de  $k_x$ );
- pentru  $m_f=39$ , la  $s_{(1)}=1$  rezultă  $k_{x(CSF)}=0,870$  (o scădere cu 12,2 [%] față de  $k_x$ ), iar pentru  $s_{(1)}=s_n=0,06$  se obține  $k_{x(CSF)}=0,877$ , (o scădere cu 12,26 [%] față de  $k_x$ ).

Se observă că atât la  $k_{r(CSF)}$  cât și la  $k_{x(CSF)}$ , valorile lor se diferențiază puțin (în funcție de valoarea lui  $m_f$ ) în raport cu alunecarea (pentru motorul considerat mai sus).

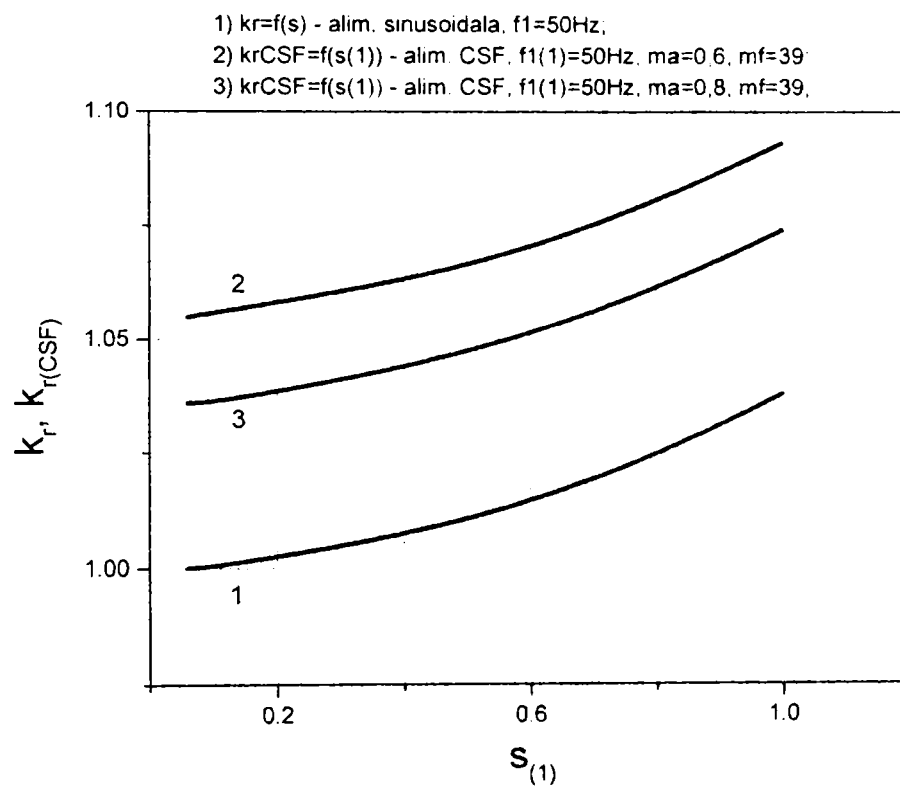
Trebuie de asemenea scos în evidență faptul că, atât în figura 4.3a, cât și în 4.3b cele 3 curbe sunt aproximativ paralele între ele; curbele corespunzătoare lui  $m_f=39$  sunt mai apropiate de variația lui  $k_r$  și  $k_x$  (corespunzătoare alimentării sinusoidale a motorului) decât cele corespunzătoare lui  $m_f=21$ .

Prin urmare, cu cât  $m_f$  ia valori mai ridicate, cu atât modificările parametrilor rotorici cauzate de cei doi factori globali echivalenți sunt mai reduse (din aceleași motive ca și cele prezentate la punctul 4.1.1).

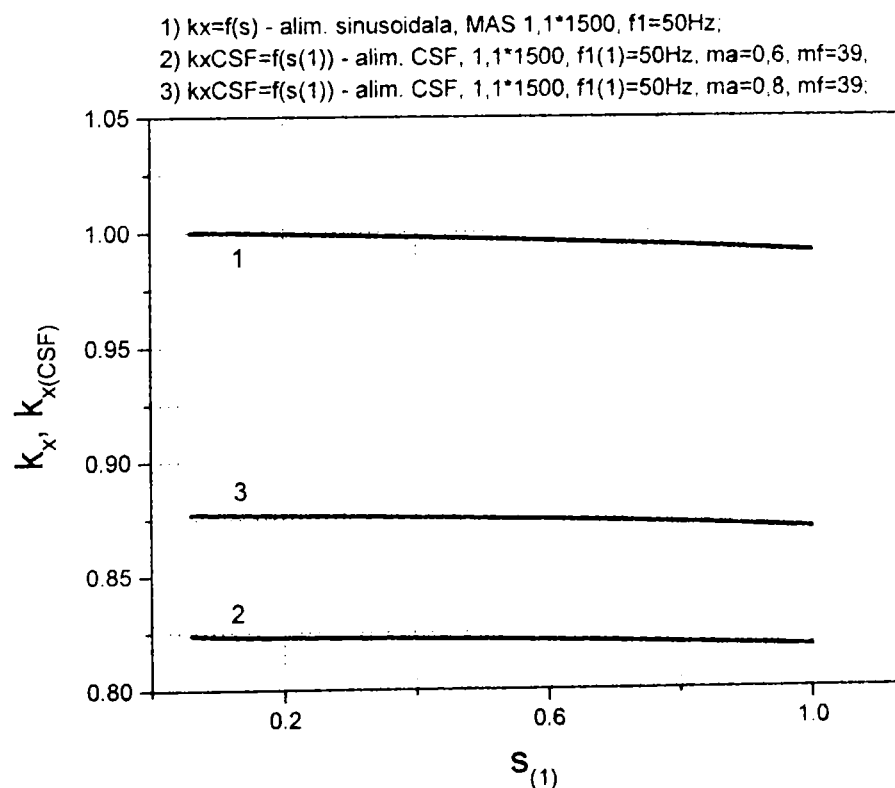
#### 4.1.4. Influența factorului de modulare în amplitudine $m_a$ , asupra curbelor $k_{r(CSF)}=f(s_{(1)})$ și $k_{x(CSF)}=f(s_{(1)})$

Variațiile sunt prezentate în figura 4.4: a – pentru  $k_{r(CSF)}$  și b – pentru  $k_{x(CSF)}$ , pentru un MAS de 1,1 [kW] și 1500 [rpm]. Curbele 1 corespund alimentării sinusoidale a motorului, la  $f_{1(1)}=50$  [Hz], curbele 2 corespund alimentării MAS prin CSF, pentru  $m_f=39$  și  $m_a=0,6$ , iar curbele 3 pentru situația alimentării MAS prin CSF cu  $m_f=39$  și  $m_a=0,8$ .

Alura caracteristicilor obținute pentru cei doi factori,  $k_{r(CSF)}=f(s_{(1)})$  și  $k_{x(CSF)}=f(s_{(1)})$ , este asemănătoare cu cea a curbelor prezentate la punctul anterior. Concluzia care rezultă din examinarea figurii 4.4 este că pentru funcționarea convertorului cu valori mici ale lui  $m_a$ , modificările parametrilor rotorici datorate lui  $k_{r(CSF)}$  și  $k_{x(CSF)}$  sunt mai însemnate decât cele corespunzătoare unor valori ale lui  $m_a$  care tind spre 1. Aceasta se datorează faptului că, la valori mici ale lui  $m_a$ , ponderea armonicilor din fundamentală este mai mare decât la valori ridicate ale factorului de modulare în amplitudine  $m_a$  (v. tabelul 2.2, cap.2).



a).



b).

**Fig. 4.4.** Variația factorilor globali echivalenți de modificare a parametrilor rotorici cu alunecarea  $s_{(1)}$ , pentru cazul unui motor de 1,1 [kW] x 1500 [rpm]:

a). - factorul  $k_{r(\text{CSF})}$  comparativ cu  $k_r$ ; b). - factorul  $k_{x(\text{CSF})}$  comparativ cu  $k_x$ .

În încheierea paragrafului doresc să sintetizez următoarele concluzii:

1. În situația alimentării MAS prin CSF are loc o modificare a efectului pelicular, în sensul accentuării acestuia, față de cazul în care MAS este alimentat direct de la rețea. Această modificare se datorează prezenței în unda tensiunii de alimentare a armonicilor superioare de timp. Efectul pelicular se manifestă atât la pornirea motorului cât și la sfârșitul regimului tranzitoriu (într-o măsură mai mică).
2. În cazul în care structura CSF permite funcționarea acestuia cu valori ridicate ale factorului de modulare în frecvență,  $m_f$ , (caz ce corespunde convertoarelor care au în componență elemente semiconductoare ce lucrează la frecvențe de comutație  $f_c$  mari – de exemplu tranzistoare IGBT), modificările valorilor factorilor  $k_{r(CSF)}$  și  $k_{x(CSF)}$  (din situația alimentării MAS prin CSF) față de  $k_r$  și  $k_x$  (pentru MAS alimentat direct de la rețea) se diminuează. Prin urmare, se recomandă utilizarea CSF realizate cu invertoare ce au în componență astfel de elemente semiconductoare.
3. La funcționarea CSF cu valori mici ale factorului de modulare în amplitudine  $m_a$ , factorii  $k_{r(CSF)}$  și  $k_{x(CSF)}$  suferă modificări substanțiale față de cazul regimului sinusoidal. Are loc în acest caz o accentuare a fenomenului de refulare datorită ponderii crescute a armonicilor din fundamentală. Pentru valori ale lui  $m_a$  care tind către 1, modificările valorilor celor doi factori  $k_{r(CSF)}$  și  $k_{x(CSF)}$  față de  $k_r$  și  $k_x$  se diminuează.
4. În cazul alimentării prin CSF a MAS caracterizate prin valori reduse ale reactanței de scurtcircuit raportată  $x_{sc}^*$ , are loc o accentuare a fenomenului de refulare față de cazul MAS caracterizate prin valori ridicate ale lui  $x_{sc}^*$ .

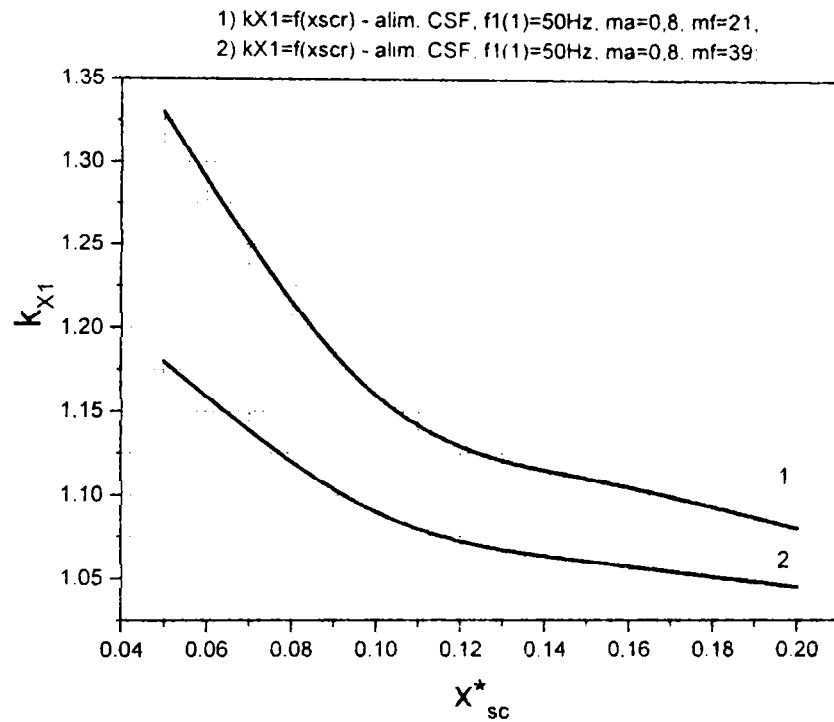
## 4.2. Evaluarea parametrilor echivalenți ai înfășurărilor MAS în cazul alimentării acestora prin CSF

### 4.2.1. Reactanța echivalentă statorică, $X_{1(CSF)}$

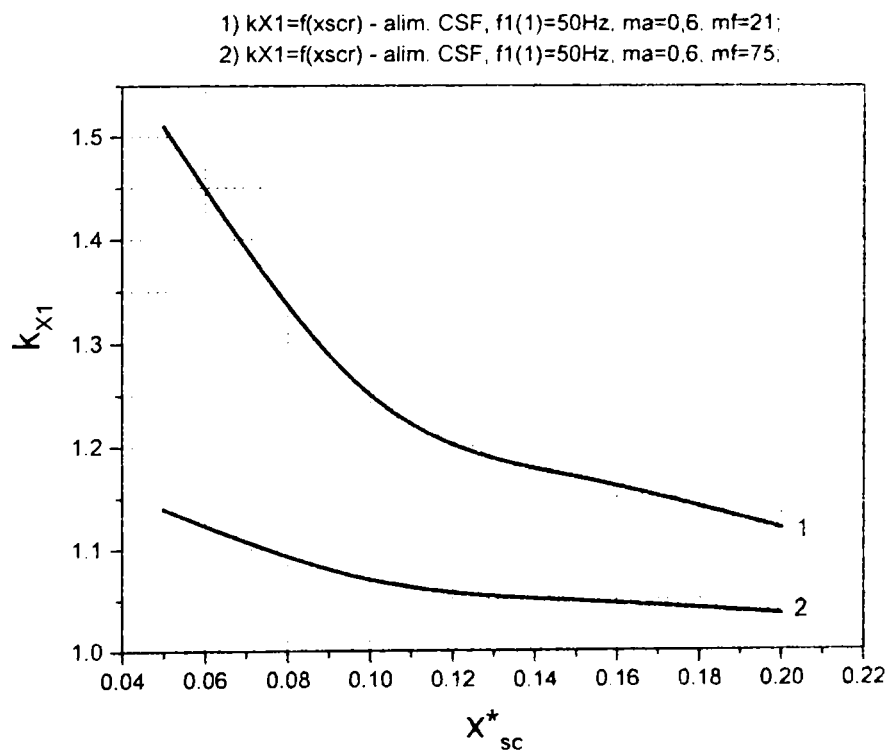
Reactanța echivalentă statorică  $X_{1(CSF)}$ , rezultă din relația (3.112) și este dependentă de ordinul armonicilor superioare  $\nu$  (influențat de  $m_f$ ), de raportul  $U_{1(\nu)}/U_{1(1)}$  (dependent de  $m_a$  și  $m_f$ ) și de reactanța de scurtcircuit raportată,  $x_{sc}^*$ . De asemenea, în paragraful 3.4 s-a arătat că această reactanță echivalentă este definită pentru frecvența fundamentalei și că, față de situația alimentării sinusoidale, suferă o anumită creștere. Această creștere este determinată de factorul  $k_{X1}$ .

În figura 4.5 este prezentată variația factorului care descrie modificările pe care le suferă valoarea reactanței unei faze statorice în cazul alimentării MAS prin CSF față de situația alimentării sinusoidale,  $k_{X1}$ , în funcție de reactanța de scurtcircuit raportată,

$x_{sc}^*$ . În figura 4.5a este reprezentată variația  $k_{X1}=f(x_{sc}^*)$  pentru  $f_{1(1)}=50$  [Hz],  $m_a=0,8$ ,  $m_f=21$  (curba 1) și  $m_f=39$  (curba 2). În figura 4.5b este redată variația  $k_{X1}=f(x_{sc}^*)$  pentru  $f_{1(1)}=50$  [Hz],  $m_a=0,6$ ,  $m_f=21$  (curba 1) și  $m_f=39$  (curba 2).



a).



b).

Fig. 4.5. Variația factorului  $k_{X1}=f(x_{sc}^*)$  la  $f_{1(1)}=50$  [Hz]: a). - pentru  $m_a=0,8$ ,  $m_f=21$  și  $m_f=39$ ;  
b). - pentru  $m_a=0,6$ ,  $m_f=21$ , respectiv  $m_f=75$ .

Se poate constata că valorile cele mai mari pentru  $k_{X1}$ , indiferent de valoarea lui  $m_a$  sau  $m_f$  apar pentru valorile mici ale reactanței de scurtcircuit raportată. Astfel, pentru  $x_{sc}^* = 0,05$  se obțin următoarele valori pentru  $k_{X1}$ :

- pentru  $m_a = 0,8$  și  $m_f = 21$ :  $k_{X1} = 1,33$ , deci o creștere cu 33 [%] a reactanței echivalente statorice  $X_{1(CSF)}$  față de reactanța  $X_1$  (corespunzătoare alimentării sinusoidale), ambele determinate la frecvența fundamentalei – în cazul de față egală cu 50 [Hz];
- pentru  $m_a = 0,8$  și  $m_f = 39$ :  $k_{X1} = 1,18$  (o creștere a lui  $X_{1(CSF)}$  față de  $X_1$  cu 18 [%]);
- pentru  $m_a = 0,6$  și  $m_f = 21$ :  $k_{X1} = 1,51$  (creșterea este de 51 [%]);
- pentru  $m_a = 0,6$  și  $m_f = 75$ :  $k_{X1} = 1,14$  (creșterea este de 14 [%]);

Pentru o valoare a reactanței de scurtcircuit raportată  $x_{sc}^* = 0,2$  se obțin:

- pentru  $m_a = 0,8$  și  $m_f = 21$ :  $k_{X1} = 1,08$  (creșterea reactanței  $X_{1(CSF)}$  față de  $X_1$  este de 8 [%]);
- pentru  $m_a = 0,8$  și  $m_f = 39$ :  $k_{X1} = 1,045$  (creșterea este de 4,5 [%]);
- pentru  $m_a = 0,6$  și  $m_f = 21$ :  $k_{X1} = 1,14$  (creșterea este de 14 [%]);
- pentru  $m_a = 0,6$  și  $m_f = 75$ :  $k_{X1} = 1,036$  (creșterea este de 3,6 [%]);

Se poate deci concluziona că MAS caracterizate prin valori inferioare ale  $x_{sc}^*$  suferă o modificare substanțială a valorii reactanței înfășurării statorice. Această majorare poate fi diminuată prin creșterea lui  $m_f$ . Creșterea valorii lui  $x_{sc}^*$  are ca urmare reducerea lui  $k_{X1}$ .

În figura 4.6 sunt reprezentate curbele  $k_{X1} = f(x_{sc}^*)$  la  $f_{1(1)} = 50$  [Hz],  $m_f = 39$  și  $m_a = 0,6$  (curba 1), respectiv  $m_a = 0,8$  (curba 2).

Se poate constata că pentru același  $m_f$ , un același motor va avea creșteri diferite ale reactanței sale statorice, dacă este alimentat prin CSF, la valori diferite ale factorului de modulare în amplitudine. Astfel, pentru  $x_{sc}^* = 0,05$ , reactanța statorică are o creștere cu 28 [%] pentru  $m_a = 0,6$  și cu doar 18 [%] pentru  $m_a = 0,8$ . Pentru valori superioare ale lui  $x_{sc}^*$ , diferențele de creștere sunt și mai mici; de exemplu, pentru  $x_{sc}^* = 0,2$ , creșterea valorii reactanței este de 7 [%] pentru  $m_a = 0,6$  și de numai 4 [%] pentru  $m_a = 0,8$ .

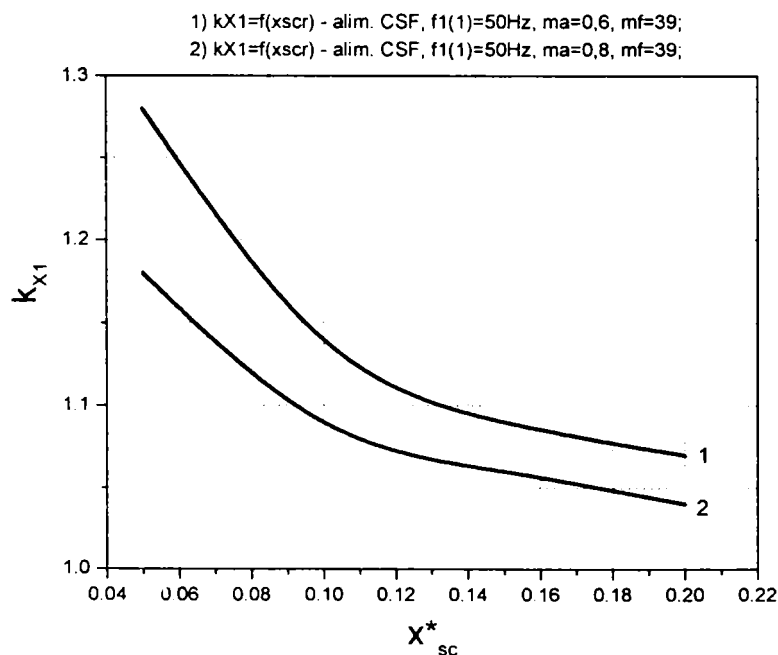


Fig. 4.6. Variația  $k_{X1} = f(x_{sc}^*)$  pentru  $f_{1(1)} = 50$  [Hz],  $m_f = 39$ ,  $m_a = 0,6$ , respectiv  $m_a = 0,8$ .

În figura 4.7 este prezentată dependența  $k_{X1}=f(f_{1r})$  pentru  $m_a=0,6$  și  $m_f=39$ , în cazul unui MAS de 1,1 [kW] x 1500 [rpm], alimentat prin CSF.

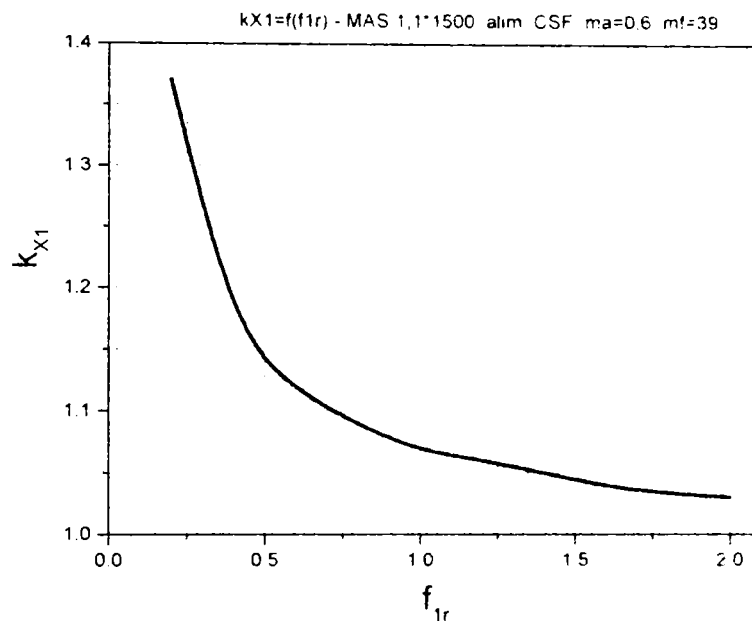


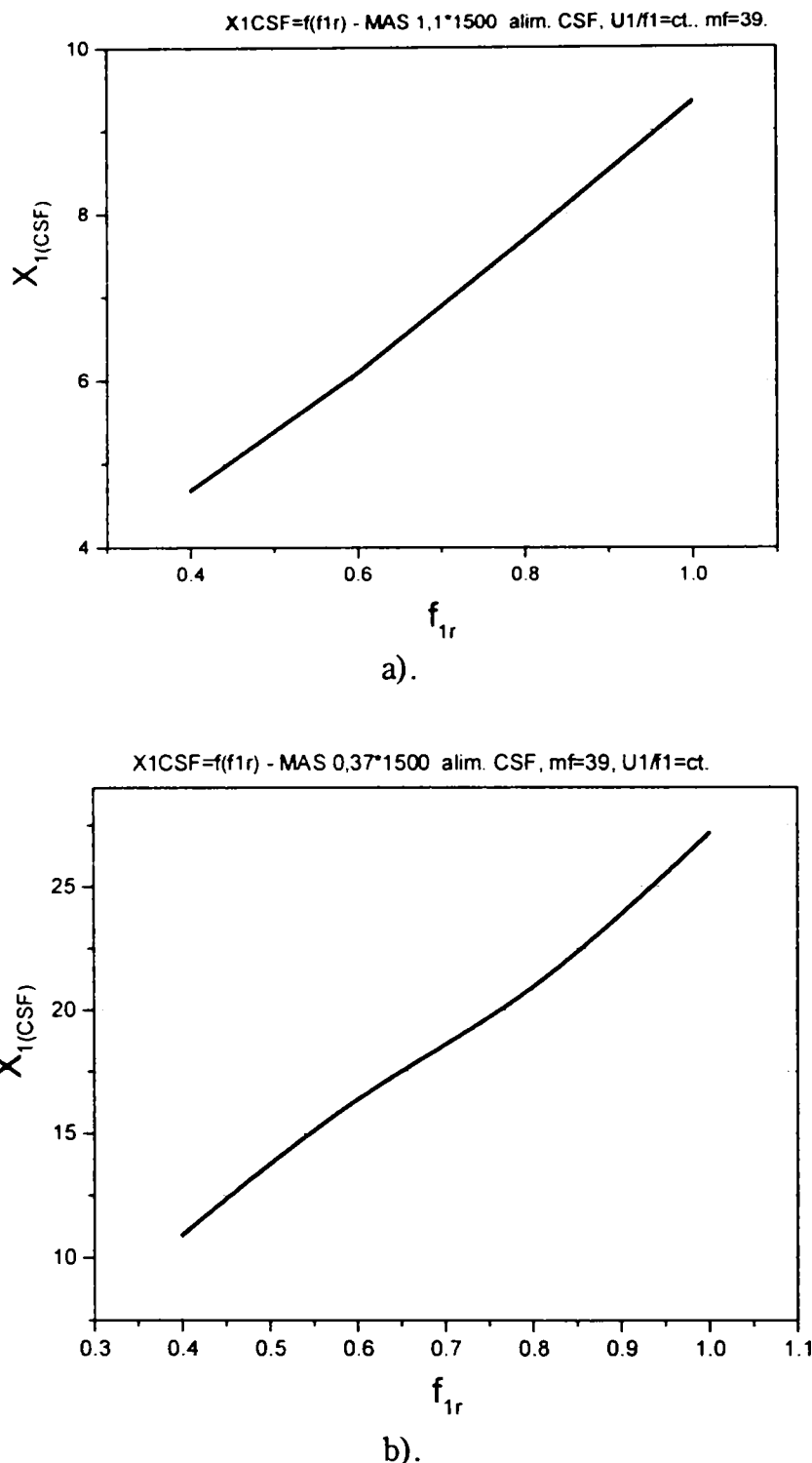
Fig. 4.7. Variația  $k_{X1}=f(f_{1r})$  în cazul unui MAS 1,1 [kW] x 1500 [rpm], alimentat prin CSF, la  $m_f=39$  și  $m_a=0,6$ .

În figura 4.8 sunt reprezentate variațiile  $X_{1(CSF)}=f(f_{1r})$  la  $U_1/f_1=ct.$ , pentru două motoare diferite: a – MAS 1,1 [kW] x 1500 [rpm] și b – MAS 0,37 [kW] x 1500 [rpm]. În ambele cazuri s-a considerat  $m_f=39$ . La trasarea curbelor s-a plecat de la valorile reactanțelor de dispersie statorică ale celor două motoare, calculate în situația alimentării sinusoidale a acestora. Aceste valori ale reactanțelor sunt:  $X_1=9,071$  [ $\Omega$ ] pentru motorul de 1,1 [kW] și 24,47 [ $\Omega$ ] pentru cel de 0,37 [kW], ambele calculate la  $f_1=50$  [Hz].

În ambele cazuri se observă o variație aproximativ liniară. Inductivitatea statorică rămâne practic constantă: 0,03 [H] în cazul motorului de 1,1 [kW], respectiv 0,08 [H] pentru motorul de 0,37 [kW], față de 0,028 [H] și 0,077 [H] cât au rezultat din calcul pentru alimentarea sinusoidală a motoarelor.

#### 4.2.2. Rezistența și reactanța echivalentă rotorică

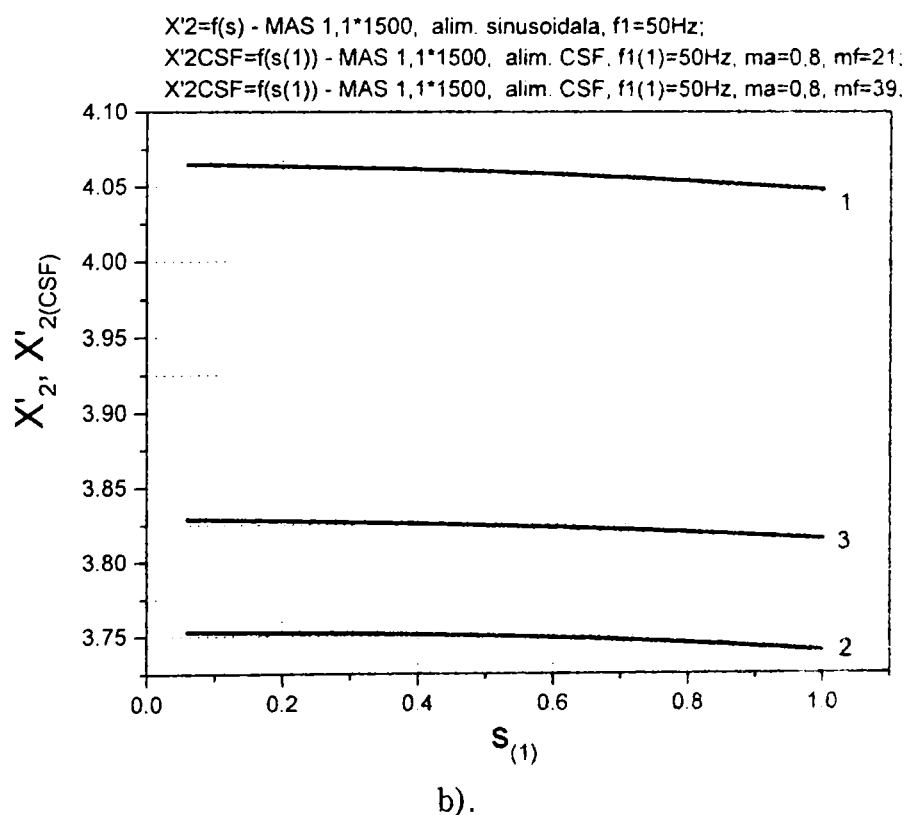
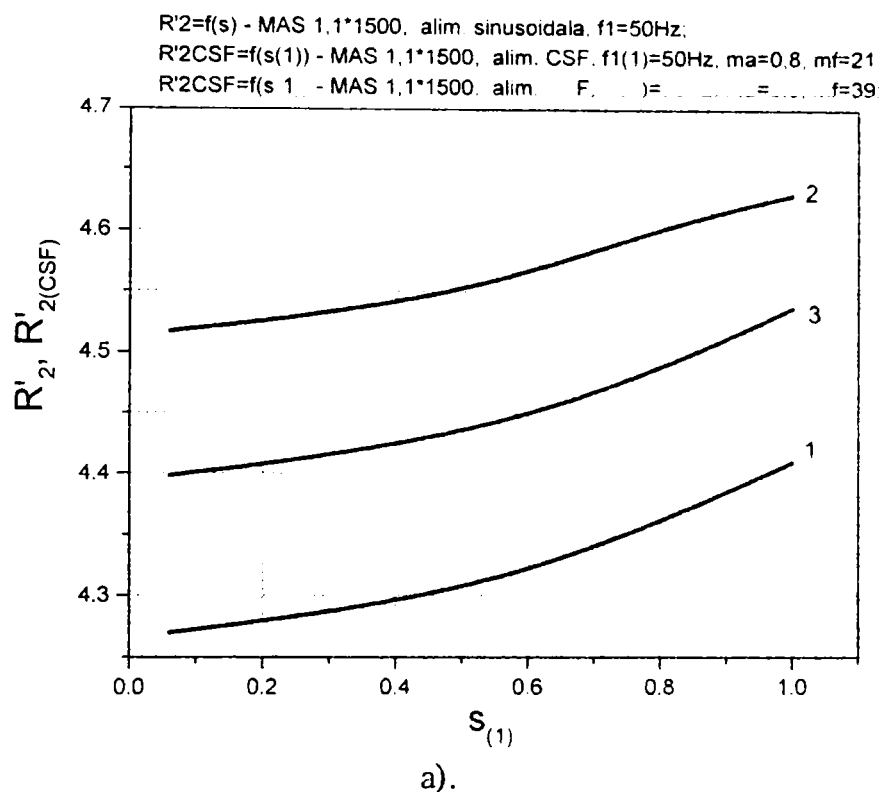
Parametrii echivalenți ai înfășurării rotorice, reduși la stator, luând în considerare și efectul de refulare a curentului, pot fi calculați, în cazul alimentării prin CSF, cu ajutorul relațiilor (3.126) – rezistența echivalentă a unei faze rotorice și (3.131) – reactanța echivalentă a unei faze rotorice, ambele determinate la frecvența fundamentalei.



**Fig. 4.8.** Variația  $X_{1(CSF)}=f(f_{1r})$  în cazul alimentării prin CSF cu  $U_1/f_1=ct.$ , la  $m_f=39$ , a următoarelor două MAS: a). - 1,1 [kW] x 1500 [rpm]; b). - 0,37 [kW] x 1500 [rpm].

Intr-o primă etapă sunt analizate variațiile cu alunecarea ale celor doi parametri,  $R'_{2(CSF)}$  (v. figura 4.9 a) și  $X'_{2(CSF)}$  (v. figura 4.9 b). Calculele se referă la MAS 1,1 [kW] x 1500 [rpm]. Curbele sunt trasate pentru  $f_{1(0)}=50$  [Hz],  $m_a=0,8$  și  $m_f=21$  (curbele 2), respectiv  $m_f=39$  (curbele 3), în situația alimentării MAS prin CSF. Curbele 1 reprezintă variațiile lui  $R'_2$ , respectiv  $X'_2$ , cu alunecarea  $s$ , în cazul alimentării MAS direct de la rețea.





**Fig. 4.9.** Variațiile parametrilor echivalenți ai înfășurării rotorice în funcție de alunecare, în situația alimentării prin CSF a unui MAS de 1,1 [kW] x 1500 [rpm], pentru  $f_{1(1)}=50$  [Hz],  $m_a=0,8$  și  $m_f=21$ , respectiv  $m_f=39$ :  
 a).  $R'_{2(\text{CSF})}=f(s_{(1)})$  comparativ cu  $R'_2=f(s)$ ; b).  $X'_{2(\text{CSF})}=f(s_{(1)})$  comparativ cu  $X'_2=f(s)$ .

Din analiza comparativă (alimentare prin CSF – alimentare direct de la rețea) se observă că, în situația utilizării unui factor de modulare în frecvență  $m_f=39$ , modificările pe care le suferă parametrii echivalenți ai înfășurării rotorice sunt mai reduse, față de cele înregistrate pentru  $m_f=21$ . De asemenea, se poate constata că traseele celor trei curbe, atât în situația rezistenței rotorice, cât și pentru reactanța rotorică, sunt aproximativ paralele, ceea ce înseamnă că atât creșterile (pentru rezistențe), cât și reducerile (pentru reactanțe), sunt relativ aceleași pe toată durata procesului de pornire. Acest rezultat era de așteptat, ținând seama de concluziile ce au rezultat pe marginea analizării figurii 4.4. (v. paragraf 4.1.4).

În figura 4.10 sunt prezentate variațiile  $k_{R'2}$  și  $k_{X'2}$  (factori care pun în evidență modificările pe care le suferă rezistența echivalentă, respectiv reactanța echivalentă a înfășurării rotorice în situația alimentării MAS prin CSF, față de situația alimentării sinusoidale) în funcție de  $f_{1r}$  (frecvența de lucru a fundamentalei  $f_1$  raportată la frecvența fundamentalei la care s-a determinat reactanța de scurtcircuit), în cazul alimentării unui MAS de MAS 1,1 [kW] x 1500 [rpm] prin CSF, la  $m_a=0,6$  și  $m_f=39$ .

Se observă că abaterile maxime ale parametrilor rotorici față de situația alimentării sinusoidale, au loc pentru frecvențe joase de lucru ale fundamentalei. Astfel, pentru  $f_{1(1)}=10$  [Hz],  $R'_{2(CSF)}$  crește cu aproximativ 22 [%] față de  $R'_2$  iar  $X'_{2(CSF)}$  scade cu aproximativ 18,2 [%] față de  $X'_2$ . La frecvențe de lucru ale fundamentalei ridicate (ex. 100 [Hz]), abaterile față de cazul în care motorul este alimentat direct de la rețea se reduc după cum urmează:  $R'_{2(CSF)}$  crește cu aprox. 2,1 [%] față de  $R'_2$ , iar  $X'_{2(CSF)}$  scade cu 3,2 [%] față de  $X'_2$ .

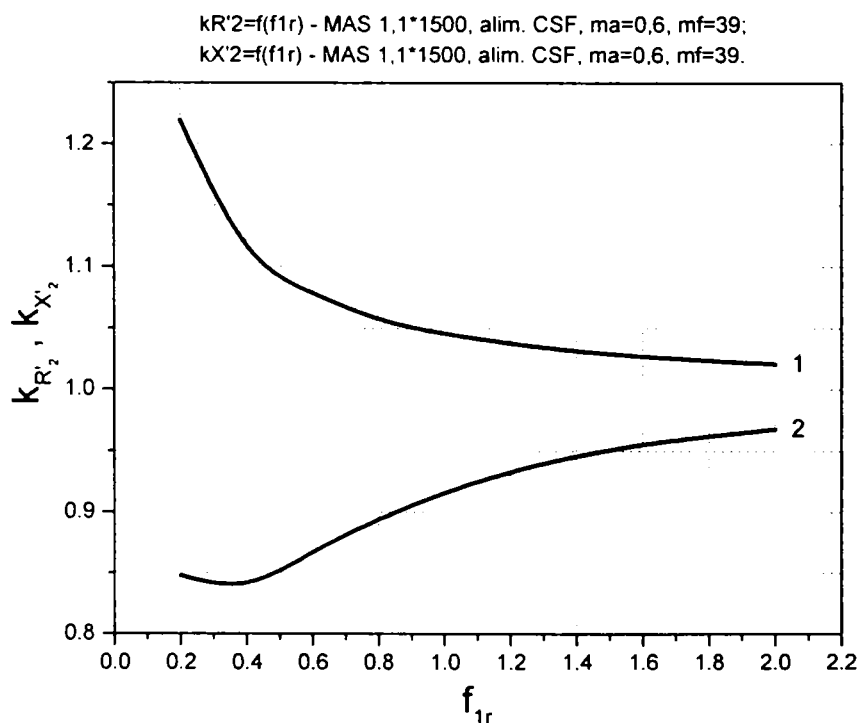


Fig. 4.10. Curbele de variație  $k_{R'2}=f(f_{1r})$  – curba 1 și  $k_{X'2}=f(f_{1r})$  – curba 2, pentru situația alimentării prin CSF a unui MAS de 1,1 [kW] x 1500 [rpm], cu  $m_a=0,6$  și  $m_f=39$ .

### 4.3. Evaluarea teoretică a cuplurilor asincrone corespunzătoare armonicilor superioare. Stabilirea factorului de putere echivalent al mașinii.

În cadrul paragrafului (3.5.1) s-a demonstrat că ponderea cuplurilor asincrone corespunzătoare armonicilor de ordin  $\nu$  din cuplul fundamentalei este foarte mică (v. relația (3.145)). Cu ajutorul programului de calcul elaborat și prezentat în anexa 3, aceste ponderi se pot calcula pentru diferite variante de comandă ale CSF care alimentează MAS.

În tabelul 4.1 sunt prezentate spre exemplificare, valorile raportului  $M_{(\nu)}/M_{(1)}$ , obținute în cazul unui MAS de 0,37 [kW] x 1500 [rpm], alimentat prin CSF la frecvența  $f_{(1)}=50$  [Hz], pentru două valori ale lui  $m_f$ : 21 și 39. Se pot observa valorile foarte mici ale acestui raport pentru orice valoare  $\nu \neq 1$ , ceea ce confirmă concluziile teoretice ale paragrafului (3.5.1). Ele sunt cu atât mai mici cu cât ordinul armonicilor superioare de timp prezente în tensiunea de alimentare a motorului este mai mare.

**Tabelul 4.1.** Valorile raportului  $M_{(\nu)}/M_{(1)}$  corespunzătoare alimentării prin CSF a unui MAS de 0,37 [kW] x 1500 [rpm], la frecvența  $f_{(1)}=50$  [Hz],  $m_a=0,8$ , pentru  $m_f=21$ , respectiv  $m_f=39$ :

$m_f=39$		$m_f=21$	
$\nu$	$\frac{M_{(\nu)}}{M_{(1)}}$	$\nu$	$\frac{M_{(\nu)}}{M_{(1)}}$
1	1	1	1
37	$-0,372 \cdot 10^{-2}$	19	$-0,176 \cdot 10^{-1}$
41	$0,229 \cdot 10^{-2}$	23	$0,115 \cdot 10^{-1}$
35	$-0,559 \cdot 10^{-5}$	17	$-0,304 \cdot 10^{-4}$
43	$0,355 \cdot 10^{-5}$	25	$0,124 \cdot 10^{-4}$
77	$-0,150 \cdot 10^{-2}$	41	$-0,597 \cdot 10^{-2}$
79	$0,143 \cdot 10^{-2}$	43	$0,543 \cdot 10^{-2}$
73	$-0,283 \cdot 10^{-5}$	37	$-0,126 \cdot 10^{-4}$
83	$0,216 \cdot 10^{-5}$	47	$0,744 \cdot 10^{-5}$
115	$-0,205 \cdot 10^{-3}$	61	$-0,788 \cdot 10^{-3}$
119	$0,191 \cdot 10^{-3}$	65	$0,690 \cdot 10^{-3}$
113	$-0,742 \cdot 10^{-4}$	59	$-0,295 \cdot 10^{-3}$
121	$0,644 \cdot 10^{-4}$	67	$0,225 \cdot 10^{-3}$
155	$-0,383 \cdot 10^{-1}$	83	$-0,142 \cdot 10^{-3}$
157	$0,373 \cdot 10^{-1}$	85	$0,135 \cdot 10^{-3}$
151	$-0,259 \cdot 10^{-1}$	79	$-0,101 \cdot 10^{-3}$
161	$0,227 \cdot 10^{-1}$	89	$0,787 \cdot 10^{-4}$
149	$-0,986 \cdot 10^{-6}$	77	$-0,394 \cdot 10^{-5}$
163	$0,818 \cdot 10^{-6}$	91	$0,277 \cdot 10^{-5}$

Astfel, pentru  $m_f=21$ , valoarea cea mai "însemnată" a raportului se obține, în cazul armonicii de ordin 19 (armonică de succesiune inversă),  $M_{(19)}/M_{(1)} = -0,0176$  ( $\approx -1,8$  [%]). Pentru  $m_f=39$ , valoarea cea mai semnificativă se obține pentru armonica de ordin 37 (de succesiune inversă):  $M_{(37)}/M_{(1)} = -0,00372$  ( $\approx -0,37$  [%]). Se confirmă deci că influența armonicilor superioare asupra cuplului fundamentalei este neînsemnată, afirmație certificată și de măsurătorile experimentale prezentate în capitolul 5.

În cele ce urmează voi analiza problema caracteristicii factorului de putere global ("echivalent") ale MAS alimentat printr-un CSF. El a fost definit prin relația (3.163) și poate fi calculat cu ajutorul programului pe care l-am elaborat în acest scop (anexa 3).

În figura 4.11 este prezentată influența factorului de modulare în frecvență  $m_f$  asupra factorului de putere al MAS, în situația alimentării acesteia prin CSF. Curbele sunt prezentate pentru cele două motoare de puteri diferite considerate anterior: 0,37 [kW] - curba 1 și 1,1 [kW] - curba 2 (ambele au turația sincronă  $n_1=1500$  [rpm] pentru  $f_{1(1)}=50$  [Hz]), la un factor de modulare în amplitudine  $m_a=0,8$ .

Analizând cele două caracteristici rezultate, se observă că în domeniul valorilor mici ale lui  $m_f$  ( $m_f < 21$ ),  $\cos\varphi_{1(\text{CSF})}$  crește rapid; la MAS 0,37 [kW] x 1500 [rpm] de la valoarea 0,5747 - corespunzătoare unui  $m_f=9$ , la valoarea 0,5784 pentru  $m_f=21$ ; la MAS 1,1 [kW] x 1500 [rpm] de la valoarea 0,5799 pentru  $m_f=9$  la valoarea 0,6081 pentru  $m_f=21$ . În domeniul valorilor mari ale lui  $m_f$  ( $> 21$ ) se atinge maximum pentru  $\cos\varphi_{1(\text{CSF})}$ : la MAS 0,37 [kW] x 1500 [rpm],  $\cos\varphi_{1(\text{CSF})\text{max}}=0,5785$  pentru  $m_f=27$  (o diminuare cu 21,8 [%] față de  $\cos\varphi_{1n}=0,74$ ), iar pentru motorul de 1,1 [kW] x 1500 [rpm],  $\cos\varphi_{1(\text{CSF})\text{max}}=0,6089$  pentru  $m_f=39$  (o diminuare de 21,9 [%] față de  $\cos\varphi_{1n}=0,78$ ). După trecerea prin maxim, are loc o scădere foarte lentă, odată cu creșterea lui  $m_f$ , ajungându-se, de exemplu, pentru  $m_f=99$ , la valorile:  $\cos\varphi_{1(\text{CSF})}=0,5775$  la MAS de 0,37 [kW], respectiv  $\cos\varphi_{1(\text{CSF})}=0,6086$  pentru MAS de 1,1 [kW].

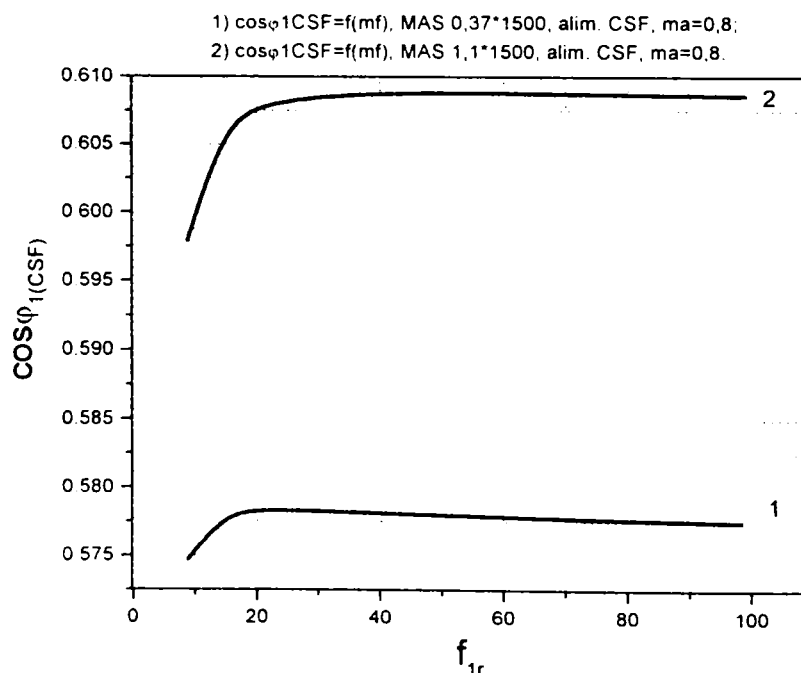


Fig. 4.11. Variația  $\cos\varphi_{1(\text{CSF})}=f(m_f)$  în cazul alimentării MAS prin CSF, la  $f_{1(1)}=50$  [Hz],  $m_a=0,8$ : curba 1 – MAS 0,37 [kW] x 1500 [rpm]; curba 2 – MAS 1,1 [kW] x 1500 [rpm].

## 4.4. Evaluarea teoretică a pierderilor care au loc într-un MAS trifazat cu rotor în scurtcircuit, alimentat prin CSF

### 4.4.1. Evaluarea pierderilor electrice din MAS alimentate prin CSF

Creșterea pierderilor electrice în înfășurarea statorică, în cazul alimentării MAS prin CSF, în comparație cu regimul sinusoidal, este descrisă de factorul global de creștere  $k_{c_{st}}$  (v. rel. (3.185)). Acesta este dependent de reactanța de scurtcircuit raportată a mașinii,  $x_{sc}^*$ , de ordinul armonicilor superioare de timp  $\nu$  prezente în unda tensiunii de alimentare (și care sunt de fapt determinate de factorul de modulare în frecvență  $m_r$ ), de factorul de modulare în amplitudine  $m_a$  (prin intermediul raportului  $U_{1(\nu)}/U_{1(1)}$ ) și de frecvența fundamentalei.

În figura 4.12 se prezintă curbele de variație  $k_{c_{st}}=f(x_{sc}^*)$ , în situația alimentării MAS prin CSF, pentru  $m_a=0,8$  și  $m_r=21$  (curba 1), respectiv  $m_a=0,8$  și  $m_r=39$  (curba 2), la  $f_{1(1)}=50$  [Hz].

Se poate observa că la MAS caracterizate prin valori mici ale lui  $x_{sc}^*$  se înregistrează o creștere semnificativă a pierderilor din înfășurarea statorică, mai ales dacă CSF lucrează cu valori mici ale lui  $m_r$ . Astfel, pentru  $x_{sc}^*=0,05$  și  $m_r=21$  se obține o creștere cu aproximativ 22 [%] a pierderilor în înfășurarea statorică față de situația în care mașina este alimentată direct de la rețea ( $f_{1(1)}=50$  [Hz]). O diminuare a pierderilor se obține prin mărirea valorii lui  $m_r$ . Pentru  $m_r=39$ , creșterea pierderilor electrice se diminuează până la aproximativ 6 [%].

Pentru valori mai mari ale reactanțelor de scurtcircuit raportate, de exemplu  $x_{sc}^*=0,2$ , se obține:  $k_{c_{st}}=1,014$  (deci o creștere cu 1,4 [%] față de cazul alimentării sinusoidale), pentru  $m_r=21$ , respectiv  $k_{c_{st}}=1,004$  (creșterea este de doar 0,4 [%]) pentru  $m_r=39$ .

Dependența pierderilor electrice în înfășurarea statorică de factorul de modulare în frecvență  $m_r$  este prezentată în figura 4.13. A fost luată în considerare o valoare medie pentru reactanța de scurtcircuit raportată ( $x_{sc}^*=0,15$ ),  $f_{1(1)}=50$  [Hz], iar factorul de modulare în amplitudine este  $m_a=0,8$ .

Analizând graficul din figura 4.13 se observă o creștere cu aproximativ 14,9 [%] a pierderilor în înfășurarea statorică la alimentarea MAS prin CSF, față de regimul sinusoidal, la  $m_r=9$ . Odată cu creșterea valorii lui  $m_r$ , creșterea pierderilor în cuprul statoric se diminuează. Astfel, pentru  $m_r=39$ , se obține  $k_{c_{st}}=1,007$  (aproximativ 0,7 [%]).

În figura 4.14 se prezintă graficele  $k_{c_{st}}=f(f_r)$  (curba 1) și  $k_{c_{st}}=f(f_r)$  (curba 2), în situația alimentării MAS de 0,37 [kW] x 1500 [rpm] prin CSF. Variațiile sunt prezentate pentru strategia de comandă  $U_1/f_1=ct.$  și pentru un factor de modulare în frecvență  $m_r=39$ .

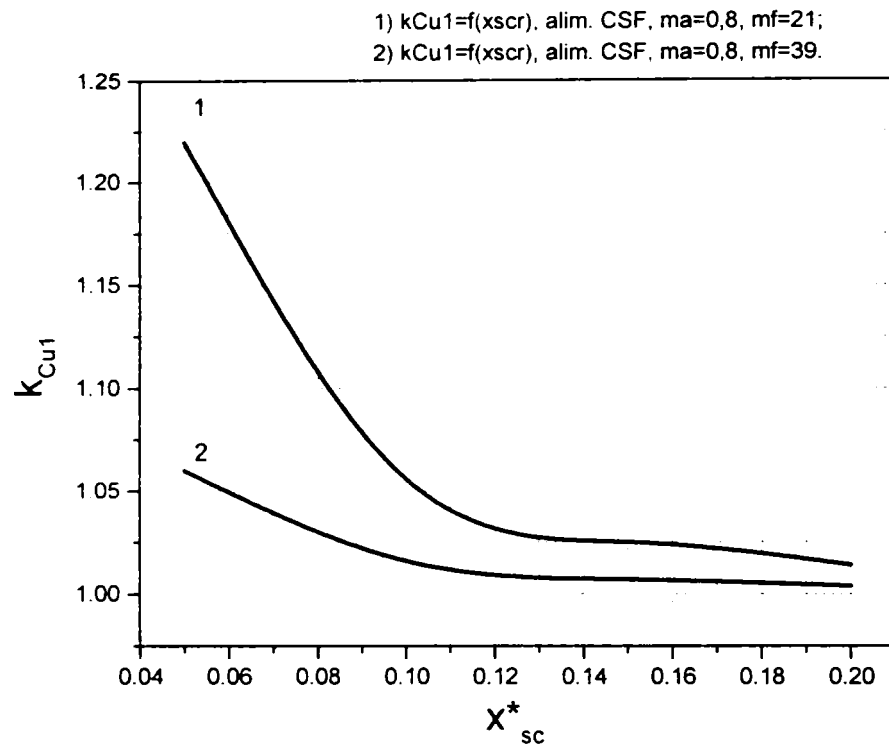


Fig. 4.12. Graficul  $k_{Cu1}=f(x_{sc}^*)$  în cazul alimentării MAS prin CSF la  $m_a=0,8$  și  $m_f=21$  (curba 1), respectiv  $m_f=39$  (curba 2), la  $f_{1(1)}=50$  [Hz].

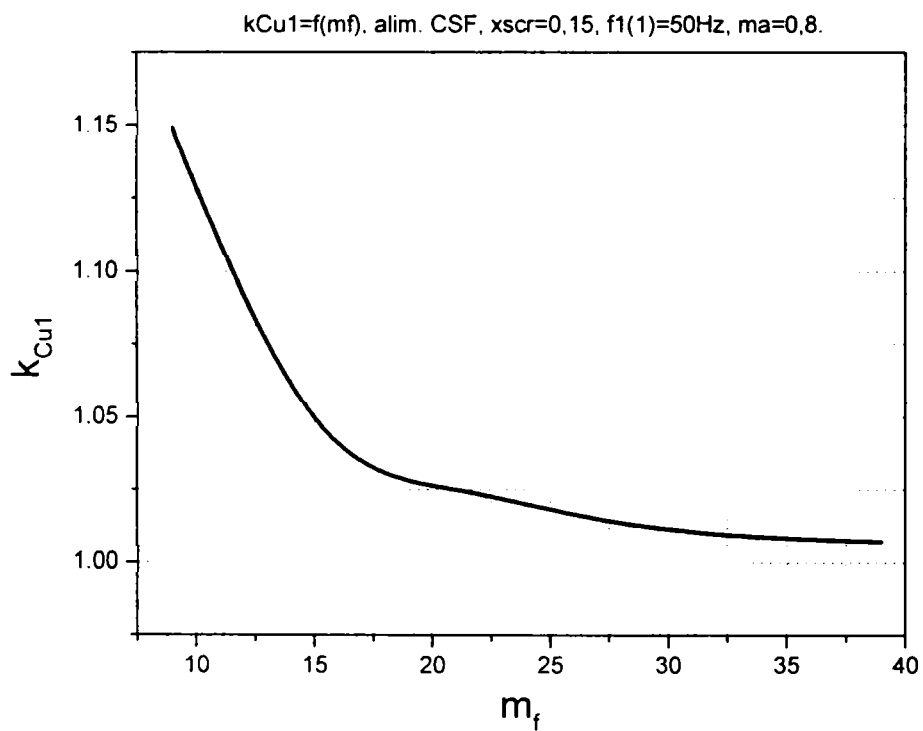
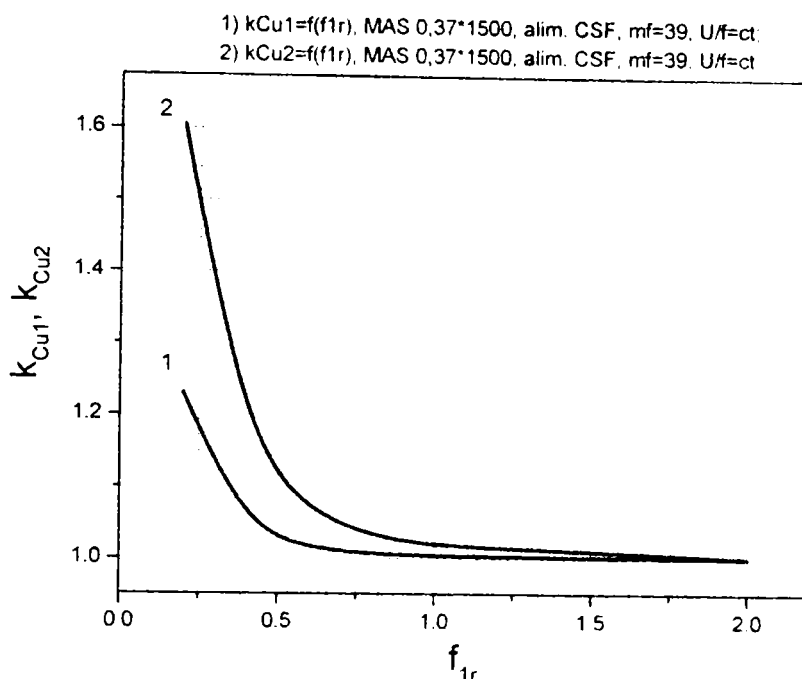


Fig. 4.13. Graficul  $k_{Cu1}=f(m_f)$  pentru situația alimentării MAS prin CSF, la  $m_a=0,8$  și  $x_{sc}^*=0,15$ , la  $f_{1(1)}=50$  [Hz].



**Fig. 4.14.** Graficele  $k_{Cu1}=f(f_{1r})$  – curba 1,  $k_{Cu2}=f(f_{1r})$  – curba 2, caracteristice pentru MAS 0,37 [kW] x 1500 [rpm] alimentat prin CSF la  $U_1/f_1=ct.$  și  $m_f=39.$

Din analiza figurii 4.14 rezultă că se obține o creștere maximă a pierderilor, atât în înfășurarea statorică, dar și în cea rotorică, la frecvențe mici de lucru ale fundamentalei tensiunii de alimentare a MAS. Astfel, pentru  $f_{1r}=0,2$  ( $f_{1(l)}=10$  [Hz]),  $k_{Cu1}=1,23$  (deci o creștere cu 23 [%] față de regimul sinusoidal, iar  $k_{Cu2}=1,604$  (pierderile în înfășurarea rotorică cresc cu aproximativ 60,4 [%] față de cazul alimentării sinusoidale). La frecvențe înalte de lucru ale fundamentalei, se observă practic o uniformizare și o reducere sensibilă a creșterii pierderilor în cele două înfășurări: pentru  $f_{1r}=2$  ( $f_{1(l)}=100$  [Hz]),  $k_{Cu1}=1,0009$  și  $k_{Cu2}=1,0008.$

#### ***Observații:***

1. Expresia de calcul pentru  $k_{Cu2}$  este dată de relația (3.198).
2. Algoritmul de calcul elaborat pentru determinarea celor doi factori este cuprins în programul de calcul prezentat în anexa 3.

### **4.4.2. Evaluarea teoretică a pierderilor în fier**

Creșterea pierderilor în fier la alimentarea MAS prin CSF, în comparație cu situația alimentării sinusoidale a mașinii, este pusă în evidență prin următorii factori, definiți în cadrul paragrafului 3.6.2:  $k_{pz1}$  - pentru pierderile principale în dinții statorului (v. relația (3.253)),  $k_{pj1}$  - pentru pierderile principale în jugul statorului (relația (3.272)),  $k_{p\sigma 1}$  și  $k_{p\sigma 2}$  - pentru pierderile suplimentare de suprafață în stator (relația (3.280)).

respectiv în rotor (relația (3.303)),  $k_{pp1}$  și  $k_{pp2}$  – în cazul pierderilor suplimentare prin pulsație în dinții statorici (relația (3.288)), respectiv în dinții rotorici (relația (3.308)) și  $k_{pst}$  – corespunzător pierderilor în fier datorită fluxului de dispersie în capetele de bobină, respectiv fluxului de dispersie cauzat de înclinarea creștăturilor rotorice (relația (3.313)).

În cadrul paragrafului 3.6.2 s-a afirmat că aceste creșteri ale pierderilor în fier datorită prezenței CSF (cu excepția pierderilor suplimentare  $p_{st}$ ) nu sunt spectaculoase, datorită ponderii mici pe care o prezintă inducția magnetică în întrefier, corespunzătoare armonicilor  $\nu$ , din fundamentală. În tabelul 4.2 sunt prezentate valorile raportului  $k_{B\delta(\nu,1)} = B_{\delta(\nu)}/B_{\delta(1)}$  pentru motorul de 0,37 [kW] x 1500 [rpm] alimentat prin CSF, la  $m_f=9, 21$ , respectiv 39 ( $f_{1(1)}=50$  [Hz] și  $m_a=0,6$ ). Se poate constata, în primul rând, valoarea redusă a factorului  $k_{B\delta(\nu,1)}$  – spre exemplificare pentru  $\nu=7$  (de succesiune inversă),  $k_{B\delta(\nu,1)}=0,0114$ , iar în al doilea rând că, odată cu creșterea valorii lui  $m_f$ ,  $k_{B\delta(\nu,1)}$  devine din ce în ce mai mic.

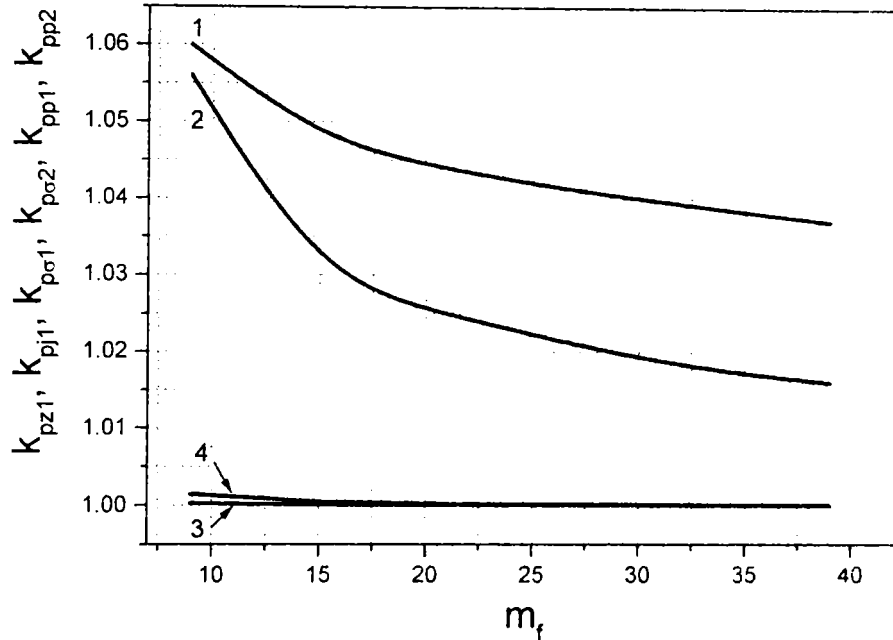
**Tabelul 4.2.** Valorile raportului  $k_{B\delta(\nu,1)} = B_{\delta(\nu)}/B_{\delta(1)}$  corespunzătoare alimentării prin CSF a unui MAS de 0,37 [kW] x 1500 [rpm], la frecvența  $f_{1(1)}=50$  [Hz],  $m_a=0,6$ , pentru  $m_f=9, 21$ , respectiv 39:

$m_f=9$		$m_f=21$		$m_f=39$	
$\nu$	$k_{B\delta(\nu,1)} = \frac{B_{\delta(\nu)}}{B_{\delta(1)}}$	$\nu$	$k_{B\delta(\nu,1)} = \frac{B_{\delta(\nu)}}{B_{\delta(1)}}$	$\nu$	$k_{B\delta(\nu,1)} = \frac{B_{\delta(\nu)}}{B_{\delta(1)}}$
1	1	1	1	1	1
7	$0,114 \cdot 10^{-1}$	19	$0,412 \cdot 10^{-2}$	37	$0,210 \cdot 10^{-2}$
11	$0,719 \cdot 10^{-2}$	23	$0,339 \cdot 10^{-2}$	41	$0,190 \cdot 10^{-2}$
5	-	17	-	35	-
13	-	25	-	43	-
17	$0,131 \cdot 10^{-1}$	41	$0,541 \cdot 10^{-2}$	77	$0,287 \cdot 10^{-2}$
19	$0,117 \cdot 10^{-1}$	43	$0,515 \cdot 10^{-2}$	79	$0,280 \cdot 10^{-2}$
13	-	37	-	73	-
23	-	47	-	83	-
25	$0,485 \cdot 10^{-2}$	61	$0,198 \cdot 10^{-2}$	115	$0,104 \cdot 10^{-2}$
29	$0,417 \cdot 10^{-2}$	65	$0,185 \cdot 10^{-2}$	119	$0,101 \cdot 10^{-2}$
23	$0,123 \cdot 10^{-2}$	59	$0,480 \cdot 10^{-3}$	113	$0,250 \cdot 10^{-3}$
31	$0,916 \cdot 10^{-3}$	67	$0,422 \cdot 10^{-3}$	121	$0,233 \cdot 10^{-3}$
35	$0,133 \cdot 10^{-3}$	83	$0,561 \cdot 10^{-4}$	155	$0,300 \cdot 10^{-4}$
37	$0,126 \cdot 10^{-3}$	85	$0,548 \cdot 10^{-4}$	157	$0,296 \cdot 10^{-4}$
31	$0,660 \cdot 10^{-3}$	79	$0,258 \cdot 10^{-3}$	151	$0,135 \cdot 10^{-3}$
41	$0,499 \cdot 10^{-3}$	89	$0,229 \cdot 10^{-3}$	161	$0,126 \cdot 10^{-3}$
29	-	77	-	149	-
43	-	91	-	163	-



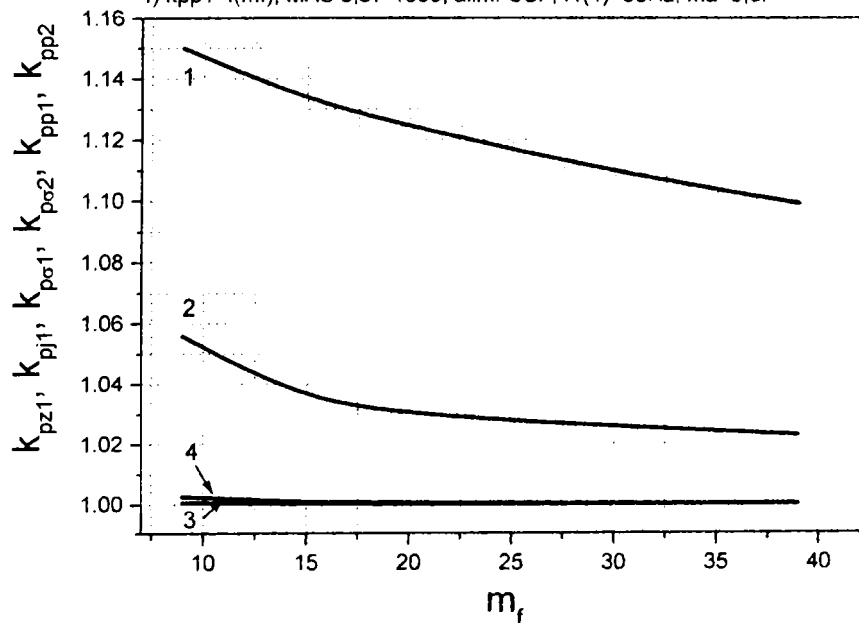
În figurile 4.15 a, b, c, sunt prezentate variațiile:  $k_{pz1}=f(m_f)$  – curbele 1,  $k_{pj1}=f(m_f)$  – curbele 2,  $k_{p\sigma1}=k_{p\sigma2}=k_{pp2}=f(m_f)$  – curbele 3 și  $k_{pp1}=f(m_f)$  – curbele 4. Variațiile sunt determinate în cazul alimentării prin CSF a MAS de 0,37 [kW] x 1500 [rpm], pentru un factor de modulare în amplitudine  $m_a=0,6$ , la:  $f_{1(1)}=30$  [Hz] - figura 4.15 a,  $f_{1(1)}=50$  [Hz] - figura 4.15 b și  $f_{1(1)}=60$  [Hz] - figura 4.15 c.

- 1)  $k_{pz1}=f(m_f)$ , MAS 0,37\*1500, alim. CSF,  $f_{1(1)}=30$ Hz,  $m_a=0,6$ .
- 2)  $k_{pj1}=f(m_f)$ , MAS 0,37\*1500, alim. CSF,  $f_{1(1)}=30$ Hz,  $m_a=0,6$ .
- 3)  $k_{p\sigma1}$ ,  $k_{p\sigma2}$ ,  $k_{pp2}=f(m_f)$ , MAS 0,37\*1500, alim. CSF,  $f_{1(1)}=30$ Hz,  $m_a=0,6$ .
- 4)  $k_{pp1}=f(m_f)$ , MAS 0,37\*1500, alim. CSF,  $f_{1(1)}=30$ Hz,  $m_a=0,6$ .

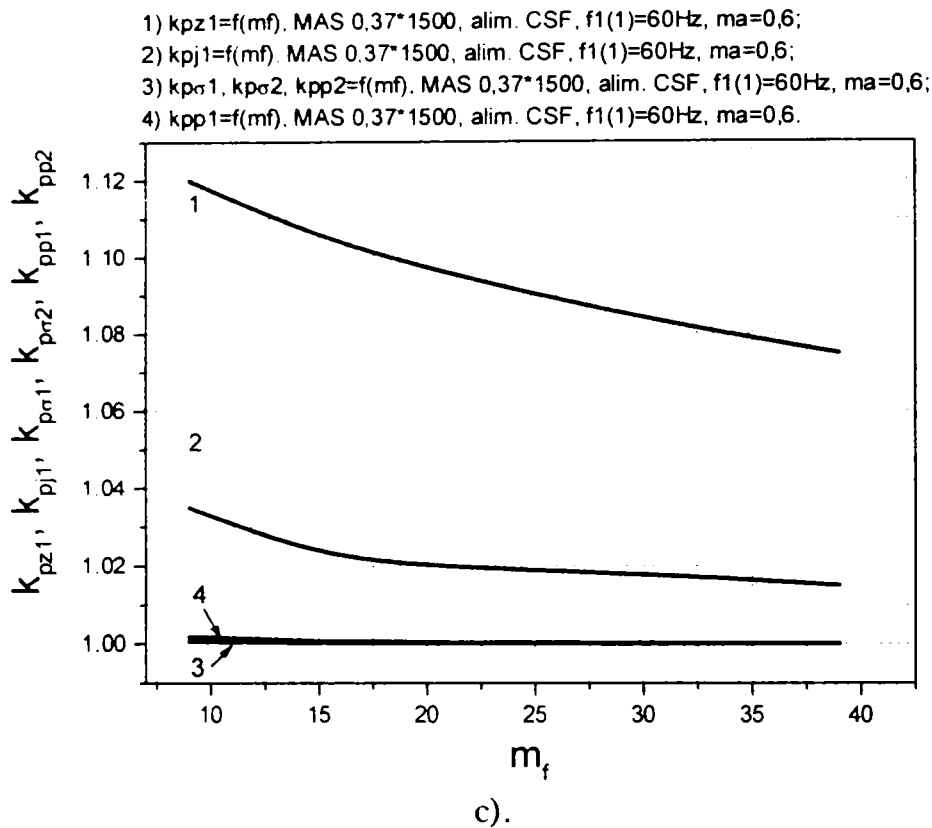


a).

- 1)  $k_{pz1}=f(m_f)$ , MAS 0,37\*1500, alim. CSF,  $f_{1(1)}=50$ Hz,  $m_a=0,6$ .
- 2)  $k_{pj1}=f(m_f)$ , MAS 0,37\*1500, alim. CSF,  $f_{1(1)}=50$ Hz,  $m_a=0,6$ .
- 3)  $k_{p\sigma1}$ ,  $k_{p\sigma2}$ ,  $k_{pp2}=f(m_f)$ , MAS 0,37\*1500, alim. CSF,  $f_{1(1)}=50$ Hz,  $m_a=0,6$ .
- 4)  $k_{pp1}=f(m_f)$ , MAS 0,37\*1500, alim. CSF,  $f_{1(1)}=50$ Hz,  $m_a=0,6$ .



b).



**Fig. 4.15.** Curbele de variație  $k_{pz1}=f(m_f)$  – curbele 1,  $k_{pj1}=f(m_f)$  – curbele 2,  $k_{p\sigma 1}=k_{p\sigma 2}=k_{pp2}=f(m_f)$  – curbele 3 și  $k_{pp1}=f(m_f)$  – curbele 4, în situația alimentării unui motor de 0,37 [kW] x 1500 [rpm] prin CSF, la  $m_a=0,6$ , și: a). -  $f_{1(1)}=30$  [Hz]; b). -  $f_{1(1)}=50$  [Hz]; c). -  $f_{1(1)}=60$  [Hz].

Din analiza figurii 4.15 se pot concluziona următoarele:

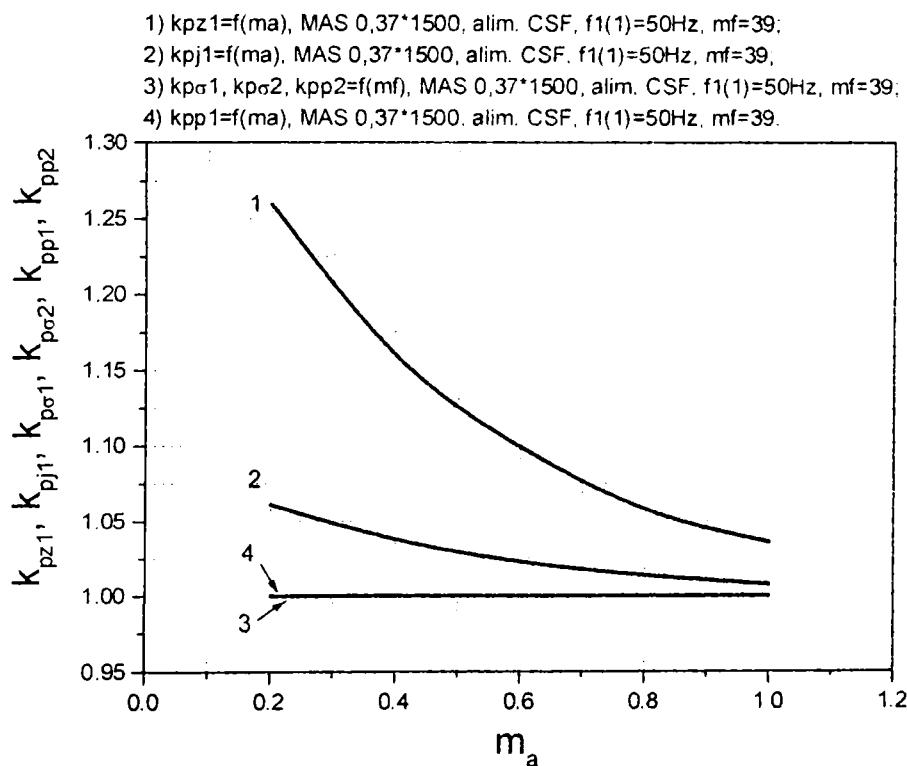
- pierderile în dinții statorului înregistrează cea mai mare creștere în situația alimentării MAS prin CSF, față de situația regimului sinusoidal. Astfel, pentru  $f_{1(1)}=30$  [Hz] și  $m_f=9$ ,  $k_{pz1}=1,06$ , deci o creștere cu 6 [%] a lui  $p_{z1(\text{CSF})}$  față de  $p_{z1}$ . La aceeași frecvență, dar pentru  $m_f=39$ ,  $k_{pz1}=1,037$ , prin urmare creșterea lui  $p_{z1(\text{CSF})}$  față de  $p_{z1}$  se reduce la aproximativ 3,7 [%]. La frecvența de lucru a fundamentalei  $f_{1(1)}=60$  [Hz] se observă o creștere a raportului  $k_{pz1}$ , firească de altfel, datorită faptului că  $p_{Fe} \sim f_1^2$ . Astfel, pentru  $m_f=9$   $k_{pz1}=1,12$ , iar pentru  $m_f=39$   $k_{pz1}=1,075$ , deci o creștere cu 12 [%], respectiv 7,5 [%] a lui  $p_{z1(\text{CSF})}$  față de  $p_{z1}$ ;
- pierderile în jugul statorului au o comportare asemănătoare cu cea a dinților, dar creșterile sunt mai mici. Astfel, pentru  $f_{1(1)}=30$  [Hz] și  $m_f=9$ ,  $k_{pj1}=1,056$ , iar pentru  $m_f=39$ ,  $k_{pj1}=1,016$ , prin urmare, la creșterea lui  $m_f$  de la 9 la 39, creșterea pierderilor în jugul statorului datorită prezenței CSF se diminuează de la 5,6 [%] la aproximativ 1,6 [%]. Pentru  $f_{1(1)}=60$  [Hz], creșterile pierderilor în jugul statorului datorită regimului deformant variază între 3,5 [%] - corespunzătoare la  $m_f=9$  și 1,5 [%] - pentru  $m_f=39$ ;
- pierderile suplimentare de suprafață și pulsație suferă creșteri neglijabile în cazul alimentării MAS prin CSF față de situația conectării direct la rețea a motorului.

Astfel, cele mai "semnificative" creșteri le prezintă pierderile prin pulsație în dinții statorici, pentru  $m_f=9$ : 0,14 [%] la  $f_{1(1)}=30$  [Hz] și 0,18 [%] la  $f_{1(1)}=60$  [Hz]. Pentru ceilalți factori se înregistrează, la  $m_f=9$ :  $k_{p\sigma 1}=k_{p\sigma 2}=k_{pp2}=1,00027$  (0,027 [%] creștere) la  $f_{1(1)}=30$  [Hz], respectiv  $k_{p\sigma 1}=k_{p\sigma 2}=k_{pp2}=1,0006$  (0,06 [%] creștere) pentru  $f_{1(1)}=60$  [Hz];

- se observă clar diminuarea creșterii suplimentare a pierderilor în fier datorită CSF cu creșterea factorului de modulare în frecvență  $m_f$ .

În figura 4.16 se prezintă influența factorului de modulare în amplitudine asupra pierderilor în fier. Sunt reprezentate variațiile:  $k_{pz1}=f(m_a)$ ,  $k_{pj1}=f(m_a)$ ,  $k_{p\sigma 1}=k_{p\sigma 2}=k_{pp2}=f(m_a)$  și  $k_{pp1}=f(m_a)$  pentru situația alimentării prin CSF a MAS de 0,37 [kW] x 1500 [rpm], la  $f_{1(1)}=50$  [Hz], pentru  $m_f=39$ .

Creșterile cele mai pronunțate ale pierderilor analizate se înregistrează pentru valori mici ale lui  $m_a$  (motorul este alimentat cu tensiune redusă). Astfel, pentru  $m_a=0,2$  se obține:  $k_{pz1}=1,26$  (creștere 26 [%]),  $k_{pj1}=1,061$  (creștere 6,1 [%]),  $k_{pp1}=1,00023$  (creștere 0,023 [%]),  $k_{p\sigma 1}=k_{p\sigma 2}=k_{pp2}=1,00005$  (creștere 0,005 [%]). Creșterea pierderilor se atenuează cu creșterea lui  $m_a$ , astfel încât pentru funcționarea la un factor de modulare în amplitudine unitar,  $m_a=1$ , se obțin:  $k_{pz1}=1,036$  (creștere 3,6 [%]),  $k_{pj1}=1,008$  (creștere 0,8 [%]),  $k_{pp1}=1,00009$  (creștere 0,009 [%]),  $k_{p\sigma 1}=k_{p\sigma 2}=k_{pp2}=1,00002$  (creștere 0,002 [%]).



**Fig. 4.16.** Curbele de variație  $k_{pz1}=f(m_a)$  – curbele 1,  $k_{pj1}=f(m_a)$  – curbele 2,  $k_{p\sigma 1}=k_{p\sigma 2}=k_{pp2}=f(m_a)$  – curbele 3 și  $k_{pp1}=f(m_a)$  – curbele 4, în situația alimentării unui motor de 0,37 [kW] x 1500 [rpm] prin CSF, la  $f_{1(1)}=50$  [Hz] și  $m_f=39$ .

Ca o concluzie la cele arătate mai sus, se poate spune că, în situația alimentării MAS prin CSF, pierderile în fier înregistrează o creștere mică, ceea ce conduce chiar la neglijarea acestei mărimi în unele aplicații. Creșterea este cu atât mai mică cu cât CSF este capabil să lucreze la valori ridicate ale  $m_f$  (adică la frecvențe de comutație ridicate). Acesta este cazul CSF care au în componența invertoarelor tranzistoare IGBT.

Există totuși o categorie de pierderi care înregistrează creșteri deloc neglijabile, și anume pierderile suplimentare datorate dispersiei de capăt a bobinelor, respectiv dispersiei datorate înclinării creștăturilor. Aceste pierderi cresc mult datorită prezenței armonicilor superioare în tensiunea de alimentare a motorului:  $k_{pst}=2,88$  (creștere de  $\approx 288$  [%]) la  $f_{1(\Omega)}=50$  [Hz],  $m_f=39$  și  $m_a=0,8$  (pentru motorul de 0,37 [kW] x 1500 [rpm]), putând lua valori chiar mai ridicate, ca de exemplu  $k_{pst}=4,48$  (creștere de 448 [%]) pentru  $m_a=0,6$  și  $m_f=15$ , la  $f_{1(\Omega)}=60$  [Hz], [M5].

## **5. Incercări de laborator. Validarea experimentală a parametrilor și a unor mărimi electrice caracteristice MAS în cazul alimentării acestora prin CSF.**

Capitolul 5 este destinat prezentării rezultatelor experimentale pe care le-am obținut în urma încercărilor de laborator, precum și realizării unei comparații între acestea din urmă și rezultatele teoretice corespunzătoare, conforme studiului efectuat în capitolele 3 și 4. Mașinile de inducție care au fost supuse testelor sunt: MAS 0,37 [kW] x 1500 [rpm] și MAS 1,1 [kW] x 1500 [rpm]. Datele tehnice constructive ale motoarelor încercate sunt cuprinse în anexa 2. La efectuarea încercărilor m-am rezumat la aceste două puteri întrucât puterea furnizată de grupul convertizor rotativ din cadrul standului de probă utilizat nu a permis testarea unor motoare de puteri mai mari. Pentru validarea experimentală a studiilor teoretice din cadrul tezei, încercările au fost realizate atât pentru funcționarea motoarelor alimentate cu un sistem de tensiuni sinusoidale, cât și pentru funcționarea acestora în cazul alimentării prin convertizor static de frecvență.

### **5.1. Incercarea la funcționarea în gol. Validări experimentale. Concluzii.**

#### **5.1.1. Incercarea la funcționarea în gol în cazul alimentării MAS cu sistem de tensiuni sinusoidale.**

Regimul în care înfășurarea statorului este conectată la un sistem simetric de tensiuni, înfășurarea rotorului este închisă asupra ei însăși, cuplul la arbore este practic nul, iar turația rotorului este apropiată de cea de sincronism, poartă denumirea de funcționare în gol ca motor [D11].

Sub aspect energetic, puterea activă absorbită de la rețea în acest regim conține o componentă pentru acoperirea pierderilor din înfășurarea statorică prin efect Joule în gol, o componentă pentru acoperirea pierderilor în fier și o componentă egală cu pierderile mecanice, adică:

$$P_{10} = P_{Cu10} + P_{Fe} + P_m \cdot \quad (5.1)$$

Cu ajutorul încercării la funcționarea în gol se poate obține separarea pierderilor în fier de cele mecanice. Pentru aceasta este necesară reprezentarea sumei pierderilor în fier și mecanice în funcție de pătratul tensiunii de alimentare, urmată de extrapolarea dependenței  $p_{Fe}+p_m=f(U_{10}^2)$ , care este teoretic liniară [B5] până la intersecția ei cu axa ordonatelor.

Studiul experimental al regimului de funcționare în gol al MAS s-a efectuat conform metodelor de lucru din literatura de specialitate (de exemplu [B5, D11, J1]). Încercarea a fost făcută în laboratorul de profil al Facultății de Electrotehnică Timișoara, cu un sistem de achiziție și prelucrare a datelor.

Pentru ambele motoare, probele au fost efectuate la următoarele frecvențe ale tensiunii de alimentare: 30, 40, 50 și 60 [Hz]. Pentru aceste frecvențe, conform considerațiilor teoretice legate de posibilitatea modificării frecvenței tensiunii de alimentare astfel încât să se păstreze constant fluxul din întrefierul mașinii,  $U_1/f_1=ct.$ , tensiunile nominale pe fază sunt: 132 [V] pentru 30 [Hz], 176 [V] la 40 [Hz], 220 [V] pentru 50, respectiv 60 [Hz].

În figurile 5.1 (a, b, c, d) și 5.2 (a, b, c, d) sunt reprezentate grafic dependențele  $p_{Fe}+p_m=P_{10}-3I_{10}^2R_1=f(U_{10}^2)$  obținute în urma probelor de gol efectuate asupra celor două motoare, la frecvențele precizate mai sus.

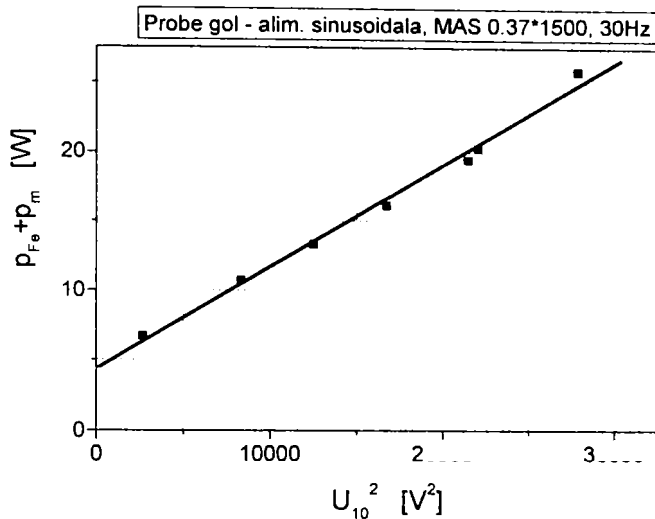
Valorile rezistențelor fazelor celor două motoare, măsurate imediat după efectuarea probelor sunt:  $R_1=24,2$  [ $\Omega$ ] pentru MAS de 0,37 [kW], respectiv  $R_1=5,53$  [ $\Omega$ ] pentru motorul de 1,1 [kW].

Sub fiecare grafic în parte sunt prezentate ecuațiile dreptelor ce reflectă dependența liniară  $p_{Fe}+p_m=f(U_{10}^2)$ . Valorile coeficienților A și B sunt precizate împreună cu eroarea lor de determinare. Prelucrările rezultatelor probelor efectuate au fost făcute cu ajutorul programului Origin 4.1. Cu ajutorul acestor ecuații, practic se pot separa, cu o foarte bună precizie pierderile în fier de cele mecanice, pentru orice tensiune de alimentare, la funcționarea în gol a motorului. În tabelele 5.1 și 5.2 sunt cuprinse valorile pierderilor în fier, respectiv mecanice, așa cum au rezultat ele din separare, pentru MAS 0,37 [kW] și 1,1 [kW]. În tabele,  $R_m$  este valoarea rezistenței de magnetizare.

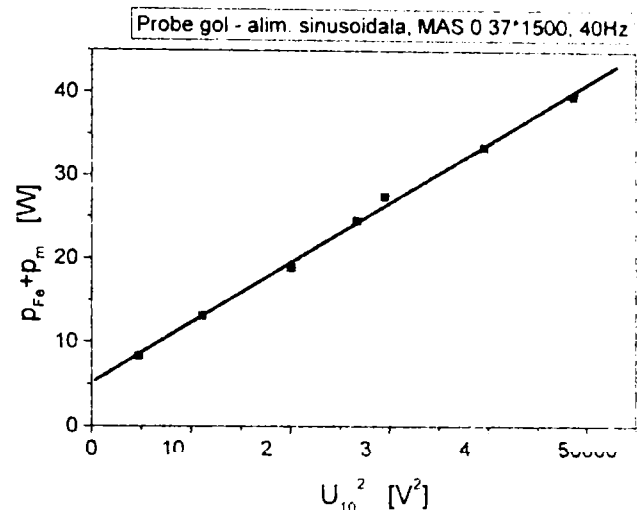
Pe baza acestor rezultate (tabelele 5.1 și 5.2) în fig. 5.3 sunt trasate variațiile rezistenței de magnetizare  $R_m=f(f_1)$  pentru cele două motoare analizate.

**Tabelul 5.1.** – Prelucrarea rezultatelor probei de mers în gol pentru MAS 0,37 [kW] x 1500 [rpm], alimentat cu sistem de tensiuni sinusoidale:

Nr. crt.	$f_1$ [Hz]	$U_{10}$ [V]	$I_{10}$ [A]	$p_{Fe}+p_m$ [W]	$p_m$ [W]	$p_{Fe}$ [W]	$R_m \cong \frac{p_{Fe}}{3I_{10}^2}$ [ $\Omega$ ]
1.	30	132	0,82	17,163	4,355	12,808	6,349
2.	40	176	0,86	27,435	5,132	22,303	10,051
3.	50	220	0,85	44,527	8,437	36,090	16,65
4.	60	220	0,66	35,994	8,841	27,153	20,778



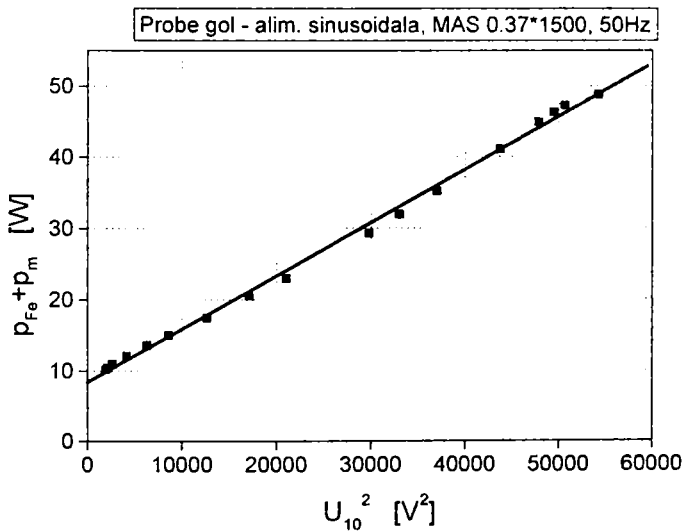
a).



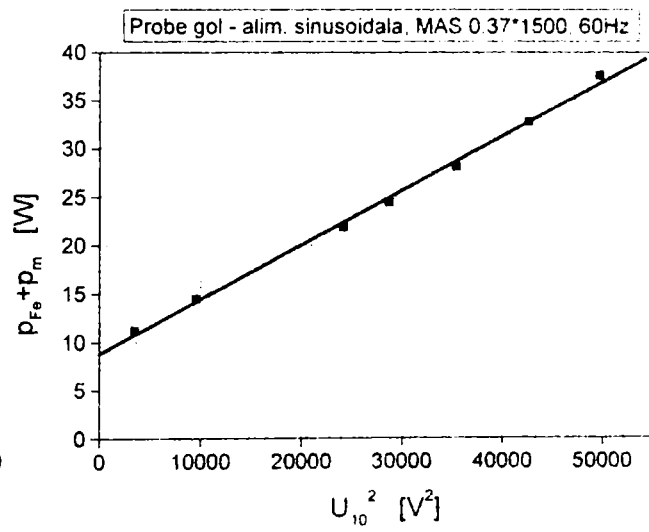
b).

Linear Regression for FIG5.1a: $Y = A + B * X$		
Parameter	Value	Error
A	4.35526	0.53968
B	7.35228E-4	3.02104E-5

Linear Regression for FIG5.1b: $Y = A + B * X$		
Parameter	Value	Error
A	5.1325	0.50863
B	7.20013E-4	1.72971E-5



c).

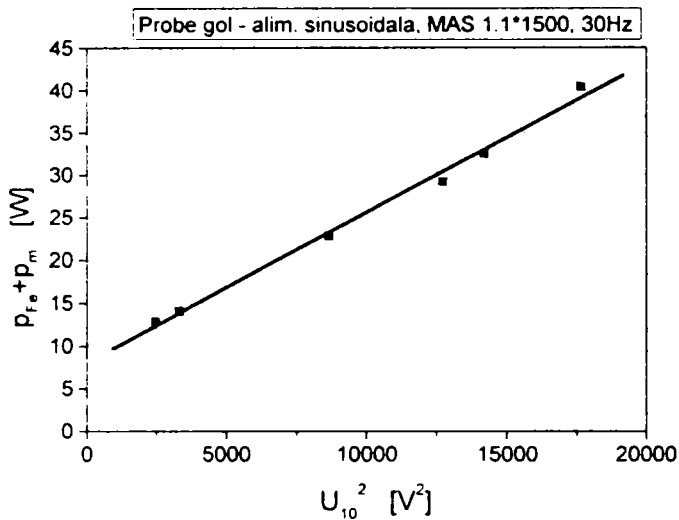


d).

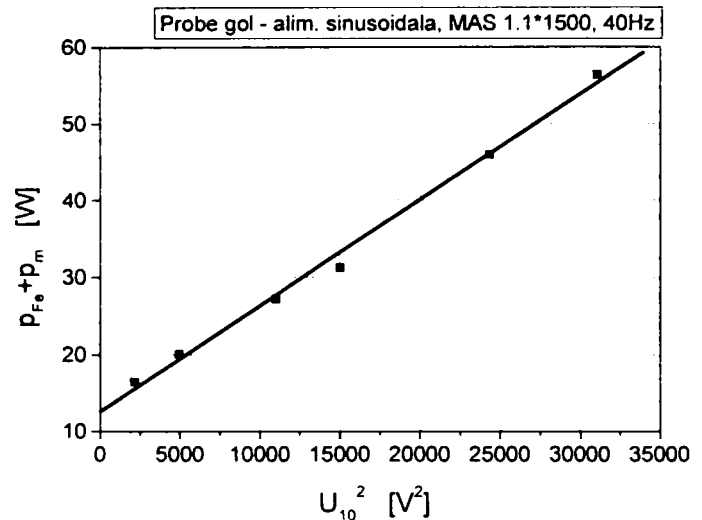
Linear Regression for FIG5.1c: $Y = A + B * X$		
Parameter	Value	Error
A	8.43784	0.3161
B	7.45664E-4	1.01327E-5

Linear Regression for FIG5.1d: $Y = A + B * X$		
Parameter	Value	Error
A	8.84102	0.47001
B	5.61031E-4	1.48193E-5

**Fig. 5.1.** Curbele  $p_{Fe}+p_m=f(U_{10}^2)$  obținute în urma măsurătorilor efectuate asupra motorului de 0,37 [kW] x 1500 [rpm] la:  
 a). -  $f_1=30$  [Hz]; b). -  $f_1=40$  [Hz]; c). -  $f_1=50$  [Hz]; d) -  $f_1=60$  [Hz].

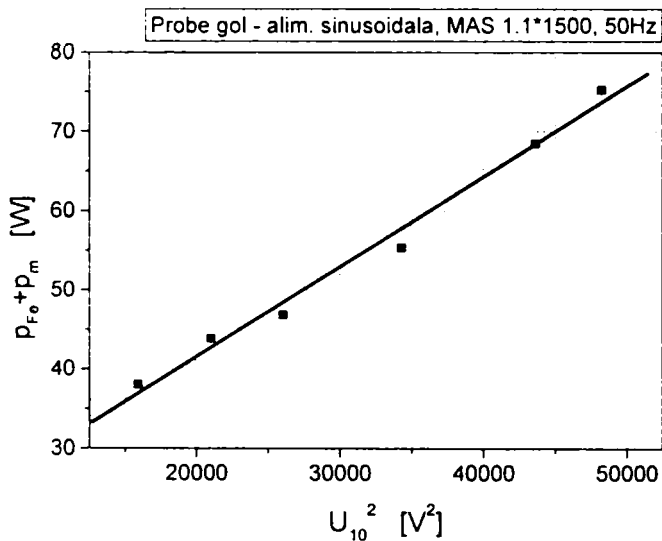


a).

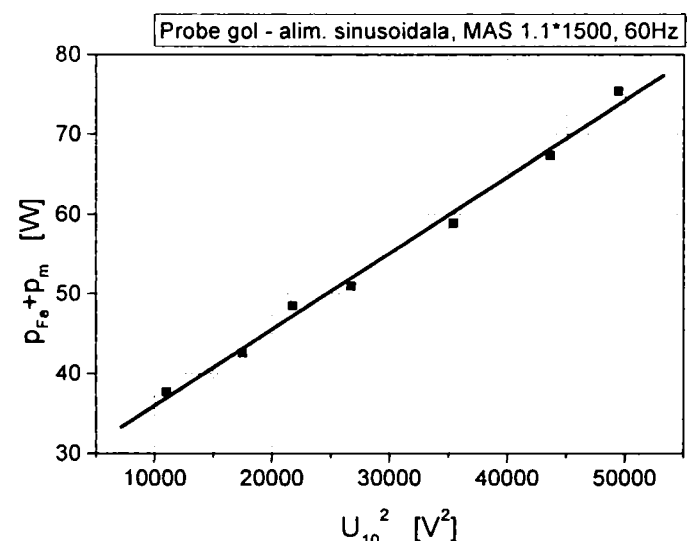


b).

Linear Regression for FIG5.2a: $Y = A + B \cdot X$			Linear Regression for FIG5.2b: $Y = A + B \cdot X$		
Parameter	Value	Error	Parameter	Value	Error
A	8.07177	0.80327	A	12.6092	0.92584
B	0.00176	7.10854E-5	B	0.00138	5.16147E-5



c).



d).

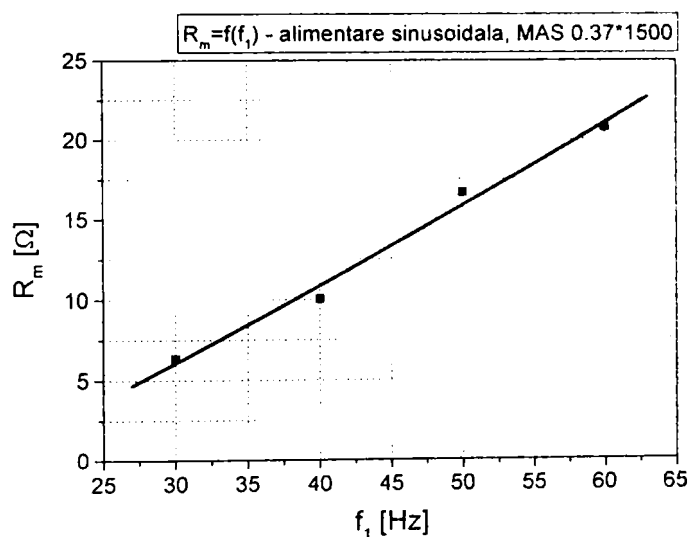
Linear Regression for FIG5.2c: $Y = A + B \cdot X$			Linear Regression for FIG5.2d: $Y = A + B \cdot X$		
Parameter	Value	Error	Parameter	Value	Error
A	18.85214	2.15461	A	26.48255	1.24163
B	0.00114	6.4112E-5	B	9.55005E-4	3.86832E-5

**Fig. 5.2.** Curbele  $p_{Fe}+p_m=f(U_{10}^2)$  obținute în urma măsurătorilor efectuate asupra motorului de 1,1 [kW] x 1500 [rpm] la frecvențele:  
 a). -  $f_1=30$  [Hz]; b). -  $f_1=40$  [Hz]; c). -  $f_1=50$  [Hz]; d). -  $f_1=60$  [Hz].

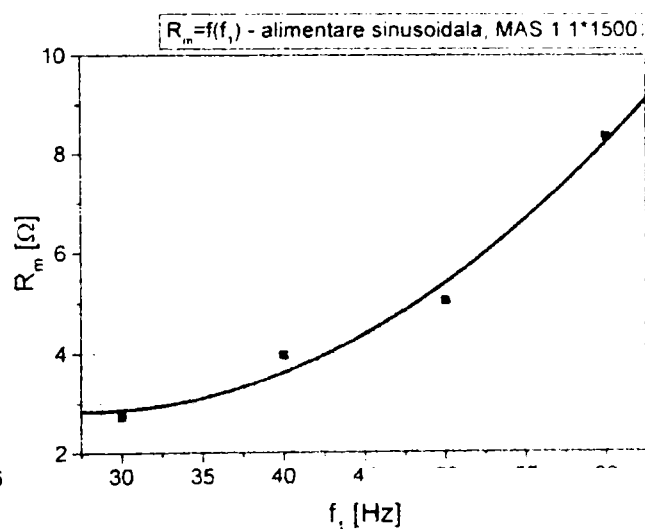


**Tabelul 5.2.** – Prelucrarea rezultatelor probei de mers în gol pentru MAS 1,1 [kW] x 1500 [rpm], alimentat cu sistem de tensiuni sinusoidale:

Nr. crt.	$f_1$ [Hz]	$U_{10}$ [V]	$I_{10}$ [A]	$P_{Fe}+P_m$ [W]	$P_m$ [W]	$P_{Fe}$ [W]	$R_m \cong \frac{P_{Fe}}{3I_{10}^2}$ [ $\Omega$ ]
1.	30	132	1,93	38,337	8,071	30,666	2,74
2.	40	176	1,895	55,355	12,609	42,746	3,96
3.	50	220	1,910	74,028	18,852	55,176	5,04
4.	60	220	1,358	72,704	26,482	46,222	8,35



a).



b).

Polynomial Regression for FIG5.3a: $Y = A + B1 \cdot X + B2 \cdot X^2$			Polynomial Regression for FIG5.3b: $Y = A + B1 \cdot X + B2 \cdot X^2$		
Parameter	Value	Error	Parameter	Value	Error
A	-6.9682	11.67154	A	6.8905	5.15305
B1	0.40301	0.54281	B1	-0.29115	0.23965
B2	0.00106	0.006	B2	0.00522	0.00265

**Fig. 5.3.** Curbele  $R_m=f(f_1)$  în cazul alimentării sinusoidale a MAS:  
a). – 0,37 [kW] x 1500 [rpm]; b). – 1,1 [kW] x 1500 [rpm].

### 5.1.2. Încercarea la funcționarea în gol a MAS alimentate prin CSF

CSF utilizat pentru alimentarea motoarelor este un convertor HITACHI tip J300, al cărui invertor de tensiune este realizat cu tranzistoare IGBT. Puterea maximă a motoarelor care pot fi alimentate cu acest echipament este de 7,5 [kW], iar frecvența de comutație prescrisă convertorului are valoarea  $f_c=12$  [kHz].

Studiul experimental al regimului de funcționare în gol a MAS s-a efectuat conform metodelor de lucru prezentate în literatura de specialitate [B5, D11, J1]. Încercarea a fost efectuată în laboratorul de “Reglaj inteligent al mișcării” din cadrul Facultății de Electrotehnică din Timișoara.

În figurile 5.4 (a-d) – pentru MAS de 0,37 [kW] și 5.5. (a-d) – pentru MAS de 1,1 [kW] sunt reprezentate dependențele  $P_{Fe(CSF)}+P_{m(CSF)}=f(U_{10(1)}^2)$ , obținute în urma prelucrării rezultatelor probelor de gol.

Rezistențele fazelor celor două motoare, măsurate imediat după efectuarea probelor, au avut următoarele valori:  $R_1=24,5$  [ $\Omega$ ] pentru MAS de 0,37 [kW], respectiv  $R_1=5,54$  [ $\Omega$ ] pentru motorul de 1,1 [kW].

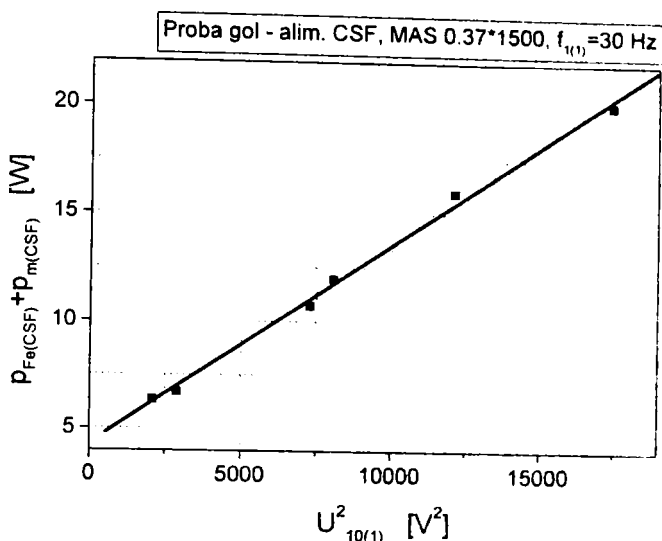
Ecuațiile dreptelor care aproximează dependența liniară (teoretică)  $P_{Fe}+P_m=f(U_{10(1)}^2)$  sunt prezentate sub fiecare grafic în parte. Prelucrările rezultatelor probelor au fost realizate cu ajutorul programului Origin 4.1. În tabelele 5.3. și 5.4 sunt prezentate pierderile în fier, respectiv pierderile mecanice, așa cum au rezultat din separare, în cazul alimentării MAS de 0,37 [kW] și 1,1 [kW] prin intermediul CSF.

**Tabelul 5.3.** Prelucrarea rezultatelor corespunzătoare probei de mers în gol pentru MAS de 0,37 [kW] x 1500 [rpm], în cazul alimentării prin CSF:

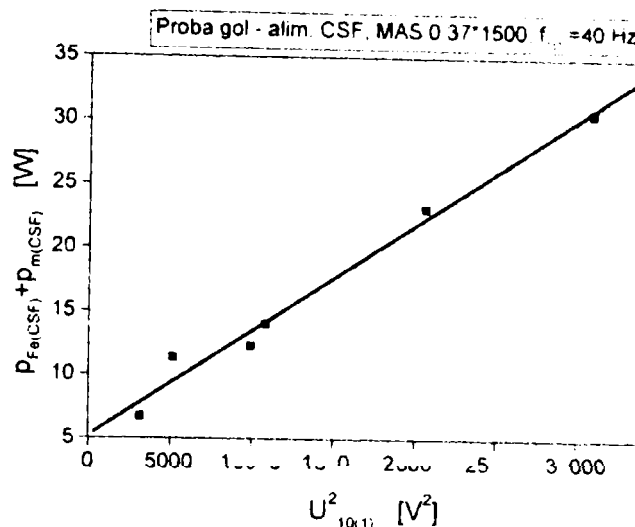
Nr. crt.	$f_{1(1)}$ [Hz]	$U_{10(1)}$ [V]	$I_{10(CSF)}$ [A]	$P_{Fe(CSF)}+P_{m(CSF)}$ [W]	$P_{m(CSF)}$ [W]	$P_{Fe(CSF)}$ [W]	$R_{m(CSF)}$ [ $\Omega$ ]
1.	30	132	0,84	20,402	4,297	16,105	7,608
2.	40	176	0,89	31,019	5,190	25,829	10,869
3.	50	220	0,87	46,691	8,240	38,451	16,933
4.	60	220	0,7	37,660	8,913	28,747	19,555

**Tabelul 5.4.** Prelucrarea rezultatelor corespunzătoare probei de mers în gol pentru MAS de 1,1 [kW] x 1500 [rpm], în cazul alimentării prin CSF:

Nr. crt.	$f_{1(1)}$ [Hz]	$U_{10(1)}$ [V]	$I_{10(CSF)}$ [A]	$P_{Fe(CSF)}+P_{m(CSF)}$ [W]	$P_{m(CSF)}$ [W]	$P_{Fe(CSF)}$ [W]	$R_{m(CSF)}$ [ $\Omega$ ]
1.	30	132	1,95	43,537	8,167	35,37	3,1
2.	40	176	1,93	63,771	12,660	51,111	4,57
3.	50	220	1,94	76,254	18,174	58,08	5,14
4.	60	220	1,37	75,547	26,179	49,368	8,76



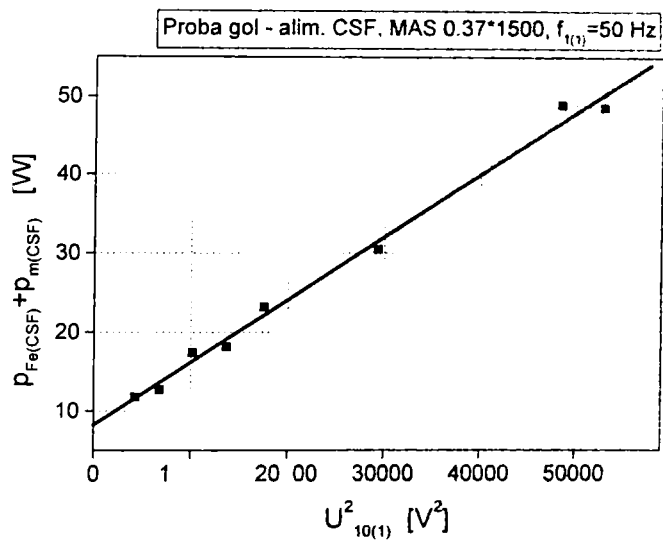
a).



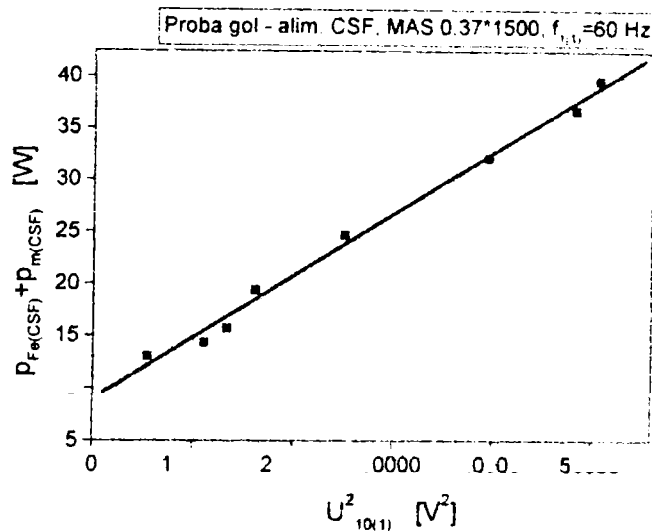
b).

Linear Regression for FIG5.4a: $Y = A + B \cdot X$		
Parameter	Value	Error
A	4.29758	0.29108
B	9.2428E-4	2.95924E-5

Linear Regression for FIG5.4b: $Y = A + B \cdot X$		
Parameter	Value	Error
A	5.19012	0.91612
B	8.33843E-4	5.54554E-5



c).

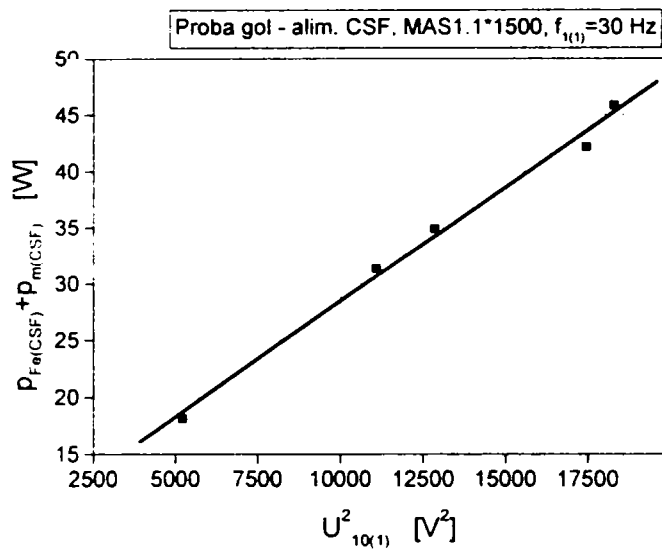


d).

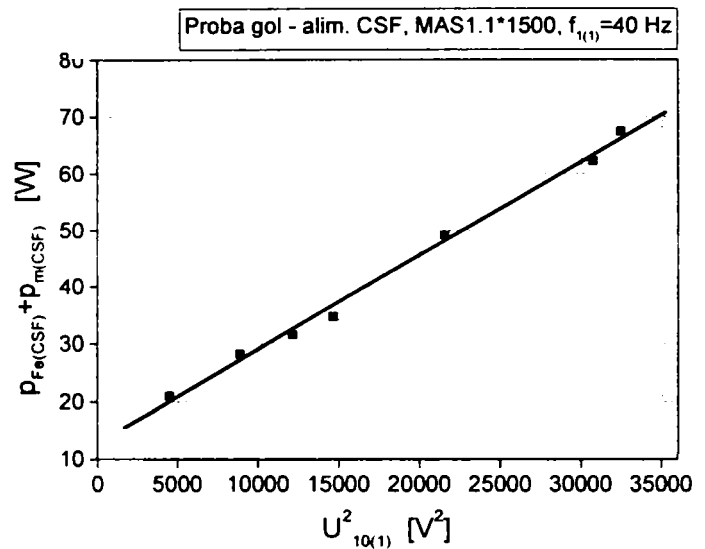
Linear Regression for FIG5.4c: $Y = A + B \cdot X$		
Parameter	Value	Error
A	8.24065	0.85357
B	7.94443E-4	2.9585E-5

Linear Regression for FIG5.4d: $Y = A + B \cdot X$		
Parameter	Value	Error
A	8.91368	0.65885
B	5.93934E-4	2.12754E-5

**Fig. 5.4.** Curbele  $p_{Fe(CSF)}+p_{m(CSF)}=f(U^2_{10(1)})$  obținute în urma probei de gol efectuate asupra motorului 0,37 [kW] x 1500 [rpm] alimentat prin CSF, la:  
 a). -  $f_{1(1)}=30$  [Hz]; b). -  $f_{1(1)}=40$  [Hz]; c). -  $f_{1(1)}=50$  [Hz]; d). -  $f_{1(1)}=60$  [Hz].

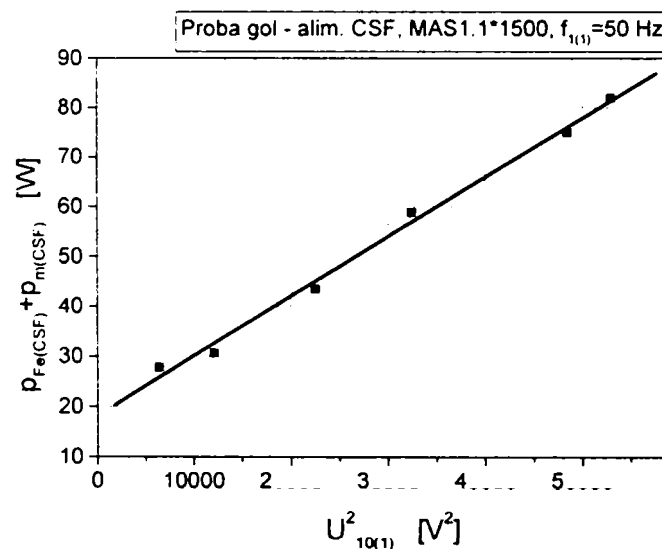


a).

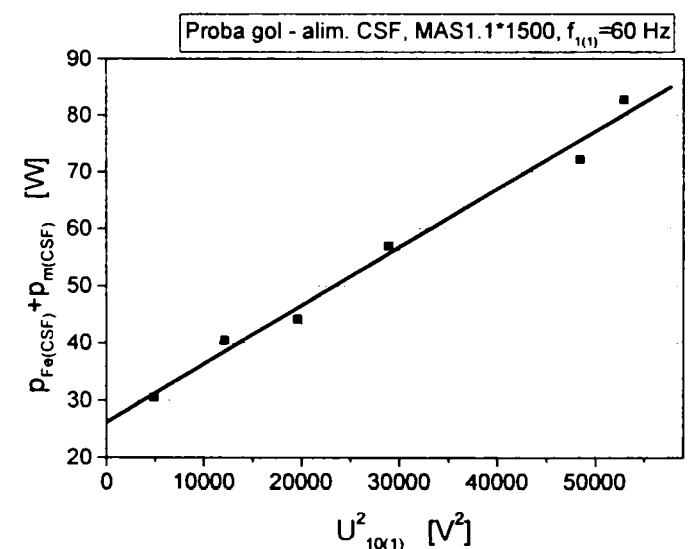


b).

Linear Regression for FIG5.5a: $Y = A + B \cdot X$			Linear Regression for FIG5.5b: $Y = A + B \cdot X$		
Parameter	Value	Error	Parameter	Value	Error
A	8.16711	1.43389	A	12.66069	1.13329
B	0.00203	1.03773E-4	B	0.00165	5.54986E-5



c).

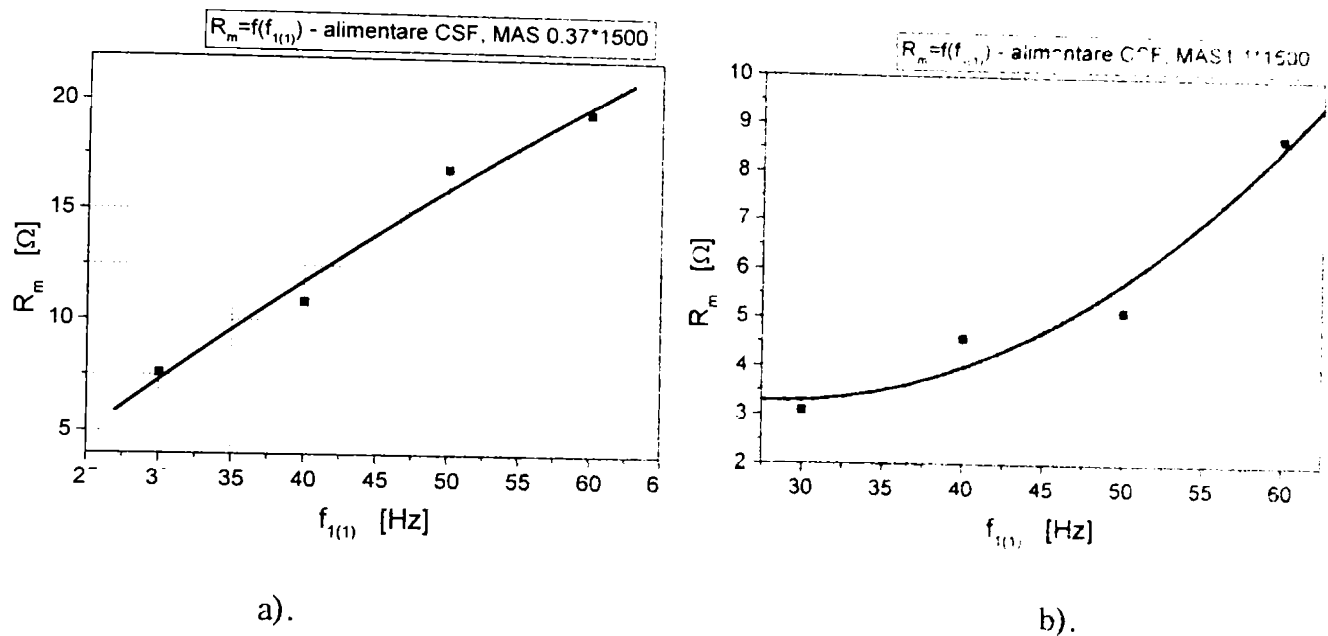


d).

Linear Regression for FIG5.5c: $Y = A + B \cdot X$			Linear Regression for FIG5.5d: $Y = A + B \cdot X$		
Parameter	Value	Error	Parameter	Value	Error
A	18.17436	1.56924	A	26.17947	2.00865
B	0.0012	4.63269E-5	B	0.00102	6.08832E-5

**Fig. 5.5.** Curbele  $p_{Fe(CSF)}+p_{m(CSF)}=f(U^2_{10(1)})$  obținute în urma probei de gol efectuate asupra motorului 1,1 [kW] x 1500 [rpm] alimentat prin CSF, la:  
 a). -  $f_{1(1)}=30$  [Hz]; b). -  $f_{1(1)}=40$  [Hz]; c). -  $f_{1(1)}=50$  [Hz]; d). -  $f_{1(1)}=60$  [Hz].

Pe baza rezultatelor prezentate în tabelele 5.3 și 5.4, în fig. 5.6 sunt trasate grafic variațiile  $R_{m(CSF)}=f(f_{1(1)})$  pentru cele două motoare testate.



Linear Regression for FIG5.6a: $Y = A + B \cdot X$			Linear Regression for FIG5.6b: $Y = A + B \cdot X$		
Parameter	Value	Error	Parameter	Value	Error
A	-8.1695	13.58926	A	7.7075	8.58841
B1	0.5638	0.63199	B1	-0.30825	0.39942
B2	-0.00161	0.00699	B2	0.00537	0.00442

Fig. 5.6. Variația  $R_{m(CSF)}=f(f_{1(1)})$  în cazul alimentării prin CSF a MAS:  
a). – 0,37 [kW] x 1500 [rpm]; b). – 1,1 [kW] x 1500 [rpm].

### 5.1.3. Validări experimentale. Concluzii.

În urma efectuării probei de mers în gol au fost separate pierderile în fier de cele mecanice, atât pentru cazul alimentării sinusoidale a motoarelor cât și cel al alimentării prin CSF a acestora (v. tabelele 5.1, 5.2, 5.3, 5.4). În tabelele 5.5 și 5.6 sunt prezentate sintetic creșterile pierderilor în miezul feromagnetic care se înregistrează în cazul în care alimentarea celor două motoare se face prin CSF. De asemenea, se prezintă comparativ pierderile mecanice (prin frecare și ventilație) determinate experimental în cele două situații: alimentare sinusoidală și deformantă.

În tabelele 5.7 și 5.8 se prezintă sintetic valorile factorilor de creștere a componentelor pierderilor în fier în cazul alimentării prin CSF a celor două motoare, de 0,37 [kW] și 1,1 [kW], comparativ cu situația alimentării sinusoidale, obținute prin rularea programului de calcul elaborat în acest scop (anexa 3).

**Tabelul 5.5.** Pierderile în fier și pierderile mecanice determinate experimental, pentru cazul alimentării sinusoidale, respectiv prin CSF a motorului de 0,37 [kW] x 1500 [rpm]:

Nr. crt.	$f_{1(1)}$ [Hz]	$U_{10(1)}$ [V]	$P_m$ [W]	$P_{m(CSF)}$ [W]	$P_{Fe}$ [W]	$P_{Fe(CSF)}$ [W]	$\frac{P_{Fe(CSF)} - P_{Fe}}{P_{Fe}} \cdot 100$ [%]	$\frac{P_{m(CSF)} - P_m}{P_m} \cdot 100$ [%]
1.	30	132	4,355	4,297	12,808	16,105	25,74	-1,3
2.	40	176	5,132	5,190	22,303	25,829	15,808	1,1
3.	50	220	8,437	8,240	36,090	38,451	6,54	2,3
4.	60	220	8,841	8,913	27,153	28,747	5,87	0,8

**Tabelul 5.6.** Pierderile în fier și pierderile mecanice determinate experimental, pentru cazul alimentării sinusoidale, respectiv prin CSF a motorului de 1,1 [kW] x 1500 [rpm]:

Nr. crt.	$f_{1(1)}$ [Hz]	$U_{10(1)}$ [V]	$P_m$ [W]	$P_{m(CSF)}$ [W]	$P_{Fe}$ [W]	$P_{Fe(CSF)}$ [W]	$\frac{P_{Fe(CSF)} - P_{Fe}}{P_{Fe}} \cdot 100$ [%]	$\frac{P_{m(CSF)} - P_m}{P_m} \cdot 100$ [%]
1.	30	132	8,071	8,167	30,666	35,37	15,339	1,1
2.	40	176	12,609	12,660	42,746	51,111	19,56	0,404
3.	50	220	18,852	18,174	55,176	58,08	5,26	-3,5
4.	60	220	26,482	26,179	46,222	49,368	6,8	1,1

Pe baza rezultatelor teoretice și experimentale prezentate în tabelele 5.5, 5.6, 5.7 și 5.8, se pot marca următoarele concluzii:

1. În cazul alimentării MAS prin CSF are loc o creștere a pierderilor în fier, în special datorită pierderilor suplimentare care apar în miezul feromagnetic în zona capetelor de bobine și a pierderilor suplimentare datorate asimetriei rotorice.
2. Creșterea pierderilor în fier (procentuală) este mai pronunțată la frecvențe ale fundamentalei tensiunii de alimentare  $f_{1(1)} < 50$  [Hz].
3. Pierderile suplimentare de suprafață și de pulsație rămân practic nemodificate.
4. Ipoteza că  $p_m \cong p_{m(CSF)}$  sunt confirmate și experimental. Diferențele înregistrate în urma separării pierderilor este nesemnificativă și se datorează erorilor de aproximare liniară a dependenței  $p_{Fe} + p_m = f(U_{10(1)}^2)$ .

**Tabelul 5.7.** Valorile teoretice ale factorilor de creștere a pierderilor în fier, în situația alimentării MAS de 0,37 [kW] prin CSF față de cazul alimentării sinusoidale a acestuia:

Nr. crt.	$f_{1(1)}$ [Hz]	$U_{1(1)}$ [V]	$k_{pj1}$ [-]	$k_{pz1}$ [-]	$k_{p\sigma1}$ [-]	$k_{p\sigma2}$ [-]	$k_{pp1}$ [-]	$k_{pp2}$ [-]	$P_{j2}$ [W]	$P_{z2}$ [W]	$k_{pst}$ [-]
1.	30	132	1,012	1,029	1	1	1,00002	1	0,009241	0,001743	7,01
2.	40	176	1,06	1,22	1,00001	1,00001	1,00031	1,00001	0,0161	0,00304	3,65
3.	50	220	1,008	1,036	1,00002	1,00002	1,00009	1,00002	0,0216	0,00407	2,21
4.	60	220	1,006	1,028	1,00002	1,00002	1,00007	1,00002	0,0049	0,026	1,84

**Tabelul 5.8.** Valorile teoretice ale factorilor de creștere a pierderilor în fier, în situația alimentării MAS de 1,1 [kW] prin CSF față de cazul alimentării sinusoidale a acestuia:

Nr. crt.	$f_{1(1)}$ [Hz]	$U_{1(1)}$ [V]	$k_{pj1}$ [-]	$k_{pz1}$ [-]	$k_{p\sigma1}$ [-]	$k_{p\sigma2}$ [-]	$k_{pp1}$ [-]	$k_{pp2}$ [-]	$P_{j2}$ [W]	$P_{z2}$ [W]	$k_{pst}$ [-]
1.	30	132	1,006	1,014	1	1	1,00001	1	0,1314	0,00156	8,6
2.	40	176	1,096	1,22	1,00001	1,00001	1,00057	1,00001	0,234	0,00279	4,28
3.	50	220	1,0089	1,036	1,00002	1,00002	1,00009	1,00002	0,318	0,0038	2,5
4.	60	220	1,0055	1,026	1,00002	1,00002	1,00006	1,00002	0,376	0,00448	1,3

## 5.2. Proba de scurtcircuit la alimentare cu frecvență variabilă. Validarea experimentală a parametrilor înfășurării statorice și rotorice. Concluzii.

### 5.2.1. Proba de scurtcircuit cu alimentare cu frecvență variabilă, în regim sinusoidal.

În cele ce urmează se prezintă rezultatele experimentale obținute la proba de scurtcircuit, la alimentare cu sistem sinusoidal de tensiuni cu frecvență variabilă pentru cele două motoare de inducție încercate.

Proba a fost făcută în laboratorul de profil al Facultății de Electrotehnică Timișoara, cu ajutorul unui sistem de achiziție și prelucrare a datelor, conform metodicii de lucru prezentată pe larg în [B5]. Prin această probă am determinat variația cu frecvența a rezistenței echivalente  $R_T = R_1 + R'_2$  și a inductivității echivalente  $L_T = L_1 + L'_2$ . De asemenea, prin măsurare în c.c. a rezistenței fazelor statorice  $R_1$  a celor două motoare imediat după efectuarea probelor, am separat valoarea rezistenței unei faze rotorice raportată la stator,  $R'_2$ . Am renunțat la separarea valorilor celor două inductivități  $L_1$  și  $L'_2$ , întrucât aceasta nu se face cu suficientă precizie (la frecvența  $f_1 = 50$  [Hz] se consideră  $L_1 = L'_2$ , ceea ce nu este riguros adevărat, în special pentru MAS de puteri reduse).

Rezultatele prelucrării probelor sunt sintetizate în tabelul 5.9 – pentru motorul de 0,37 [kW], respectiv în tabelul 5.10 – pentru motorul de 1,1 [kW].

**Tabelul 5.9.** Rezultatele probei de scurtcircuit cu alimentare cu frecvență variabilă, pentru motorul de inducție de 0,37 [kW] x 1500 [rpm]:

Nr. crt.	$f_1 = f_2$ [Hz]	$P_{sc}$ [W]	$I_{sc}$ [A]	$U_{1sc}$ [V]	$R_1 + R'_2$ [Ω]	$R_1$ [Ω]	$R'_2$ [Ω]	$X_1 + X'_2$ [Ω]	$L_1 + L'_2$ [H]
1.	59,98	132,817	1,021	64,526	42,470	25,9	16,57	46,801	0,124
2.	50,58	145,214	1,071	62,433	42,199	25,9	16,29	40,217	0,126
3.	39,96	143,719	1,070	56,656	41,843	25,9	15,94	32,447	0,129
4.	30,03	114,901	0,963	46,611	41,300	25,9	15,4	25,23	0,133
5.	25,95	164,591	1,156	53,773	41,055	25,9	15,155	21,869	0,134



**Tabelul 5.10.** Rezultatele probei de scurtcircuit, cu alimentare la frecvență variabilă, pentru motorul de inducție de 1,1 [kW] x 1500 [rpm]:

Nr. crt.	$f_1=f_2$ [Hz]	$P_{sc}$ [W]	$I_{sc}$ [A]	$U_{1sc}$ [V]	$R_1+R'_2$ [ $\Omega$ ]	$R_1$ [ $\Omega$ ]	$R'_2$ [ $\Omega$ ]	$X_1+X'_2$ [ $\Omega$ ]	$L_1+L'_2$ [H]
1.	60,24	70,515	1,41	31,130	11,822	5,53	6,292	18,646	0,049
2.	56,38	67,155	1,384	29,163	11,686	5,53	6,156	17,534	0,049
3.	50,67	64,673	1,368	26,923	11,519	5,53	5,989	15,957	0,050
4.	44,65	63,613	1,368	24,841	11,330	5,53	5,8	14,190	0,050
5.	36,09	77,460	1,525	24,582	11,102	5,53	5,572	11,686	0,051
6.	30,81	68,332	1,442	21,587	10,95	5,53	5,42	10,208	0,052
7.	19,96	61,084	1,383	17,687	10,64	5,53	5,11	7,095	0,056
8.	15,66	69,514	1,488	17,811	10,46	5,53	4,93	5,81	0,059
9.	10,87	65,654	1,464	16,308	10,21	5,53	4,68	4,454	0,065
10.	6,92	59,761	1,416	14,887	9,93	5,53	4,4	3,453	0,079

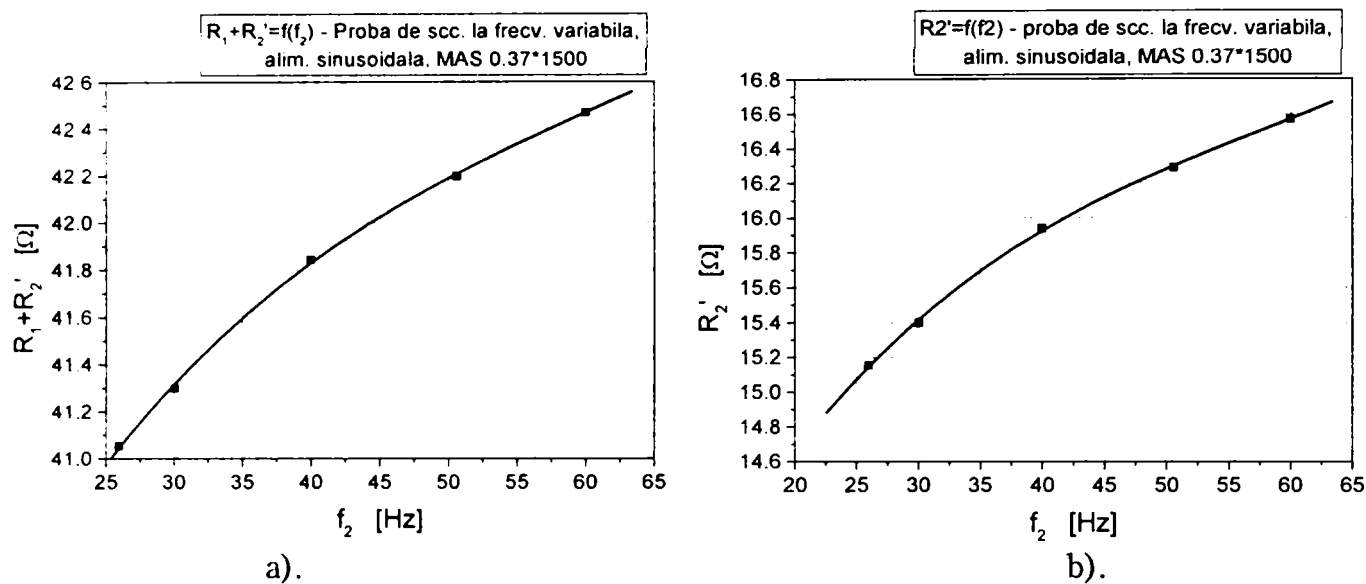
În tabelele de mai sus,  $P_{sc}$  reprezintă puterea activă totală măsurată în timpul probei de scurtcircuit la frecvență variabilă, iar  $I_{1sc}$  și  $U_{1sc}$  sunt curentul, respectiv tensiunea de scurtcircuit, ambele măsurate pe fazele mașinii.  $R_1$  reprezintă rezistența unei faze statorice, măsurată în c.c., imediat după efectuarea probei.

Pe baza rezultatelor prezentate în cele două tabele, în figurile 5.7 (pentru motorul de 0,37 [kW]) și 5.8 (pentru MAS de 1,1 [kW]) sunt prezentate: variația rezistenței de scurtcircuit cu frecvența rotorică,  $R_1+R'_2=f(f_2)$  - în fig. 5.7a și 5.8a, variația rezistenței unei faze rotorice cu frecvența rotorică  $R'_2=f(f_2)$  - în fig. 5.7b și 5.8b, precum și variațiile inductivităților echivalente de scurtcircuit  $L_1+L'_2=f(f_2)$  - în fig. 5.7c și 5.8c.

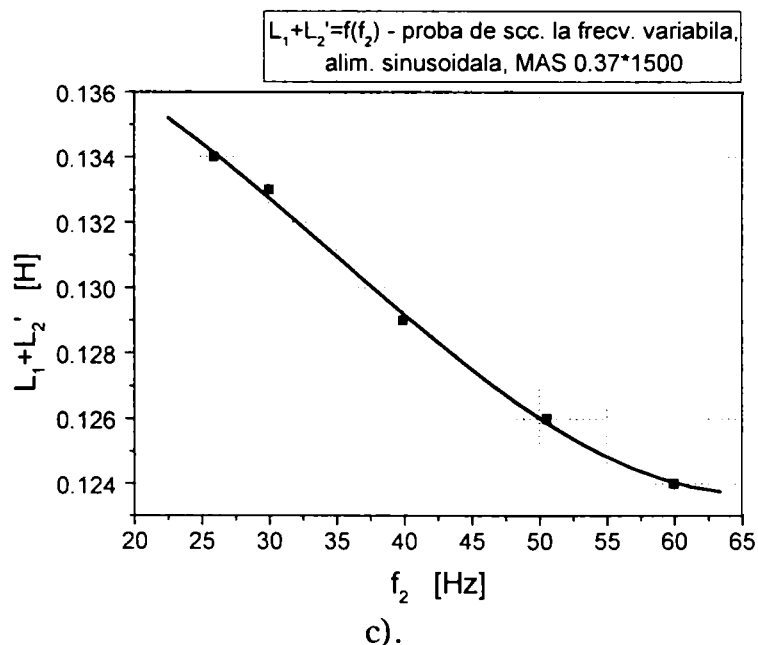
Curbele de variație din fig. 5.7 și 5.8 au fost trasate pe baza punctelor obținute din măsurători, prezentate în tabelele 5.9 și 5.10, cu ajutorul programului Origin 4.1. Sub fiecare grafic în parte se regăsesc și funcțiile polinomiale care descriu variațiile parametrilor măsurați.

### 5.2.2. Proba de scurtcircuit cu alimentare cu frecvență variabilă în situația alimentării MAS prin CSF

Încercarea a fost efectuată în laboratorul de "Reglaj inteligent al mișcării" din cadrul Facultății de Electrotehnică Timișoara, cu ajutorul unui sistem de achiziții și prelucrare a datelor. Ca și la punctul anterior, s-a determinat variația cu frecvența rotorică a următorilor parametri:  $R_{T(CSF)}=R_{1(CSF)}+R'_{2(CSF)}$ ,  $R'_{2(CSF)}$  (prin măsurarea în c.c. a rezistenței fazei înfășurării statorice  $R_1$ ) și  $L_{T(CSF)}=L_{1(CSF)}+L'_{2(CSF)}$ . Rezultatele probelor sunt sintetizate în tablul 5.11 (pentru motorul de 0,37 [kW]), respectiv în tabelul 5.12 (pentru motorul de 1,1 [kW]).

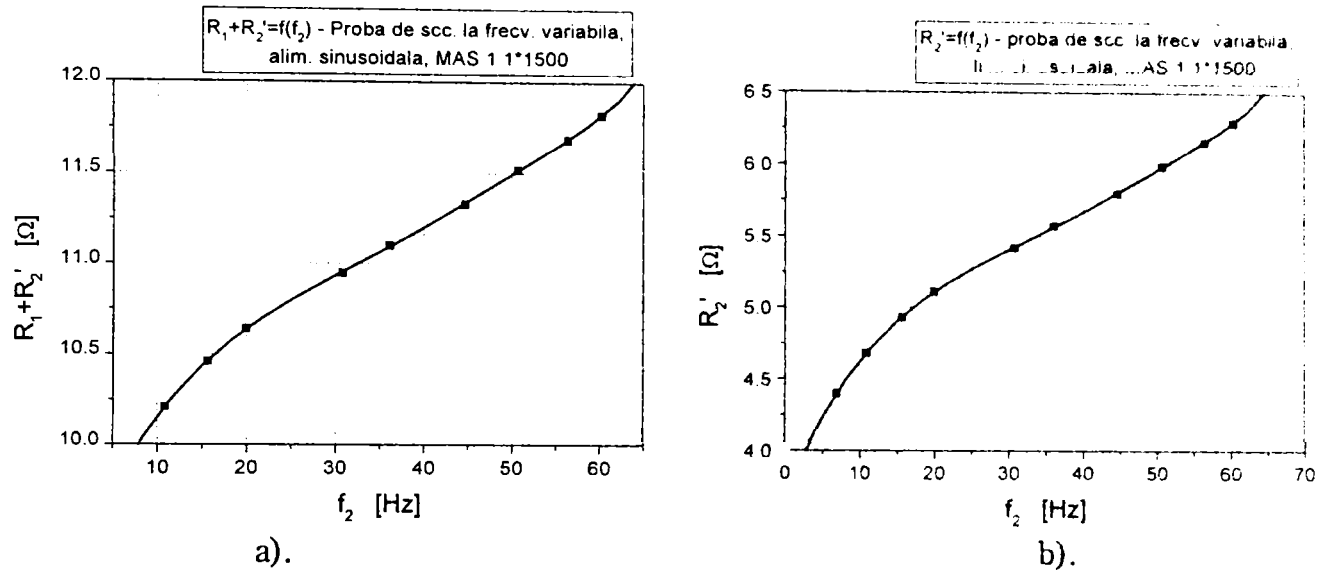


Linear Regression for FIG5.7a: $Y = A + B1 \cdot X + B2 \cdot X^2 + B3 \cdot X^3$			Linear Regression for FIG5.7b: $Y = A + B1 \cdot X + B2 \cdot X^2 + B3 \cdot X^3$		
Parameter	Value	Error	Parameter	Value	Error
A	38.10364	0.85656	A	12.08124	0.89889
B1	0.1635	0.06477	B1	0.17374	0.06797
B2	-0.00225	0.00156	B2	-0.00252	0.00163
B3	1.22899E-5	1.19978E-5	B3	1.4551E-5	1.25907E-5

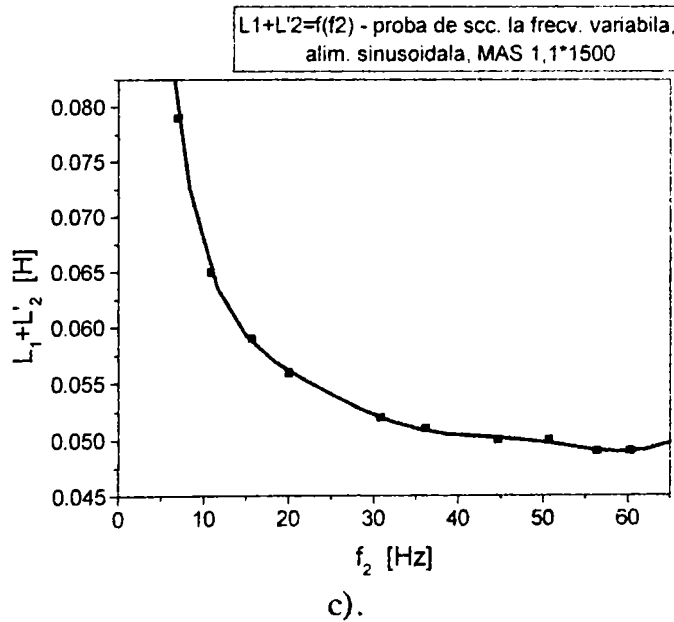


Linear Regression for FIG5.7c: $Y = A + B1 \cdot X + B2 \cdot X^2 + B3 \cdot X^3$		
Parameter	Value	Error
A	0.13798	0.01255
B1	1.18224E-4	9.49236E-4
B2	-1.36364E-5	2.28313E-5
B3	1.29866E-7	1.75844E-7

**Fig. 5.7.** Variația parametrilor echivalenți cu frecvența rotorică în proba de scurtcircuit la frecvență variabilă, pentru MAS 0,37 [kW] x 1500 [rpm]:  
 a). –  $R_1+R'_2=f(f_2)$ ; b). –  $R'_2=f(f_2)$ ; c). –  $L_1+L'_2=f(f_2)$ .



Linear Regression for FIG5.8a: $Y = A + B1*X + B2*X^2 + B3*X^3 + B4*X^4 + B5*X^5 + B6*X^6 + B7*X^7$			Linear Regression for FIG5.8b: $Y = A + B1*X + B2*X^2 + B3*X^3 + B4*X^4 + B5*X^5 + B6*X^6 + B7*X^7$		
Parameter	Value	Error	Parameter	Value	Error
A	9.19529	0.29944	A	3.66529	0.29944
B1	0.13821	0.10227	B1	0.13821	0.10227
B2	-0.0058	0.01338	B2	-0.0058	0.01338
B3	2.06713E-4	8.81498E-4	B3	2.06713E-4	8.81497E-4
B4	-6.15252E-6	3.19702E-5	B4	-6.15252E-6	3.19701E-5
B5	1.31487E-7	6.45541E-7	B5	1.31487E-7	6.4554E-7
B6	-1.56807E-9	6.792E-9	B6	-1.56807E-9	6.79199E-9
B7	7.57898E-12	2.89963E-11	B7	7.57898E-12	2.89963E-11



Linear Regression for FIG5.8c: $Y = A + B1*X + B2*X^2 + B3*X^3 + B4*X^4 + B5*X^5 + B6*X^6 + B7*X^7$		
Parameter	Value	Error
A	0.15573	0.01226
B1	-0.01953	0.00419
B2	0.00167	5.47752E-4
B3	-7.86774E-5	3.60929E-5
B4	2.13265E-6	1.30902E-6
B5	-3.31153E-8	2.64316E-8
B6	2.73029E-10	2.78098E-10
B7	-9.24724E-13	1.18725E-12

Fig. 5.8. Variația parametrilor echivalenți cu frecvența rotorică în proba de scurtcircuit la frecvență variabilă, pentru MAS 1,1 [kW] x 1500 [rpm]:  
 a). -  $R_1 + R_2' = f(f_2)$ ; b). -  $R_2' = f(f_2)$ ; c). -  $L_1 + L_2' = f(f_2)$ .

**Tabelul 5.11.** Rezultatele probei de scurtcircuit, cu alimentare la frecvență variabilă prin CSF, pentru motorul de inducție de 0,37 [kW] x 1500 [rpm]:

Nr. crt.	$f_{1(1)}=f_{2(1)}$ [Hz]	$P_{sc(CSF)}$ [W]	$I_{sc(CSF)}$ [A]	$U_{1sc(CSF)}$ [V]	$R_{1(CSF)}+R'_{2(CSF)}$ [Ω]	$R_{1(CSF)}$ [Ω]	$R'_{2(CSF)}$ [Ω]	$X_{1(CSF)}+X'_{2(CSF)}$ [Ω]	$L_{1(CSF)}+L'_{2(CSF)}$ [H]
1.	25	160,869	1,12	53,135	42,748	26	16,748	20,577	0,131
2.	30	168,975	1,15	56,291	42,59	26	16,59	24,127	0,128
3.	40	188,491	1,21	64,532	42,914	26	16,914	31,667	0,126
4.	50	181,729	1,18	68,908	43,505	26	17,505	38,955	0,124
5.	60	180,238	1,17	74,699	43,889	26	17,889	46,369	0,123

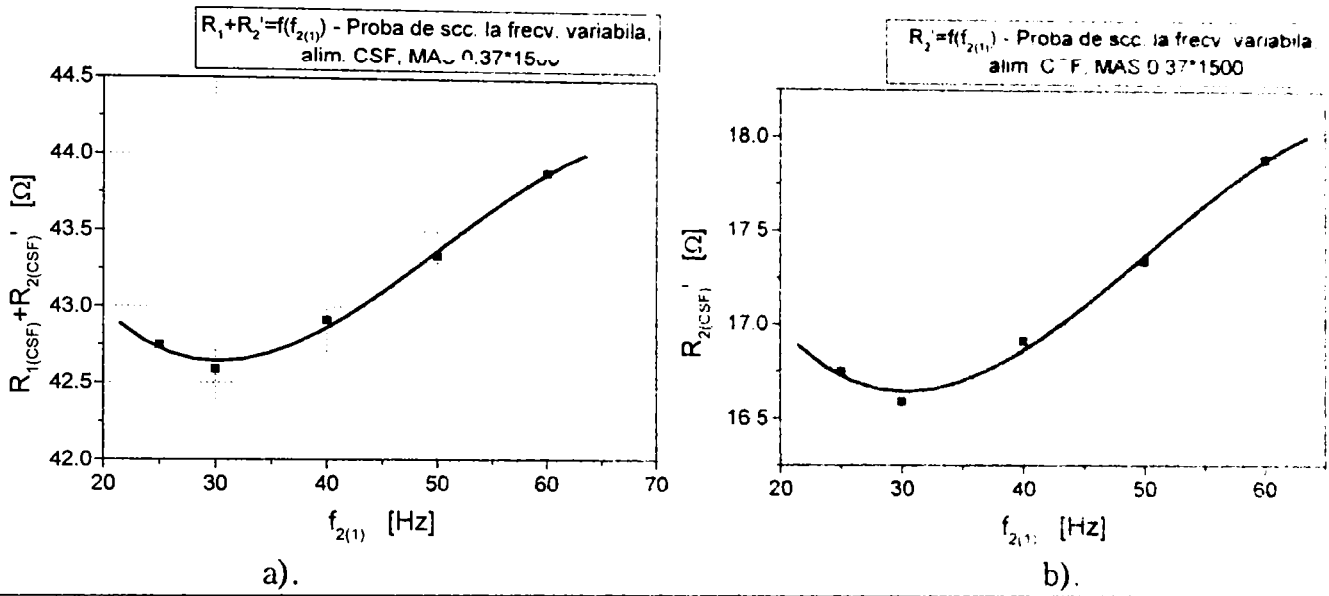
**Tabelul 5.12.** Rezultatele probei de scurtcircuit, cu alimentare la frecvență variabilă prin CSF, pentru motorul de inducție de 1,1 [kW] x 1500 [rpm]:

Nr. crt.	$f_{1(1)}=f_{2(1)}$ [Hz]	$P_{sc(CSF)}$ [W]	$I_{sc(CSF)}$ [A]	$U_{1sc(CSF)}$ [V]	$R_{1(CSF)}+R'_{2(CSF)}$ [Ω]	$R_{1(CSF)}$ [Ω]	$R'_{2(CSF)}$ [Ω]	$X_{1(CSF)}+X'_{2(CSF)}$ [Ω]	$L_{1(CSF)}+L'_{2(CSF)}$ [H]
1.	20	73,356	1,45	19,342	11,63	5,55	6,08	6,534	0,052
2.	30	70,170	1,42	21,393	11,6	5,55	6,05	9,613	0,051
3.	40	68,628	1,39	23,871	11,84	5,55	6,29	12,440	0,0495
4.	50	64,517	1,34	25,804	11,977	5,55	6,427	15,079	0,048
5.	60	74,707	1,42	30,8	12,35	5,55	6,8	17,831	0,0473

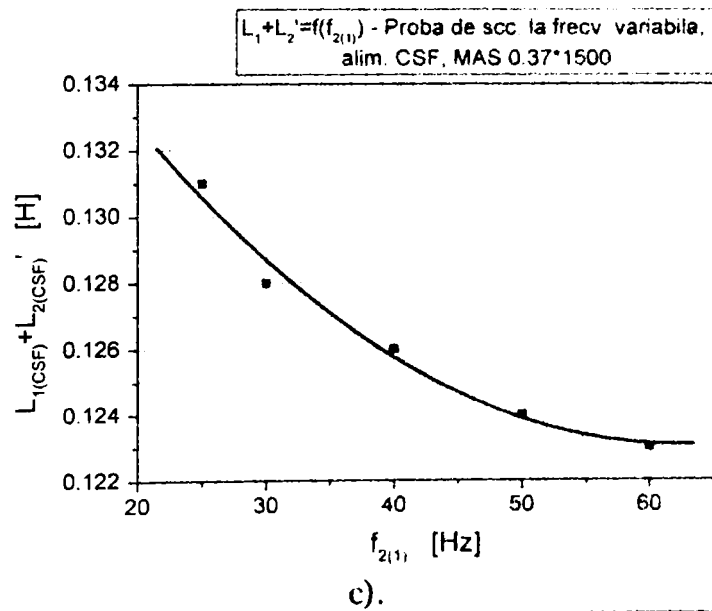
Mărimile reprezentate în tabelele de mai sus au aceeași semnificație ca și în cazul punctului precedent (v. tabelele 5.9 și 5.10).

Pe baza rezultatelor prezentate în cele două tabele, în fig. 5.9 (pentru MAS de 0,37 [kW]) și 5.10 (pentru MAS de 1,1 [kW]) sunt trasate următoarele variații:  $R_{1(CSF)}+R'_{2(CSF)}=f(f_{2(1)})$  – în fig. 5.9a și 5.10a;  $R'_{2(CSF)}=f(f_{2(1)})$  – în fig. 5.9b și 5.10b;  $L_{1(CSF)}+L'_{2(CSF)}=f(f_{2(1)})$  – în fig. 5.9c și 5.10c.

Curbele de variație ale parametrilor din fig. 5.9 și 5.10 au fost trasate pe baza rezultatelor măsurătorilor punctate în tabelele 5.10 și 5.11, cu ajutorul programului Origin 4.1. Sub fiecare grafic în parte se prezintă și funcțiile polinomiale care descriu variațiile acestor parametri.

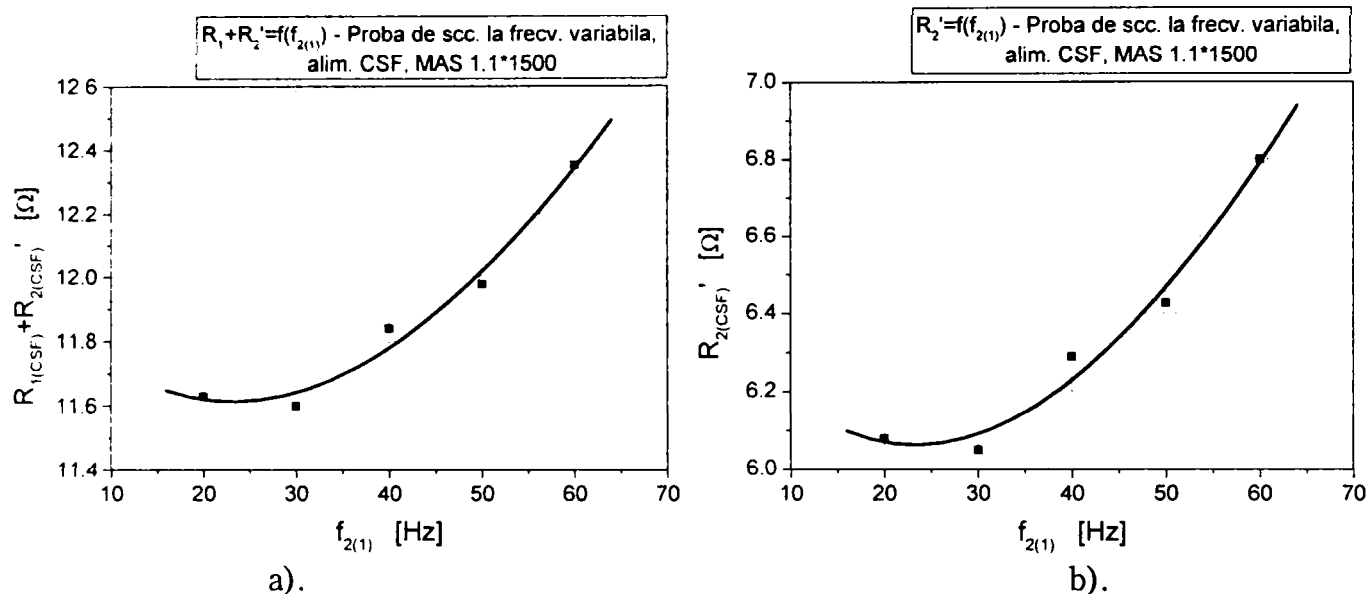


Linear Regression for FIG5.9a: $Y = A + B1 \cdot X + B2 \cdot X^2 + B3 \cdot X^3$			Linear Regression for FIG5.9b: $Y = A + B1 \cdot X + B2 \cdot X^2 + B3 \cdot X^3$		
Parameter	Value	Error	Parameter	Value	Error
A	46.50066	2.3574	A	20.50066	2.3574
B1	-0.29812	0.1814	B1	-0.29812	0.1814
B2	0.00706	0.00442	B2	0.00706	0.00442
B3	-4.69153E-5	3.44284E-5	B3	-4.69153E-5	3.44284E-5

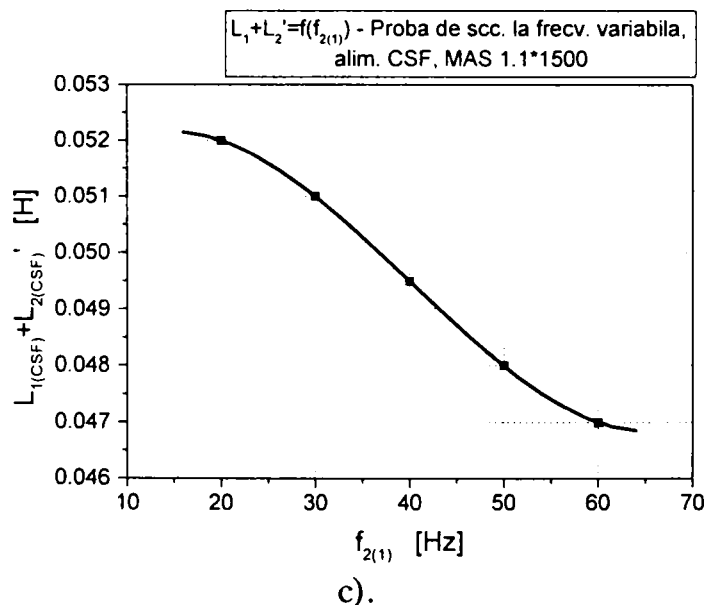


Linear Regression for FIG5.9c: $Y = A + B1 \cdot X + B2 \cdot X^2 + B3 \cdot X^3$		
Parameter	Value	Error
A	0.15994	0.01891
B1	-0.00191	0.00145
B2	3.58733E-5	3.54796E-5
B3	-2.37705E-7	2.76144E-7

**Fig. 5.9.** Variația parametrilor echivalenți cu frecvența rotorică corespunzătoare fundamentalei, în proba de scurtcircuit la frecvență variabilă, în cazul alimentării prin CSF a MAS 0,37 [kW] x 1500 [rpm]:  
 a). -  $R_{1(CSF)} + R'_{2(CSF)} = f(f_{2(1)})$ ; b). -  $R'_{2(CSF)} = f(f_{2(1)})$ ; c). -  $L_{1(CSF)} + L'_{2(CSF)} = f(f_{2(1)})$ .



Linear Regression for FIG5.10a: $Y = A + B1*X + B2*X^2 + B3*X^3$			Linear Regression for FIG5.10b: $Y = A + B1*X + B2*X^2 + B3*X^3$		
Parameter	Value	Error	Parameter	Value	Error
A	11.99	1.18477	A	6.4484	1.1798
B1	-0.03381	0.10213	B1	-0.03464	0.1017
B2	8.16429E-4	0.00271	B2	8.42143E-4	0.0027
B3	-2.58333E-6	2.25204E-5	B3	-2.83333E-6	2.24259E-5



Linear Regression for FIG5.10c: $Y = A + B1*X + B2*X^2 + B3*X^3$		
Parameter	Value	Error
A	0.0505	1.84773E-13
B1	2.41667E-4	1.59271E-14
B2	-1E-5	4.22967E-16
B3	8.33333E-8	3.5122E-18

**Fig. 5.10.** Variația parametrilor echivalenți cu frecvența rotorică corespunzătoare fundamentalei, în proba de scurtcircuit la frecvență variabilă, în cazul alimentării prin CSF a MAS 1,1 [kW] x 1500 [rpm]:

a). -  $R_{1(CSF)} + R'_{2(CSF)} = f(f_{2(1)})$ ; b). -  $R'_{2(CSF)} = f(f_{2(1)})$ ; c). -  $L_{1(CSF)} + L'_{2(CSF)} = f(f_{2(1)})$ .

**Tabelul 5.13.** Valorile experimentale ale parametrilor înfășurărilor MAS de 0,37[kW] x 1500 [rpm], în situația alimentării sinusoidale, respectiv prin CSF a acestuia:

Nr. crt.	$f_{1(0)}$ [Hz]	$R_1+R_2$ [ $\Omega$ ]	$R_1$ [ $\Omega$ ]	$R_2$ [ $\Omega$ ]	$L_1+L_2$ [H]	$L_1$ [H]	$L_2$ [H]	$R_{1(CSF)}^+$ $R_{2(CSF)}'$ [ $\Omega$ ]	$R_{1(CSF)}$ [ $\Omega$ ]	$R_{2(CSF)}'$ [ $\Omega$ ]	$L_{1(CSF)}^+$ $L_{2(CSF)}'$ [H]	$L_{1(CSF)}$ [H]	$L_{2(CSF)}'$ [H]
1.	25	40,977	25,9	15,077	0,134	0,077	0,057	42,748	26	16,748	0,131	0,08	0,051
2.	30	41,3	25,9	15,4	0,133	0,077	0,056	42,59	26	16,59	0,128	0,08	0,048
3.	40	41,83	25,9	15,93	0,129	0,077	0,052	42,914	26	16,914	0,126	0,08	0,046
4.	50	42,187	25,9	16,287	0,126	0,077	0,049	43,505	26	17,505	0,124	0,08	0,044
5.	60	42,47	25,9	16,57	0,124	0,077	0,047	43,889	26	17,889	0,123	0,08	0,043

**Tabelul 5.14.** Valorile experimentale ale parametrilor înfășurărilor MAS de 1,1[kW] x 1500 [rpm], în situația alimentării sinusoidale, respectiv prin CSF a acestuia:

Nr. crt.	$f_{1(0)}$ [Hz]	$R_1+R_2$ [ $\Omega$ ]	$R_1$ [ $\Omega$ ]	$R_2$ [ $\Omega$ ]	$L_1+L_2$ [H]	$L_1$ [H]	$L_2$ [H]	$R_{1(CSF)}^+$ $R_{2(CSF)}'$ [ $\Omega$ ]	$R_{1(CSF)}$ [ $\Omega$ ]	$R_{2(CSF)}'$ [ $\Omega$ ]	$L_{1(CSF)}^+$ $L_{2(CSF)}'$ [H]	$L_{1(CSF)}$ [H]	$L_{2(CSF)}'$ [H]
1.	20	10,64	5,53	5,13	0,056	0,028	0,028	11,63	5,55	6,08	0,052	0,029	0,023
2.	30	10,93	5,53	5,40	0,052	0,028	0,024	11,6	5,55	6,05	0,051	0,029	0,022
3.	40	11,217	5,53	5,687	0,051	0,028	0,023	11,84	5,55	6,29	0,0495	0,029	0,0205
4.	50	11,43	5,53	5,9	0,05	0,028	0,022	11,977	5,55	6,427	0,048	0,029	0,019
5.	60	11,81	5,53	6,28	0,049	0,028	0,021	12,35	5,55	6,8	0,0473	0,029	0,0183

### 5.2.3. Validarea experimentală a parametrilor înfășurării statorice și rotorice. Concluzii.

Cu ajutorul probei de scurtcircuit la frecvență variabilă s-au determinat parametrii înfășurărilor statorice și rotorice la diferite frecvențe. Valorile rezultate în urma probelor sunt prezentate în tabelele 5.13 (pentru MAS de 0,37 [kW]) și 5.14 (pentru MAS de 1,1 [kW]).

La separarea inductivităților s-a considerat valoarea lui  $L_1$ , calculată la 50 [Hz], constantă. Valoarea lui  $L_{1(\text{CSF})}$  s-a considerat egală cu produsul dintre  $k_{X1}$  (factor calculat cu ajutorul programului prezentat în anexa 3) și  $L_1$ , și a rezultat, de asemenea, constantă.

În tabelele 5.15 și 5.16 se prezintă valorile teoretice (obținute prin rularea programului de calcul din anexa 3) și valorile rezultate din măsurători, pentru factorii  $k_{R2}$  și  $k_{X2}$ , respectiv erorile de calcul ale acestora, pentru ambele motoare testate.

**Tabelul 5.15.** Valorile teoretice și experimentale ale factorilor  $k_{R2}$  și  $k_{X2}$ , respectiv erorile de calcul ale acestora, corespunzătoare MAS de 0,37 [kW] x 1500 [rpm]:

Nr. crt.	$f_{1(0)}$ [Hz]	$k_{R'2} = \frac{R'_{2(\text{CSF})}}{R'_2}$ (calculat)	$k_{R2}$ (măsurat)	$\epsilon_{kR2}$ [%]	$k_{X'2} = \frac{X'_{2(\text{CSF})}}{X'_2}$ (calculat)	$k_{X2}$ (măsurat)	$\epsilon_{kX2}$ [%]
1.	25	1,048	1,11	5,58	0,863	0,894	3,6
2.	30	1,026	1,077	4,97	0,912	0,857	-6,03
3.	40	1,021	1,061	3,77	0,944	0,884	-6,35
4.	50	1,014	1,075	6,01	0,967	0,897	-7,23
5.	60	1,011	1,079	6,82	0,975	0,914	-6,25

**Tabelul 5.16.** Valorile teoretice și experimentale ale factorilor  $k_{R2}$  și  $k_{X2}$ , respectiv erorile de calcul ale acestora, corespunzătoare MAS de 1,1 [kW] x 1500 [rpm]:

Nr. crt.	$f_{1(0)}$ [Hz]	$k_{R'2} = \frac{R'_{2(\text{CSF})}}{R'_2}$ (calculat)	$k_{R2}$ (măsurat)	$\epsilon_{kR2}$ [%]	$k_{X'2} = \frac{X'_{2(\text{CSF})}}{X'_2}$ (calculat)	$k_{X2}$ (măsurat)	$\epsilon_{kX2}$ [%]
1.	20	1,098	1,185	7,92	0,812	0,821	1,108
2.	30	1,041	1,120	7,58	0,886	0,916	3,386
3.	40	1,034	1,106	6,96	0,926	0,891	-3,77
4.	50	1,023	1,089	6,45	0,956	0,863	-9,72
5.	60	1,018	1,082	6,28	0,966	0,871	-9,83



Analizând rezultatele obținute se pot sublinia următoarele concluzii:

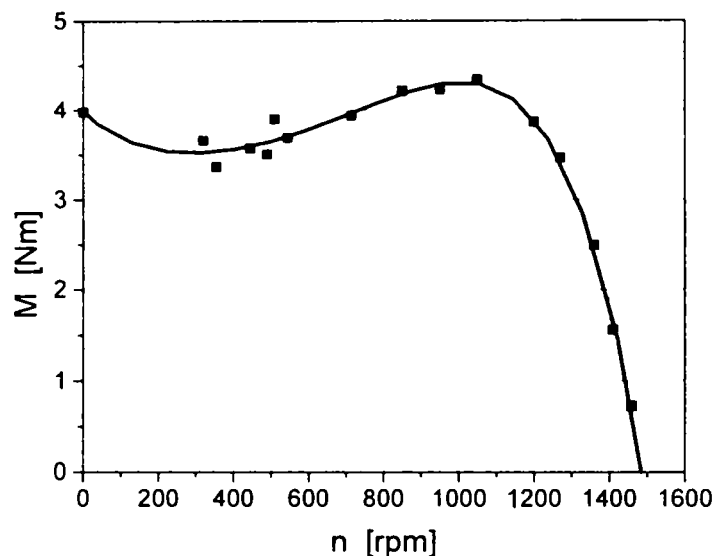
1. În cazul alimentării MAS prin CSF are loc o modificare a parametrilor înfășurării rotorice după cum urmează: valoarea rezistenței rotorice raportată la stator crește față de cazul alimentării sinusoidale, în timp ce valoarea inductivității rotorice raportată la stator suferă o scădere față de situația în care MAS este alimentat direct de la rețea. Modificările sunt cu atât mai importante cu cât puterea nominală a motorului este mai mare. Explicația constă în faptul că pe măsură ce puterea MAS crește, efectul pelicular ce se manifestă în barele rotorice este mai pronunțat (înălțimea creștăturilor crește).
2. Valoarea inductivității statorice crește în cazul alimentării MAS prin CSF față de cazul alimentării sinusoidale, ceea ce confirmă rezultatele teoretice prezentate în paragraful 3.4.
3. Valoarea rezistenței statorice nu se modifică la alimentarea MAS prin CSF față de regimul sinusoidal. Diferențele din tabel între  $R_1$  și  $R_{1(CSF)}$  se datorează faptului că în timpul probelor, în care MAS a fost alimentat prin CSF, motorul s-a încălzit mai puternic decât la alimentarea direct de la rețea a acestuia. Această încălzire suplimentară se datorează prezenței în unda tensiunii de alimentare a armonicilor superioare de timp generate de CSF (a curenților “armonici”).
4. Parametrii echivalenți ai înfășurărilor MAS alimentate prin CSF pot fi calculați cu erori mai mici de 10 [%]. Cauza principală a erorilor o constituie ipoteza neglijării saturației. Chiar în acest caz rezultatele pot fi considerate mulțumitoare, fapt ce conduce la validarea studiului teoretic realizat în cadrul paragrafului 3.4.

### **5.3. Determinarea caracteristicii cuplului în funcție de turație. Validări experimentale. Concluzii.**

#### **5.3.1. Ridicarea experimentală a curbei caracteristicii cuplului în funcție de turație la alimentarea MAS cu un sistem de tensiuni sinusoidale**

Determinarea experimentală a curbei caracteristicii cuplului,  $M=f(n)$ , a fost realizată în cadrul laboratorului de încercări al societății Electromotor din Timișoara, pentru motorul de 0,37 [kW] x 1500 [rpm]. Încercările au fost efectuate la tensiune de alimentare cu frecvențe de 50 [Hz] și 40 [Hz].

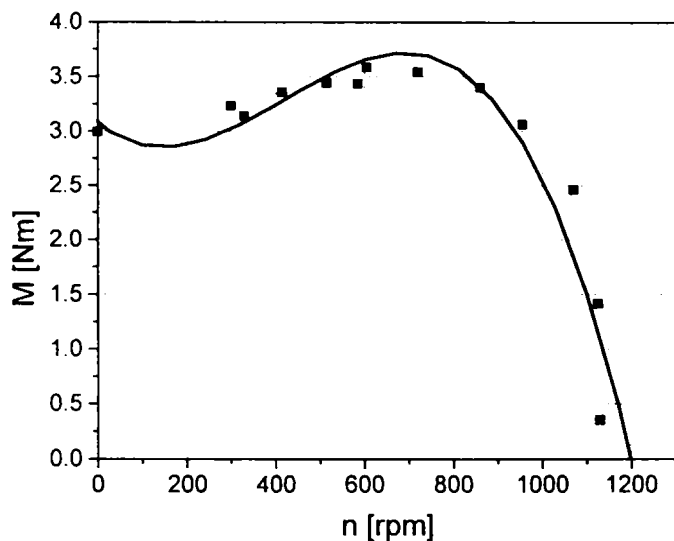
Rezultatele obținute sunt prezentate în fig. 5.11 (pentru  $f_1=50$  [Hz]) și fig. 5.12 (pentru  $f_1=40$  [Hz]).



Linear Regression for FIG5.11:  $Y = A + B1 \cdot X + B2 \cdot X^2 + B3 \cdot X^3 + B4 \cdot X^4 + B5 \cdot X^5$

Parameter	Value	Error
A	3.97438	0.10473
B1	-0.00291	0.00231
B2	6.10378E-6	1.13815E-5
B3	-6.01495E-9	1.99824E-8
B4	6.85581E-12	1.47087E-11
B5	-3.69183E-15	3.86942E-15

Fig. 5.11. Curba cuplului la 50 [Hz], alimentare de la rețea MAS 0,37 [kW] x 1500 [rpm].



Linear Regression for FIG5.12:  $Y = A + B1 \cdot X + B2 \cdot X^2 + B3 \cdot X^3 + B4 \cdot X^4 + B5 \cdot X^5$

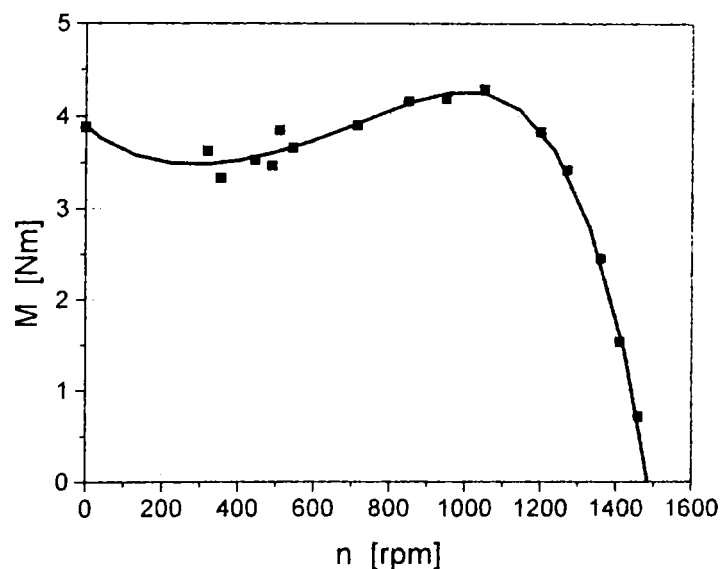
Parameter	Value	Error	t-Value	Prob> t
A	2.99619	0.31054	9.64819	<0.0001
B1	-0.01242	0.01266	-0.98108	0.36444
B2	8.96591E-5	7.9299E-5	1.13065	0.30136
B3	-2.14553E-7	1.76568E-7	-1.21513	0.26996
B4	2.17423E-10	1.65368E-10	1.31478	0.2366
B5	-8.00661E-14	5.5389E-14	-1.44552	0.19844

Fig. 5.12. Curba cuplului la 40 [Hz], alimentare de la rețea MAS 0,37 [kW] x 1500 [rpm].

Sub fiecare grafic în parte sunt prezentate funcțiile polinomiale care descriu variațiile  $M=f(n)$  obținute cu ajutorul programului Origin 4.1.

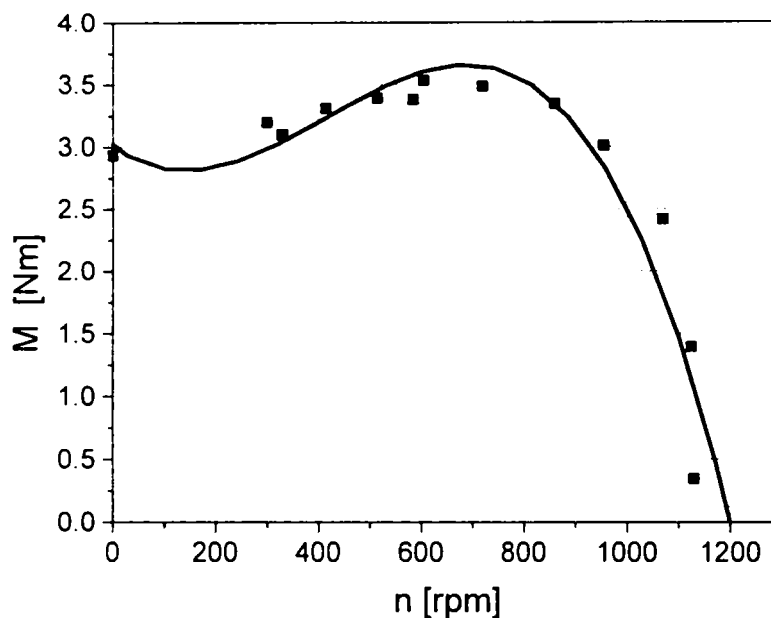
### 5.3.2. Ridicarea experimentală a curbei caracteristicii cuplului funcție de turație în cazul alimentării MAS prin CSF

În cazul alimentării MAS prin CSF, ridicarea experimentală a curbei caracteristicii cuplului funcție de turație,  $M_{(CSF)}=f(n_{(CSF)})$ , a fost realizată în cadrul laboratorului de încercări al societății Electromotor din Timișoara, pe motorul de 0,37 [kW]. Încercările au fost efectuate pentru două valori ale frecvenței tensiunii de alimentare: 40 [Hz] și 50 [Hz]. Rezultatele obținute sunt reprezentate în fig. 5.13 (pentru  $f_{1(1)}=50$  [Hz]) și 5.14 (pentru  $f_{1(1)}=40$  [Hz]).



Linear Regression for FIG5.13: $Y = A + B1 \cdot X + B2 \cdot X^2 + B3 \cdot X^3 + B4 \cdot X^4 + B5 \cdot X^5$		
Parameter	Value	Error
A	3.88155	0.10416
B1	-0.00255	0.00229
B2	5.21525E-6	1.13194E-5
B3	-4.84986E-9	1.98735E-8
B4	6.01954E-12	1.46285E-11
B5	-3.44645E-15	3.84834E-15

Fig. 5.13. Curba cuplului la 50 [Hz], alimentare prin CSF a MAS 0,37 [kW] x 1500 [rpm].



Linear Regression for FIG5.14: $Y = A + B1 \cdot X + B2 \cdot X^2 + B3 \cdot X^3 + B4 \cdot X^4 + B5 \cdot X^5$				
Parameter	Value	Error	t-Value	Prob> t
A	2.93611	0.30655	9.57796	<0.0001
B1	-0.01168	0.0125	-0.93474	0.386
B2	8.56615E-5	7.82786E-5	1.09432	0.31579
B3	-2.06371E-7	1.74296E-7	-1.18403	0.28118
B4	2.10028E-10	1.6324E-10	1.28662	0.24564
B5	-7.75881E-14	5.46763E-14	-1.41904	0.20568

Fig. 5.14. Curba cuplului la 40 [Hz], alimentare prin CSF a MAS 0,37 [kW] x 1500 [rpm].

Sub fiecare grafic în parte sunt prezentate funcțiile polinomiale care descriu variațiile  $M_{(CSF)}=f(n_{(CSF)})$  obținute cu ajutorul programului Origin 4.1.

### 5.3.3. Validări experimentale. Concluzii.

În cadrul încercărilor prezentate mai sus au fost determinate caracteristicile cuplului în funcție de turație pentru MAS de 0,37 [kW] x 1500 [rpm], atât la alimentare sinusoidală cât și pentru alimentare prin CSF a acestuia.

În tabelul 5.17 sunt prezentate comparativ variațiile cuplului, respectiv scăderea pe care acesta o înregistrează în cazul în care MAS este alimentat prin CSF.

**Tabelul 5.17.** Valorile comparative ale cuplului, în situația alimentării sinusoidale, respectiv prin CSF a MS de 0,37 [kW] x 1500 [rpm]:

Nr. crt.	$f_r$ [Hz]	n [rpm]	M [Nm]	$M_{(CSF)}$ [Nm]	$\frac{M_{(CSF)} - M}{M} \cdot 100$ [%]
1.	50	0	3,97438	3,88155	-2,3
2.	50	300	3,5348775	3,4953597	-1,11
3.	50	1000	4,31719	4,27003	-1,09
4.	50	1400	1,840	1,8142538	-1,39
5.	40	0	2,99619	2,93611	-2,0052
6.	40	300	3,1131437	3,0823157	-0,99
7.	40	1000	3,03919	2,98651	-1,73

La calculul valorilor cuplurilor  $M$  și  $M_{(CSF)}$  s-au utilizat ecuațiile curbelor prezentate în figurile 5.11, 5.12, 5.13 și 5.14.

Analizând erorile obținute, se poate afirma că reducerea cuplului în cazul alimentării unui MAS prin CSF este foarte mică, practic neglijabilă. Se regăsește astfel concluzia paragrafului 3.5.1.

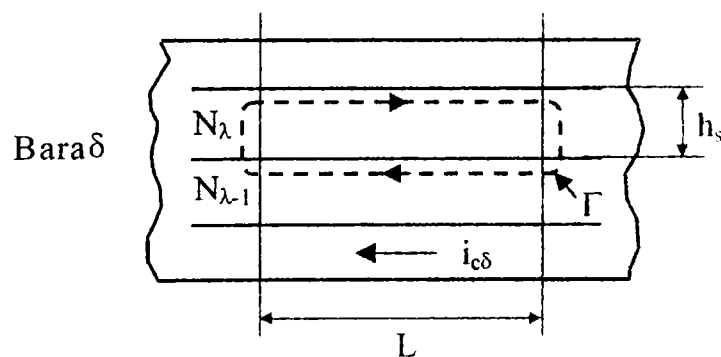


# Anexa 1.

**Algoritm de calcul al factorului de creștere a rezistenței  $k_{r(1)}$  și al factorului de reducere a reactanței  $k_{x(1)}$  corespunzători fundamentalei**

Algoritm de calcul prezentat în continuare are la bază rezultatele teoretice din documentația de specialitate [D5], valabile pentru situația regimului nominal sinusoidal. El a fost adaptat situației de față, pentru fundamentală și extins pentru armonica de ordin  $\nu$  (în subparagraful 3.3.2).

Se consideră crestătura generalizată pentru colivii multiple, prezentată în figura 3.2. În bara  $\delta$ , se consideră două fâșii oarecare suprapuse,  $N_{\lambda-1}$  și  $N_{\lambda}$  (fig. A1.1). Se alege o curbă închisă  $\Gamma$ , care străbate partea superioară a fiecărei fâșii în parte și care se închide prin planul de separare dintre domeniile cu și fără efect pelicular. Se fixează sensul pozitiv pentru curentul din bara  $\delta$ , căruia  $i$  se asociază sensul pozitiv la parcurgerea curbei  $\Gamma$ , în conformitate cu regula burghiului drept.



**Fig. A1.1.** Explicativă la alegerea fâșiilor  $N_{\lambda-1}$  și  $N_{\lambda}$  în cadrul barei  $\delta$  și a curbei de integrare  $\Gamma$ .

În prima etapă se urmărește determinarea curentului corespunzător fundamentalei, care străbate o fâșie oarecare  $\lambda$  a barei  $\delta$ ,  $\Gamma_{\lambda(1)}$ , funcție de fundamentală curentului din stratul inferior  $N_{\delta i}$  și de fundamentalele curenților care circulă în barele plasate sub bara  $\delta$ . În vederea acestui lucru, se efectuează integrala de linie a câmpului electric corespunzător fundamentalei,  $\vec{E}_{(1)}$ , de-a lungul curbei  $\Gamma$ . Se obține (în valori instantanee):

$$i_{\lambda(1)} = i_{\lambda-1(1)} \frac{b_{\lambda}}{b_{\lambda-1}} - \frac{\mu_{\delta} h_s^2}{\rho_{\delta}} \cdot \frac{d}{dt} \left( i_{u\delta(1)} + \frac{i_{\lambda(1)}}{3} \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{\lambda-1} i_{\varepsilon(1)} \right), \quad (A1.1)$$

unde:

- $i_{\lambda(1)}$  și  $i_{\lambda-1(1)}$  reprezintă fundamentalele corespunzătoare curenților care străbat cele două fâșii  $N_{\lambda}$  și  $N_{\lambda-1}$ ;
- $b_{\lambda}$  și  $b_{\lambda-1}$  sunt lățimile celor două fâșii de ordin  $\lambda$  și  $\lambda-1$ ;
- $i_{\varepsilon(1)}$  este curentul corespunzător fundamentalei din stratul  $\varepsilon$ ;
- $i_{u\delta(1)}$  este suma fundamentalelor curenților care circulă prin barele situate sub bara  $\delta$ , până la baza creștăturii, având expresia:

$$i_{u\delta(1)} = \sum_{\varepsilon=1}^{\delta-1} i_{c\varepsilon(1)}, \quad (A1.2)$$

în care  $i_{\varepsilon(1)}$  reprezintă fundamentala curentului din bara  $\varepsilon$ .

Cu notațiile:

$$\underline{B}_{\delta(1)}^{\#} = \frac{j\omega_{2(1)}\mu_{\delta}h_s^2}{\rho_{\delta}}; \quad \underline{A}_{\lambda-1(1)}^{\#} = \frac{b_{\lambda}}{b_{\lambda-1} \left( 1 + \frac{\underline{B}_{\delta(1)}^{\#}}{3} \right)}; \quad (A1.3)$$

$$\underline{D}_{\delta(1)}^{\#} = \frac{\underline{B}_{\delta(1)}^{\#}}{1 + \frac{\underline{B}_{\delta(1)}^{\#}}{3}}$$

unde:

$$\omega_{2(1)} = \underline{S}_{(1)}\omega_{1(1)} = \underline{S}\omega_1, \quad (A1.4)$$

înlocuind în relația (A1.1), se obține, în complex:

$$\underline{I}_{\lambda(1)} = \left( \underline{A}_{\lambda-1(1)}^{\#} - \underline{D}_{\delta(1)}^{\#} \right) \underline{I}_{\lambda-1(1)} - \underline{D}_{\delta(1)}^{\#} \left( \underline{I}_{u\delta(1)} + \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{\lambda-2} \underline{I}_{\varepsilon(1)} \right). \quad (A1.5)$$

Dacă în relația (A1.5) se introduc notațiile:

$$\underline{C}_{\lambda(1)} = \underline{C}_{\lambda-1(1)} \left( \underline{A}_{\lambda-1(1)}^{\#} - \underline{D}_{\delta(1)}^{\#} \right) - \underline{D}_{\delta(1)}^{\#} \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{\lambda-2} \underline{C}_{\varepsilon(1)}, \quad (A1.6)$$

$$\underline{E}_{\lambda(1)}^{\#} = \underline{E}_{\lambda-1(1)}^{\#} \left( \underline{A}_{\lambda-1(1)}^{\#} - \underline{D}_{\delta(1)}^{\#} \right) - \underline{D}_{\delta(1)}^{\#} \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{\lambda-2} \underline{E}_{\varepsilon(1)}^{\#} + \underline{D}_{\delta(1)}^{\#},$$

se obține forma simplificată:



$$\underline{I}_{\lambda(1)} = \underline{C}_{\lambda(1)} \underline{I}_{N_{\delta(1)}} - \underline{E}_{\lambda(1)}^{\#} \underline{I}_{u\delta(1)} \quad (\text{A1.6}')$$

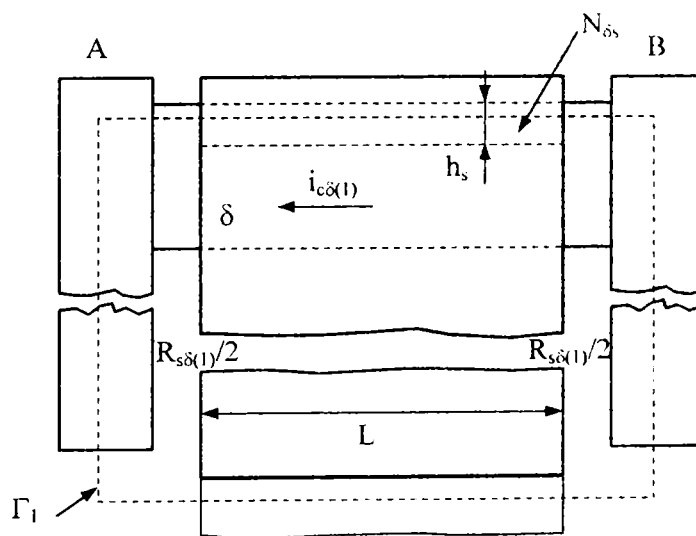
**Observație:**

Pentru mărimile notate A, B, D și E s-a folosit simbolul “#” pentru a nu se confunda cu mărimile electrotehnice simbolizate uzual cu aceste litere: pătura de curent, inducția magnetică, inducția electrică și intensitatea câmpului electric.

Relația (A1.7) exprimă posibilitatea determinării curentului, corespunzător fundamentalei, care străbate o fâșie oarecare  $\lambda$  a barei  $\delta$ , în funcție de fundamentala curentului din fâșia inferioară  $N_{\delta}$ . Cu relațiile (A1.6) se pot calcula, prin recurență, coeficienții  $\underline{C}_{\lambda(1)}$  și  $\underline{E}_{\lambda(1)}^{\#}$ , ținând seama că  $\underline{C}_{N_{\delta(1)}} = 1$  și  $\underline{E}_{N_{\delta(1)}}^{\#} = 0$ .

În continuare, se trece la determinarea rezistenței în c.a. a barei  $\delta$ , corespunzătoare fundamentalei,  $R_{\delta(1)}$ , precum și a inductivității de dispersie în c.a. a aceleiași bare (de asemenea corespunzătoare fundamentalei)  $L_{\delta(1)}$ .

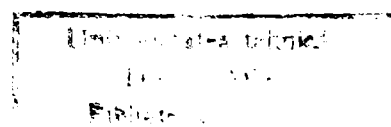
Pentru aceasta se consideră că bara  $\delta$  este legată la inelele A și B (v. fig. A1.2). La inelele A și B pot fi conectate și alte bare și anume barele de la “c<sub>i</sub>” la “c<sub>s</sub>”. Inelele A și B au parametrii electrici practic nuli (rezistența electrică și inductanță neglijabile). Dacă sunt mai multe bare conectate la aceleași inele, atunci parametrii inelelor se includ în bara comună la care se unesc barele din creștătură, cu parametrii  $R_{c\delta(1)}$  și  $L_{c\delta(1)}$  (corespunzători fundamentalei). Porțiunea barei  $\delta$  fără efect pelicular este caracterizată de parametrii  $R_{s\delta(1)}$  și  $L_{s\delta(1)}$ , ambii corespunzători fundamentalei.



**Fig. A1.2.** Explicativă la modul de conectare a barei  $\delta$  la cele două inele de scurtcircuitare A și B, precum și la traseul curbei  $\Gamma_1$ .

Se consideră, conform figurii A1.2, curba  $\Gamma_1$  închisă, care trece prin partea superioară a barei  $\delta$ , prin inele și se închide prin spațiul dintre arbore și rotor (deci prin fâșia  $N_{\delta}$  și bara echivalentă celor “c” bare conectate la aceleași inele).

Se notează:



$u_{\epsilon(1)}$  – t. e. m. corespunzătoare fundamentalei câmpului magnetic principal  $\Phi_{(1)}$ ;  
 $u_{\epsilon\delta(1)}$  – t. e. m. indusă de fundamentala câmpului magnetic din creștătură, cu sediul deasupra fâșiei  $N_{\delta s}$ , spre întrefier;

$u_{\epsilon s\delta(1)}$  – t. e. m. corespunzătoare fundamentalei câmpului magnetic de dispersie al capetelor de bobine.

Bara  $\delta$  este înlănțuită parțial de câmpul magnetic produs de fundamentala curentului  $i_{u\delta(1)}$ , corespunzător barelor 1, 2, ...,  $\delta-1$ . Fluxul prin bara  $\delta$ , corespunzător câmpului creat de fundamentala curentului  $i_{u\delta(1)}$  în bara  $\delta$  este:

$$\Psi_{\delta u\delta(1)} = \mu_{\delta} h_s L \frac{i_{u\delta(1)}}{\sum_{\epsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} b_{\epsilon}} \left[ \sum_{\lambda=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} \frac{1}{b_{\lambda}} \sum_{\epsilon=N_{\delta i}}^{\lambda-1} b_{\epsilon} + \frac{N_{\delta s} - N_{\delta i} + 1}{2} \right], \quad (A1.7)$$

(s-a admis că permeabilitatea magnetică pentru toate fâșiile barei  $\delta$  este  $\mu_{\delta}$ ).

Fluxul barei  $\delta$ , corespunzător fundamentalei câmpului magnetic propriu, în ipoteza că pentru fâșia de ordin  $\lambda$  înlănțuirea magnetică corespunde unei repartiții constante a densității fundamentalei curentului electric pe fâșie, se poate scrie ca:

$$\Psi_{\delta n\sigma(1)} = \frac{\mu_{\delta} h_s L}{\sum_{\epsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} b_{\epsilon}} \cdot \sum_{\lambda=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} \frac{1}{b_{\lambda}} \left( \frac{i_{\lambda(1)} b_{\lambda}}{3} + \frac{i_{\lambda(1)} \sum_{\epsilon=N_{\delta i}}^{\lambda-1} b_{\epsilon} + b_{\lambda} \sum_{\epsilon=N_{\delta i}}^{\lambda-1} i_{\epsilon(1)}}{2} + \sum_{\epsilon=N_{\delta i}}^{\lambda-1} b_{\epsilon} \sum_{\epsilon=N_{\delta i}}^{\lambda-1} i_{\epsilon(1)} \right). \quad (A1.8)$$

Acesta este fluxul câmpului magnetic fundamental, care determină efectul pelicular în bara  $\delta$ , câmp care este produs de fundamentalele curenților din această bară.

Luând în considerare că  $i_{c\delta(1)} = \sum_{\epsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} i_{\epsilon(1)}$  și ținând cont de relația (A1.7) se obține:

$$\underline{I}_{\epsilon(1)} = \frac{\underline{C}_{\epsilon(1)}}{\underline{C}_{\delta\epsilon(1)}} \cdot \underline{I}_{c\delta(1)} + \frac{\underline{C}_{\epsilon(1)} \underline{E}_{\delta\epsilon(1)}^{\#} - \underline{C}_{\delta\epsilon(1)} \underline{E}_{\epsilon(1)}^{\#}}{\underline{C}_{\delta\epsilon(1)}} \cdot \underline{I}_{u\delta(1)}, \quad (A1.9)$$

unde:

$$\underline{C}_{\delta\epsilon(1)} = \sum_{\epsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} \underline{C}_{\epsilon(1)}; \quad \underline{E}_{\delta\epsilon(1)}^{\#} = \sum_{\epsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} \underline{E}_{\epsilon(1)}^{\#}. \quad (A1.10)$$

Se definesc pentru fundamentală:

$$\begin{aligned} \underline{V}_{\delta b_\varepsilon(l)} &= \sum_{\lambda=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} \frac{\underline{V}_{\lambda(l)}}{b_\lambda} \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{\lambda-1} b_\varepsilon ; \quad \underline{V}_{\delta \varepsilon \varepsilon(l)} = \sum_{\lambda=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{\lambda-1} \underline{V}_{\varepsilon(l)} , \\ \underline{V}_{\delta \varepsilon b_\varepsilon(l)} &= \sum_{\lambda=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} \frac{1}{b_\lambda} \left( \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{\lambda-1} b_\varepsilon \right) \left( \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{\lambda-1} \underline{V}_{\varepsilon(l)} \right) , \end{aligned} \quad (A1.11)$$

$$\underline{V}_{2\delta \varepsilon(l)} = \underline{V}_{\delta \varepsilon \varepsilon(l)} + 2\underline{V}_{\delta \varepsilon b_\varepsilon(l)} + \underline{V}_{\delta b_\varepsilon(l)} ,$$

unde  $\underline{V}$  se înlocuiește prin  $\underline{C}$ , apoi prin  $\underline{E}^\#$  ( $\underline{V} = \underline{C}$ ;  $\underline{V} = \underline{E}^\#$ ).

Cu acestea, se poate exprima sub formă concentrată fluxul  $\underline{\Psi}_{\delta n \sigma(l)}$  din spațiul barei  $\delta$ , sub forma:

$$\underline{\Psi}_{\delta n \sigma(l)} = \frac{\mu_\delta h_s L \sqrt{2}}{\sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} b_\varepsilon} \cdot \left[ \underline{I}_{c\delta(l)} \left( \frac{1}{3} + \frac{\underline{C}_{2\delta \varepsilon(l)}}{2\underline{C}_{\delta \varepsilon(l)}} \right) + \underline{I}_{u\delta(l)} \frac{\underline{E}_{\delta \varepsilon(l)}^\# \underline{C}_{2\delta \varepsilon(l)} - \underline{C}_{\delta \varepsilon(l)} \underline{E}_{2\delta \varepsilon(l)}^\#}{2\underline{C}_{\delta \varepsilon(l)}} \right] . \quad (A1.12)$$

Notând cu:

$$\underline{F}_{\delta(l)} = j \frac{\mu_\delta \omega_{2(l)} h_s L}{\sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} b_\varepsilon} \cdot \left[ \sum_{\lambda=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} \frac{1}{b_\lambda} \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{\lambda-1} b_\varepsilon + \frac{N_{\delta s} - N_{\delta i} + 1}{2} \right] , \quad (A1.13)$$

relația (A1.7) devine:

$$\underline{\Psi}_{\delta i u \delta(l)} = \sqrt{2} \underline{F}_{\delta(l)} \frac{1}{\omega_{2(l)}} \cdot \underline{I}_{u\delta(l)} , \quad (A1.14)$$

flux care induce t. e. m.  $\underline{U}_{eu\delta(l)}$ :

$$\underline{U}_{eu\delta(l)} = -\underline{F}_{\delta(l)} \cdot \underline{I}_{u\delta(l)} . \quad (A1.15)$$

T. e. m.  $u_{e\delta(l)}$  indusă de fundamentala câmpului magnetic care se închide între pereții creștăturii deasupra fâșiei  $N_{\delta s}$ , produs de fundamentalele curenților din barele creștăturii, corespunde fluxului (pentru fâșia  $N_{\delta s}$ ):

$$\begin{aligned} \underline{\Psi}_{N_{\delta s}(l)} &= h_s L \left[ \left( \sum_{\varepsilon=1}^{\delta-1} i_{c\varepsilon(l)} \right) \left( \sum_{\varepsilon=N_{\delta s}+1}^n \frac{\mu_\varepsilon}{b_\varepsilon} \right) + \sum_{\eta=\delta}^c i_{c\eta(l)} \sum_{\varepsilon=N_{\eta}+1}^n \frac{\mu_\varepsilon}{b_\varepsilon} + \right. \\ &\quad \left. + \sum_{\eta=\delta+1}^c \left( \sum_{\varepsilon=N_{\eta}}^{N_{\eta s}} \frac{i_{\varepsilon(l)}}{2} \cdot \frac{\mu_\varepsilon}{b_\varepsilon} + \sum_{\varepsilon=N_{\eta}}^{N_{\eta s}-1} i_{\varepsilon(l)} \cdot \sum_{\lambda=\varepsilon+1}^{N_{\eta s}} \frac{\mu_\lambda}{b_\lambda} \right) \right] \end{aligned} \quad (A1.16)$$

Cu notațiile:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{B}_{\eta\epsilon(1)}^\# &= \sum_{\epsilon=N_{\eta_1}}^{N_{\eta_s}} \frac{1}{b_\epsilon}; \quad \mathbf{H}_{\eta\epsilon(1)}^\# = \sum_{\lambda=\epsilon+1}^{N_{\eta_s}} \frac{1}{b_\lambda}; \quad \mathbf{G}_{\eta(1)} = \sum_{\epsilon=N_{\eta_s}+1}^n \frac{1}{b_\epsilon}; \quad \mathbf{V}_{\eta\epsilon b(1)} = \sum_{\epsilon=N_{\eta_1}}^{N_{\eta_s}} \frac{\mathbf{V}_{\epsilon(1)}}{b_\epsilon}; \\
 \mathbf{V}_{\eta c b\epsilon(1)} &= \sum_{\epsilon=N_{\eta_1}}^{N_{\eta_s}} \mathbf{V}_{\epsilon(1)} \sum_{\lambda=N_{\eta_1}}^{\epsilon} \frac{1}{b_\lambda}; \quad (\mathbf{V} = \mathbf{C}; \quad \mathbf{E}^\#); \\
 \mathbf{K}_{c\eta(1)} &= \mathbf{G}_{\eta(1)} + \frac{1}{2} \frac{\mathbf{C}_{\eta\epsilon b(1)}}{\mathbf{C}_{\eta\epsilon(1)}} + \frac{\mathbf{C}_{\eta\epsilon(1)} \mathbf{B}_{\eta\epsilon(1)}^\# - \mathbf{C}_{\eta c b\epsilon(1)} \mathbf{E}_{\eta\epsilon(1)}^\#}{\mathbf{C}_{\eta\epsilon(1)}}; \quad (\text{A1.17}) \\
 \mathbf{K}_{u\eta(1)} &= \frac{\mathbf{C}_{\eta\epsilon b(1)} \mathbf{E}_{\eta\epsilon(1)}^\# - \mathbf{C}_{\eta\epsilon(1)} \mathbf{E}_{\eta\epsilon b(1)}^\#}{2\mathbf{C}_{\eta\epsilon(1)}} - \frac{\mathbf{C}_{\eta c b\epsilon(1)} \mathbf{E}_{\eta\epsilon(1)}^\# - \mathbf{C}_{\eta\epsilon(1)} \mathbf{E}_{\eta c b\epsilon(1)}^\#}{\mathbf{C}_{\eta\epsilon(1)}}; \\
 \mathbf{M}_{\delta\epsilon(1)} &= \mathbf{G}_{\delta(1)} + \sum_{\lambda=\delta+1}^c \mathbf{K}_{u\lambda(1)}, \quad \text{pentru } \epsilon \leq \delta, \\
 \mathbf{M}_{\delta\epsilon(1)} &= \mathbf{K}_{c\epsilon(1)} + \sum_{\lambda=\epsilon+1}^c \mathbf{K}_{u\lambda(1)}, \quad \text{pentru } \epsilon > \delta,
 \end{aligned}$$

relația (A1.16) poate fi scrisă într-o formă mai simplă:

$$\mathbf{\Psi}_{N_{\delta s(1)}} = \sqrt{2} \cdot \mathbf{L} \cdot \mathbf{h}_s \cdot \mu_\delta \cdot \sum_{\epsilon=1}^c \mathbf{M}_{\delta\epsilon(1)} \mathbf{I}_{c\epsilon(1)}. \quad (\text{A1.18})$$

Cu acestea, introducând următoarele notații pentru fundamentală:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_{\delta\epsilon(1)} &= j\omega_{2(1)} \mathbf{h}_s \mathbf{L} \mathbf{M}_{\delta\epsilon(1)} \cdot \mu_\delta + \frac{\rho_\delta \mathbf{L}}{\mathbf{h}_s \mathbf{b}_{N_{\delta s}}} \cdot \frac{\mathbf{C}_{N_{\delta s(1)}} \mathbf{E}_{\delta\epsilon(1)} - \mathbf{C}_{\delta\epsilon(1)} \mathbf{E}_{N_{\delta s(1)}}}{\mathbf{C}_{\delta\epsilon(1)}}, \quad \text{pentru } \epsilon < c; \\
 \mathbf{R}_{\delta\epsilon(1)} &= j\omega_{2(1)} \mathbf{h}_s \mathbf{L} \mathbf{M}_{\delta\epsilon(1)} \cdot \mu_\delta + \mathbf{Z}_{c\delta c(1)} + \frac{\rho_\delta \mathbf{L}}{\mathbf{h}_s \mathbf{b}_{N_{\delta s}}} \cdot \frac{\mathbf{C}_{N_{\delta s(1)}} \mathbf{E}_{\delta\epsilon(1)} - \mathbf{C}_{\delta\epsilon(1)} \mathbf{E}_{N_{\delta s(1)}}}{\mathbf{C}_{\delta\epsilon(1)}}, \quad \text{pentru } c_i \leq \epsilon < \delta; \\
 \mathbf{R}_{\delta\epsilon(1)} &= j\omega_{2(1)} \mathbf{h}_s \mathbf{L} \mathbf{M}_{\delta\epsilon(1)} \cdot \mu_\delta + \mathbf{Z}_{s\delta(1)} + \mathbf{Z}_{c\delta c(1)} + \frac{\rho_\delta \mathbf{L}}{\mathbf{h}_s \mathbf{b}_{N_{\delta s}}} \cdot \frac{\mathbf{C}_{N_{\delta s(1)}}}{\mathbf{C}_{\delta\epsilon(1)}}, \quad \text{pentru } \epsilon = \delta;
 \end{aligned}$$

$$\underline{R}_{\delta\epsilon(1)} = j\omega_{2(1)} h_s L M_{\delta\epsilon(1)} \cdot \mu_{\delta} + \underline{Z}_{c\delta c(1)}, \text{ pentru } \delta < \epsilon \leq c; \quad (\text{A1.19})$$

$$\underline{R}_{\delta\epsilon(1)} = j\omega_{2(1)} h_s L M_{\delta\epsilon(1)} \cdot \mu_{\delta}, \text{ pentru } \epsilon > c;$$

se obține:

$$\underline{U}_{e(1)} = \sum_{\epsilon=1}^c \underline{R}_{\delta\epsilon(1)} \cdot \underline{I}_{c\epsilon(1)}, \quad \delta=1, 2, \dots, c. \quad (\text{A1.20})$$

În relația (A1.20),  $\underline{U}_{e(1)}$  reprezintă t. e. m. indusă de componenta fundamentală a câmpului magnetic principal din mașină în barele creștăturii.

În relațiile (A1.19):

$$\underline{Z}_{c\delta c(1)} = \underline{R}_{c\delta c(1)} + j\omega_{2(1)} L_{c\delta c(1)}, \quad (\text{A1.21})$$

reprezintă impedanța în complex, corespunzătoare fundamentalei, a părții de bară  $\delta$  plasată în creștătura în care se manifestă efectul pelicular;

$$\underline{Z}_{s\delta(1)} = \underline{R}_{s\delta(1)} + j\omega_{2(1)} L_{s\delta\sigma(1)}, \quad (\text{A1.22})$$

reprezintă impedanța în complex, corespunzătoare fundamentalei, a părții de bară  $\delta$  în care efectul pelicular se poate neglija.

Se introduc matricile:

$$\underline{R}_{(1)} = \begin{bmatrix} \underline{R}_{11(1)} & \dots & \underline{R}_{1c(1)} \\ \vdots & & \vdots \\ \underline{R}_{1c(1)} & \dots & \underline{R}_{cc(1)} \end{bmatrix}; \quad \underline{I}_{c(1)} = \begin{bmatrix} \underline{I}_{c1(1)} \\ \vdots \\ \underline{I}_{cc(1)} \end{bmatrix}; \quad \underline{U}_{e(1)} = \begin{bmatrix} \underline{U}_{e(1)} \\ \vdots \\ \underline{U}_{e(1)} \end{bmatrix}; \quad (\text{A1.23})$$

relația (A1.20) se poate scrie sub forma:

$$\underline{U}_{e(1)} = \underline{R}_{(1)} \cdot \underline{I}_{c(1)}, \quad (\text{A1.24})$$

de unde rezultă:

$$\underline{I}_{c(1)} = \underline{R}_{(1)}^{-1} \cdot \underline{U}_{e(1)}, \quad (\text{A1.25})$$

unde  $\underline{R}_{(1)}^{-1}$  este matricea inversă matricii  $\underline{R}_{(1)}$ .

Cu ajutorul relației (A1.25) se poate exprima fundamentală curentului prin barele coliviei în funcție de t. e. m.  $\underline{U}_{e(1)}$ , de geometria creștăturii și de constantele de material ale barelor.

Cu aceste elemente se poate determina fluxul propriu de dispersie al barei  $\delta$ ,  $\underline{\Psi}_{\delta n\sigma(1)}$ , corespunzător fundamentalei.

Utilizând notațiile:

$$\underline{T}_{\delta\epsilon(1)} = \frac{\mu_{\delta} h_s L \sqrt{2}}{\sum_{\lambda=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} b_{\lambda}} \cdot \frac{C_{2\delta\epsilon(1)} \underline{E}_{\delta\epsilon(1)} - C_{\delta\epsilon(1)} \underline{E}_{2\delta\epsilon(1)}}{2C_{\delta\epsilon(1)}}, \quad \text{pentru } \epsilon < \delta, \quad (\text{A1.26})$$

$$\underline{T}_{\delta\epsilon(1)} = \frac{\mu_{\delta} h_s L \sqrt{2}}{\sum_{\lambda=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} b_{\lambda}} \cdot \left( \frac{1}{3} + \frac{C_{2\delta\epsilon(1)}}{2C_{\delta\epsilon(1)}} \right), \quad \text{pentru } \epsilon = \delta,$$

în relația (A1.12), fluxul se poate scrie sub forma:

$$\underline{\Psi}_{\delta n\sigma(1)} = \sum_{\epsilon=1}^{\delta} \underline{T}_{\delta\epsilon(1)} \cdot \underline{I}_{c\epsilon(1)}, \quad (\text{A1.27})$$

din care se deduce inductivitatea de dispersie proprie barei  $\delta$ , corespunzătoare fundamentalei și care este influențată de efectul pelicular:

$$L_{\delta n\sigma(1)-} = \frac{|\text{Re}[\underline{\Psi}_{\delta n\sigma(1)}]|}{\sqrt{2} \underline{I}_{c\delta(1)}}. \quad (\text{A1.28})$$

Rezistența electrică a barei  $\delta$ , afectată de efectul pelicular, corespunzătoare fundamentalei, se poate calcula cu relația:

$$R_{\delta(1)-} = \frac{\rho_{\delta} L}{h_s \underline{I}_{c\delta(1)}^2} \cdot \sum_{\epsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} \frac{I_{\epsilon(1)}^2}{b_{\epsilon}}. \quad (\text{A1.29})$$

În cazul în care bara  $\delta$  este parcursă de c.c., rezistența sa este descrisă de relația:

$$R_{\delta-} = \frac{\rho_{\delta} L}{h_s} \cdot \frac{1}{\sum_{\epsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} b_{\epsilon}}, \quad (\text{A1.30})$$

iar inductivitatea se calculează cu relația:

$$L_{\delta n\sigma} = \frac{\mu_{\delta} h_s L}{\left( \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} b_{\varepsilon} \right)^2} \cdot \sum_{\lambda=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} \frac{1}{b_{\lambda}} \left[ \left( \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{\lambda-1} b_{\varepsilon} \right) \left( \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{\lambda} b_{\varepsilon} \right) + \frac{b_{\lambda}^2}{3} \right]. \quad (A1.31)$$

Cu aceste relații se pot determina factorii de modificare a rezistenței și a inductivității barei  $\delta$ , corespunzători fundamentalei, în ipoteza în care aceasta ar fi străbătută doar de fundamentală curentului,  $I_{c\delta(1)}$  (pentru care este valabilă schema echivalentă din figura 3.1a):

$$k_{r\delta(1)} = \frac{R_{\delta(1)} \sim}{R_{\delta-}} = \frac{\frac{\rho_{\delta} L}{h_s I_{c\delta(1)}^2} \cdot \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} I_{\varepsilon(1)}^2 b_{\varepsilon}}{\frac{\rho_{\delta} L}{h_s} \cdot \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} b_{\varepsilon}} = \frac{1}{I_{c\delta(1)}^2} \cdot \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} \frac{I_{\varepsilon(1)}^2}{b_{\varepsilon}} \cdot \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} b_{\varepsilon}. \quad (A1.32)$$

$$k_{x\delta(1)} = \frac{L_{\delta n\sigma(1)} \sim}{L_{\delta n\sigma-}} = \frac{\frac{|\operatorname{Re}[\Psi_{\delta n\sigma(1)}]|}{\sqrt{2} I_{c\delta(1)}}}{\frac{\rho_{\delta} L h_s}{\left( \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} b_{\varepsilon} \right)^2} \cdot \sum_{\lambda=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} \frac{1}{b_{\lambda}} \left[ \left( \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{\lambda-1} b_{\varepsilon} \right) \left( \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{\lambda} b_{\varepsilon} \right) + \frac{b_{\lambda}^2}{3} \right]}} =$$

$$= \frac{|\operatorname{Re}[\Psi_{\delta n\sigma(1)}]| \left( \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} b_{\varepsilon} \right)^2}{\sqrt{2} \mu_{\delta} L h_s I_{c\delta(1)} \cdot \sum_{\lambda=N_{\delta i}}^{N_{\delta s}} \frac{1}{b_{\lambda}} \left[ \left( \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{\lambda-1} b_{\varepsilon} \right) \left( \sum_{\varepsilon=N_{\delta i}}^{\lambda} b_{\varepsilon} \right) + \frac{b_{\lambda}^2}{3} \right]}. \quad (A1.33)$$

Pentru determinarea curentului  $I_{c\delta(1)}$  din relațiile (A1.32) și (A1.33) se pornește de la determinantul corespunzător fundamentalei în sistemul de ecuații (A1.20):

$$\underline{\Delta}_{(1)} = \begin{vmatrix} \underline{R}_{11(1)} & \dots & \underline{R}_{1n(1)} \\ \vdots & & \vdots \\ \underline{R}_{n1(1)} & \dots & \underline{R}_{nn(1)} \end{vmatrix}. \quad (A1.34)$$

$\underline{\Delta}_{\delta(1)}$  este determinantul corespunzător fundamentalei, obținut din  $\underline{\Delta}_{(1)}$ , în care coloana  $\delta$  se înlocuiește cu o coloană de 1:

$$\underline{\Delta}_{\delta(1)} = \begin{vmatrix} \underline{R}_{11(1)} \cdots \underline{R}_{1,\delta-1(1)} & 1 & \underline{R}_{1,\delta+1(1)} \cdots \underline{R}_{1n(1)} \\ \cdot & & \cdot \\ \cdot & & \cdot \\ \underline{R}_{n1(1)} \cdots \underline{R}_{n,\delta-1(1)} & 1 & \underline{R}_{n,\delta+1(1)} \cdots \underline{R}_{nn(1)} \end{vmatrix}. \quad (\text{A1.35})$$

Curentul din bara  $\delta$ , corespunzător fundamentalei, se poate scrie sub forma:

$$\underline{I}_{c\delta(1)} = \frac{\underline{\Delta}_{\delta(1)}}{\underline{\Delta}_{(1)}} \cdot \underline{U}_{e(1)}. \quad (\text{A1.36})$$



# Anexa 2.

## Datele tehnice ale motoarelor asincrone utilizate la încercările de laborator

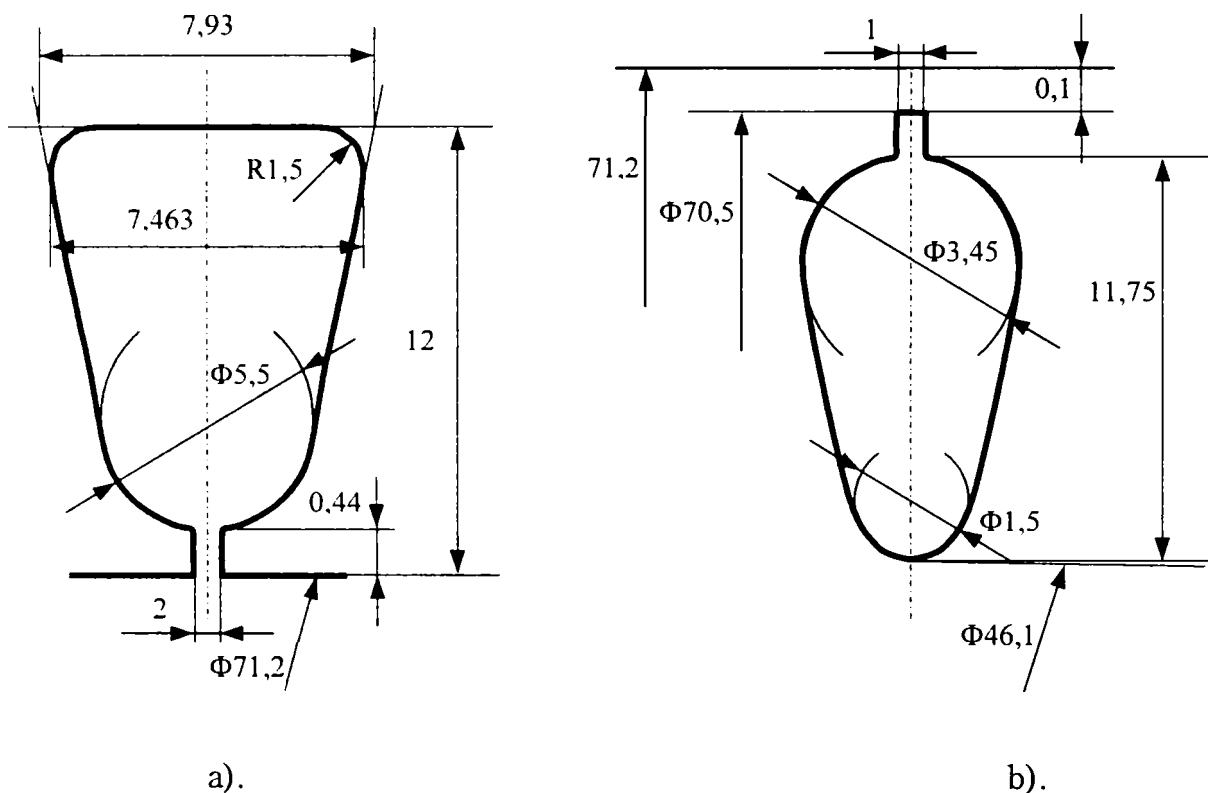
În cadrul acestei anexe sunt prezentate datele tehnice privitoare la motoarele asincrone trifazate, cu rotorul în scurtcircuit, utilizate la încercările de laborator.

### 2.1. MAS 0,37 [kW] x 1500 [rpm]

- Conexiune  $\Delta/Y$ ;
- Tensiunea nominală,  $U_n$ : 220/380 [V];
- Curentul nominal,  $I_n$ : 2,02/1,17 [A];
- Turația nominală,  $n_n$ : 1380 [rpm];
- Factorul de putere nominal,  $\cos \varphi_n$ : 0,74;
- Randamentul nominal  $\eta_n$ : 65 [%];
- Raportul curent de pornire/curent nominal,  $I_p/I_n$ : 4,5;
- Raportul cuplu de pornire/cuplu nominal  $M_p/M_n$ : 1,6;
- Tipul tolelor: gabarit 71/4 poli;
- Numărul de creștături statorice,  $Z_1$ : 24 [creștături];
- Lungimea pachetului,  $L_{pach.}$ : 55 [mm];
- Secțiunea netă a creștăturii statorice,  $S_{1net}$ : 54 [mm<sup>2</sup>];
- Tipul înfășurării statorice: 1 strat, legături serie;
- Pasul de bobinaj utilizat: 1-6; 1-8;
- Numărul de spire/creștătură: 178 [spire/creștătură];
- Diametrul conductorului,  $\Phi_{Cul}$ : 0,45 [mm];
- Masa înfășurării statorice,  $G_{Cul}$ : 0,945 [kg];
- Numărul creștăturilor rotorice,  $Z_2$ : 30 [creștături];
- Secțiunea netă a creștăturii rotorice,  $S_{2net}$ : 29 [mm<sup>2</sup>];

- Inclinația creștăturilor rotorice,  $\alpha: 2^{\circ}30'$ ;
- Secțiunea inelului de scurtcircuitare,  $a \times b: 10 \times 12$  [mm<sup>2</sup>];
- Diametrul mediu al inelului de scurtcircuitare,  $D_{\text{mediu}}: 56$  [mm];

Forma și dimensiunile creștăturilor statorice și rotorice sunt prezentate în figura 2.1a, respectiv 2.1b.



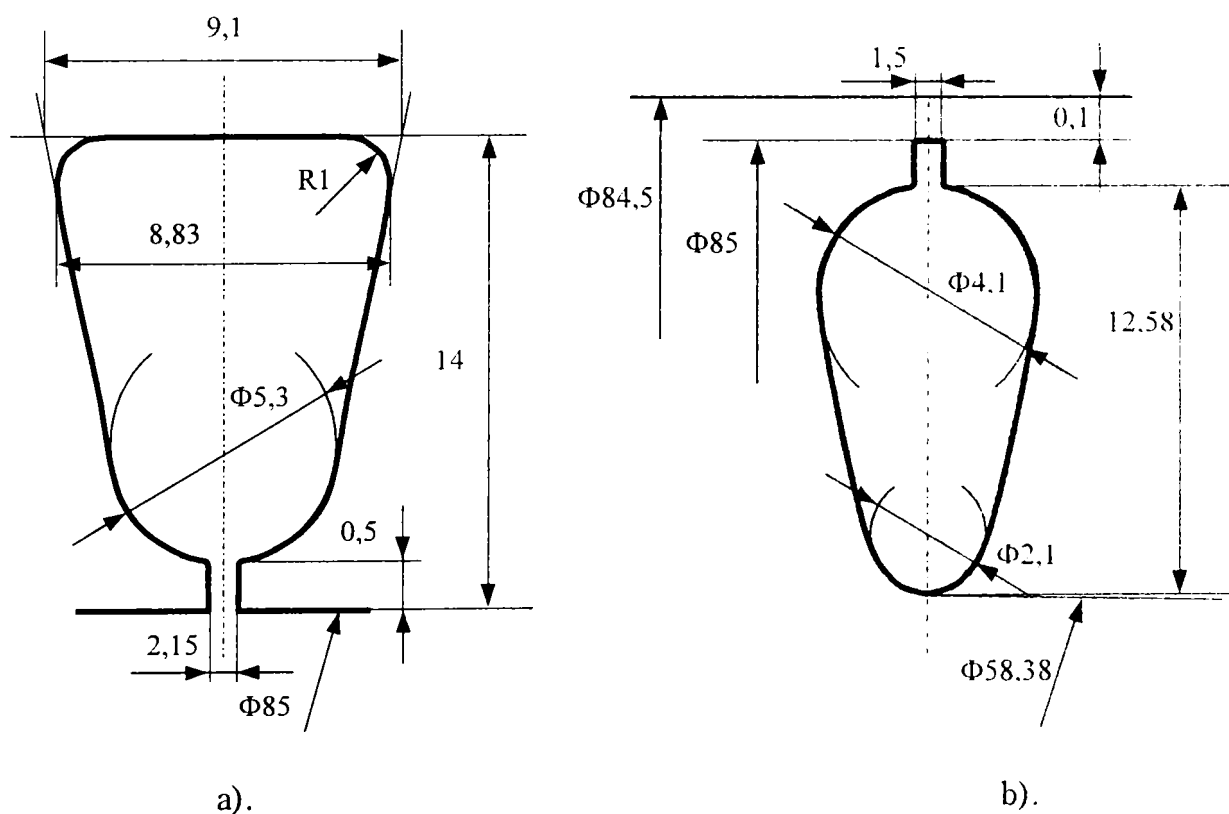
**Fig. 2.1.** Formele și dimensiunile creștăturilor:  
a). statorice; b). rotorice.

## 2.2. MAS 1,1 [kW] x 1500 [rpm]

- Conexiune  $\Delta/Y$ ;
- Tensiunea nominală,  $U_n: 220/380$  [V];
- Curentul nominal,  $I_n: 5,08/2,94$  [A];
- Turația nominală,  $n_n: 1410$  [rpm];
- Factorul de putere nominal,  $\cos \varphi_n: 0,78$ ;
- Randamentul nominal  $\eta_n: 73$  [%];
- Raportul curent de pornire/curent nominal,  $I_p/I_n: 6$ ;
- Raportul cuplu de pornire/cuplu nominal  $M_p/M_n: 2$ ;
- Tipul tolelor: gabarit 90/4 poli;

- Numărul de creștături statorice,  $Z_1$ : 24 [creștături];
- Lungimea pachetului,  $L_{\text{pach}}$ : 80 [mm];
- Secțiunea netă a creștăturii statorice,  $S_{1\text{net}}$ : 77 [mm<sup>2</sup>];
- Tipul înfășurării statorice: 1 strat, legături serie;
- Pasul de bobinaj utilizat: 1-6; 1-8;
- Numărul de spire/creștătură: 88 [spire/creștătură];
- Diametrul conductorului,  $\Phi_{\text{Cul}}$ : 0,7 [mm];
- Masa înfășurării statorice,  $G_{\text{Cul}}$ : 1,445 [kg];
- Numărul creștăturilor rotorice,  $Z_2$ : 30 [creștături];
- Secțiunea netă a creștăturii rotorice,  $S_{2\text{net}}$ : 38,7 [mm<sup>2</sup>];
- Inclinația creștăturilor rotorice,  $\alpha$ : 2°30';
- Secțiunea inelului de scurtcircuitare,  $a \times b$ : 12 x 16 [mm<sup>2</sup>];
- Diametrul mediu al inelului de scurtcircuitare,  $D_{\text{mediu}}$ : 65 [mm];

Formele și dimensiunile creștăturilor statorice și rotorice sunt prezentate în figura 2.2a, respectiv 2.2b.



**Fig. 2.2.** Formele și dimensiunile creștăturilor:  
a). statorice; b). rotorice.



# Anexa 3.

## Program de calcul pentru determinarea parametrilor și mărimilor funcționale ale MAS alimentate prin CSF

### 3.1. Mărimi de intrare pentru programul CalcMot

1. BRDII - distanța între centrele cercurilor simetrice față de axa creștăturii ale căror arce fac parte din curbele care profilează pereții laterali ai creștăturii rotorice în partea inferioară a jumătății inferioare (zona II din fig.A3.1). Partea inferioară conține zonele I,II,...VI, celelalte zone aparțin părții superioare.
2. BRDIS - similar pentru partea superioară a jumătății inferioare (zona IV);
3. BRDSI - similar pentru partea inferioară a jumătății superioare (zona VIII);
4. BRDSS - similar pentru partea superioară a jumătății superioare (zona X);
5. BRD00 |
6. BRD01 |
7. BRD02 |
8. BRD03 |
9. BRD04 |
10. BRD05 | lățimea creștăturii între punctele analoage simetrice față de axa ei
11. BRD07 | notate cu 0, 1, 2, ... 5, 6I,6S, 7,...12, care determină cele 12 zone;
12. BRD08 | ale creștăturii, notate cu I, II,...,XII. (a se vedea fig.A3.1);
13. BRD09 |
14. BRD10 |
15. BRD11 |
16. BRD12 |
17. BRD6I |
18. BRD6S |

19. BSV - lățimea unui canal de ventilație;
20. B01 - lungimea segmentului determinat prin prelungirea pereților creștăturii pe cercul care trece prin capetele dinților și are centrul pe axa mașinii;
21. B1 - lățimea creștăturii statorice la bază;
22. DEIZC2 - distanța între metalul conductor al bobinei statorice și peretele creștăturii rotorice. În cazul de față, DEIZC2=0;
23. DELBL - distanța de la miezul feromagnetic rotoric până la inelul de scurtcircuitare pentru colivia de lucru. În cazul de față, DELBL=0;
24. DELBP - similar lui DELBL, dar pentru colivia de pornire;
25. DIL - diametrul mediu al inelului de scurtcircuitare, al coliviei de lucru, la rotoare în dublă colivie cu inele separate de scurtcircuitare;
26. DIP - diametrul mediu al inelului de scurtcircuitare, al coliviei de pornire, la rotoare în dublă colivie cu inele separate de scurtcircuitare;
27. F - frecvența de lucru a fundamentalei;
28. HRDII |
29. HRDIS |
30. HRDSI | distanțele între centrele cercurilor (II), (IS), (SD), (SS) și baza
31. HRDSS | creștăturii conform fig. A3.1;
32. HRD01 |
33. HRD020 |
34. HRD03 |
35. HRD04 |
36. HRD05 |
37. HRD06 |
38. HRD07 | distanțele între punctele (01), (02),... (12) și baza creștăturii
39. HRD08 | conform fig. A3.1;
40. HRD09 |
41. HRD10 |
42. HRD11 |
43. HRD12 |
44. KEI - factorul total de transformare al mașinii;
45. KES - raportul între lungimea axială a pachetelor de tole și lungimea axială a miezului feromagnetic inclusiv canalele de ventilație;

46. L - lungimea axială a miezului feromagnetic fără canalele de ventilație;
47. P - numărul perechilor de poli ai mașinii;
48. QB1 - aria secțiunii conductorului rezultat cu care se realizează înfășurarea statorică;
49. QIL - aria secțiunii inelului de scurtcircuitare a coliviei de lucru;
50. QIP - aria secțiunii inelului de scurtcircuitare a coliviei de pornire;
51. ROB01 |
52. ROB02 |
53. ROB03 |
54. ROB04 |
55. ROB05 |
56. ROB06 | rezistivitatea materialului din zonele I,...,XII, ale creștăturii,
57. ROB07 | conform figurii A3.1; dacă o zonă nu are material conductor
58. ROB08 | I se atribuie 1.D6;
60. ROB09 |
61. ROB10 |
62. ROB11 |
63. ROB12 |
64. ROIL - rezistivitatea materialului inelului de scurtcircuitare a coliviei de lucru;
65. ROIP - rezistivitatea materialului inelului de scurtcircuitare a coliviei de pornire;
66. S1 - alunecarea mașinii;
67. TAU1 - pasul polar corespunzător fundamentalei;
68. f1\_R - frecvența de lucru raportată a fundamentalei;
69. XSC - reactanța de scurtcircuit a MAS, determinată la frecvența de lucru a fundamentalei;
70. XSC\_R - reactanța de scurtcircuit raportată a MAS;
71. NC2 - numărul de creștături rotorice;
72. R1 - rezistența unei faze statorice;
73. X1 - reactanța unei faze statorice;
74. cosfi1 - factorul de putere al MAS, corespunzător fundamentalei;
75. SIGMAH - constantă de material care depinde de grosimea și de calitatea tolelor din care se construiește circuitul feromagnetic al MAS;

- 76. SIGMAW – constantă de material, similară lui SIGMAH;
- 77. KZH - factor de corecție, prin care se pun în evidență creșterile pierderilor prin histerezis, datorită prelucrărilor mecanice;
- 78. KZW - factor de corecție, prin care se pun în evidență creșterile pierderilor prin curenți turbionari, datorită prelucrărilor mecanice;
- 79. DELTA\_F3 - grosimea unei tole statorice (rotorice);
- 80. KJ1H - coeficient care ține seama de creșterea pierderilor considerate în urma procesului mecanic de ștanțare a tolelor;
- 81. KJ1W - coeficient prin care se ține seama de repartiția neuniformă a inducției magnetice în jug și de curenții care se închid transversal pe tole prin locurile cu defecte în izolația tolelor și prin bavurile formate la ștanțare;
- 82. BDELTA1 – inducția magnetică din întrefier, corespunzătoare fundamentalei;
- 83. SIGMAC2 - pasul crestăturii rotorice;
- 84. KFE - factorul de umplere al pachetelor de tole;
- 85. bz2m – lățimea medie a dintelui rotoric;
- 86. KJ2W - coeficient similar lui KJ1W;
- 87. GZ2 - masa dinților rotorici;
- 88. GJ2 - masa jugului rotoric;
- 89. HJ2 – înălțimea jugului rotoric;
- 90. LI - lungimea ideală a MAS;
- 91. NSV – numărul canalelor de ventilație;
- 92. TH – numărul de fâșii în care se divide crestătura generală din fig. A3.1;
- 93. MF - factorul de modulare în frecvență;
- 94. MA - factorul de modulare în amplitudine.



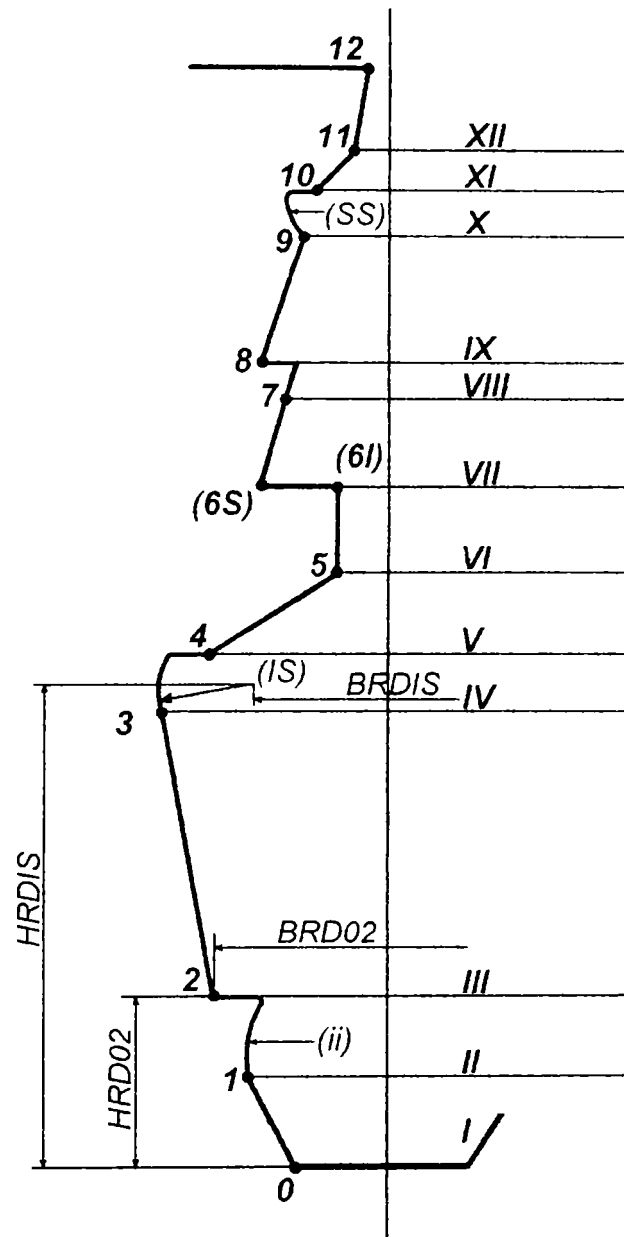


Fig. A3.1. Crestătura generalizată [D10].

```

C *****
C * CalcMot.for *
C * Program de calcul al parametrilor si marimilor caracteristice *
C * motoarelor de inductie trifazate cu rotorul in scurtcircuit *
C * mica si medie putere, alimentate prin convertoare statice de *
C * frecventa. *
C * Obs: Contine rutine din programul IND [D10] *
C * Varianta finala: 26 august 1999 *
C * Autor: ing. Sorin Musuroi *
C *****

C *****
C * Declaratii de variabile *
C *****

IMPLICIT DOUBLE PRECISION (A-Z)
INTEGER I, IR, ITH, N, NH, N01, N02, N03, N04, N05, N06, N07, N08, N09,
1N1F, N1I, N10, N11, N12, N2F, N2I, TIP1, NSV, CONT, MF
INTEGER*4 NI, NN, TH
COMPLEX*16 BL, BP, CL, CLBS, CLCBS, CLM1, CLM2, CLS, CLSB, CLSBS, CLSE, CLSS,
1COE, CP, CPBS, CPCBS, CPM1, CPM2, CPS, CPSB, CPSBS, CPSE, CPSS, CZ2, C2LS, C2PS
1, DL, DLP, DP, DPL, EP, EPBS, EPCBS, EPM1, EPM2, EPS, EPSB, EPSBS, EPSE, EPSS,
1E2PS, J, KCL, KCP, KCPS, KEPS, KUP, PLL, PLP, PPL, PPP, QLL, QLP, QPP, SLL,
1SLP, SPC, SPL, SPP, YCL, YCP, ZCLC, ZSL, ZSP, ZZLNP
INTEGER FREQ, NIU, MA
DIMENSION FREQ(19), NIU(19), S(19), U1RAP(19,5), R2PI(19)
DIMENSION R2PC(19), X2PI(19), X2PC(19), KR(19), KX(19)
DIMENSION KR2P(19), KX2P(19), M_RAP(19), COEF(19), R1(19)
DIMENSION X1(19), COSFI1(19), R2P(19), X2P(19), I2(19)
DIMENSION UE1_RAP(19), KBDELTA(19), KH(19), KW(19), TAU1_NIU(19)
DIMENSION KZ1W(19), KBZ1(19), KJ1WE(19), KBJ1(19)
DIMENSION B(5000), BCRD(201), CSI(19)
COMMON/P3ACDR/DIL, F, KEN, KES, L, P, QIL, QIP, QB1, PI
COMMON/P4ACR/CZ2, FCT, KEI, KT2L, KT2P, MU0, NC2, QBL, QBPP, R2BNL, R2BNP,
1R2INL, R2INP, S, XNNL, XSNL
COMMON/P6ADR/BRDII, BRDIS, BRDSI, BRDSS, BRD00, BRD01, BRD02, BRD03,
1BRD04, BRD05, BRD07, BRD08, BRD09, BRD10, BRD11, BRD12, BRD6I, BRD6S,
1DELBL, DELBP, DIP, HRDII, HRDIS, HRDSI, HRDSS, HRD01, HRD02, HRD03,
1HRD04, HRD05, HRD06, HRD07, HRD08, HRD09, HRD10, HRD11, HRD12, ROB01,
1ROB02, ROB03, ROB04, ROB05, ROB06, ROB07, ROB08, ROB09, ROB10, ROB11,
1ROB12, ROIL, ROIP, BRD2
COMMON/P10T/I

C *****
C * Citirea datelor de intrare *
C *****

READ(1,101)BRDII, BRDIS, BRDSI, BRDSS, BRD00, BRD01, BRD02, BRD03,
1BRD04, BRD05, BRD07, BRD08, BRD09, BRD10, BRD11, BRD12, BRD6I, BRD6S,
1BSV, B01, B1, DEIZC2, DELBL, DELBP, DIL, DIP, F, HRDII, HRDIS, HRDSI,
1HRDSS, HRD01, 1HRD02, HRD03

READ(1,101)HRD04, HRD05, HRD06, HRD07, HRD08, HRD09, HRD10, HRD11,
1HRD12, KEI, KES, L, P, QB1, QIL, QIP, ROB01, ROB02, ROB03, ROB04, ROB05, ROB06,
1ROB07, ROB08, ROB09, ROB10, ROB11, ROB12, ROIL, ROIP,
1S1, TAU1, H_R, XSC, XSC_R, NC2, R1(1), X1(1),
1CF1, SIGMAH, SIGMAW, KZH, KZW, DELTA_F3, KJ1H, KJ1W, BDELTA1,
1SIGMAC2, KFE, BZ2M, KJ2W, GZ2, GJ2, HJ2, LI
READ(1,103) IR, NSV, TH
READ(1,103) MF, MA

```

```

C *****
C * Deschide fisierul de iesire *
C *****

      WRITE(2, 199)

C *****
C * Inicializarea constantelor de calcul *
C *****

      DZ2 = DEIZC2
      PI=3.1415926535898D00
      AKEN=BSV*NSV
      BKEN=BSV**1.0919276D00
      CKEN=1.102D00
      DKEN=2.84095D00/2.D00**CKEN
      KEN=1.+AKEN*(1.-BKEN/(DKEN*(B1+B01)**CKEN+BKEN))/L
      OM1=2.*PI*F
      MU0=4.D-7*PI
      FCT=8.D-7*PI*OM1
      ITH=TH/200
      DZ22=2.*DZ2
      NH=TH
      J=CMPLX(0.,1.)
      MIU = 24 * PI * 1.D-5
      RO  = 0.13 * 1.D-6
      DELTA = 5.D-4

C *****
C * Calculul ordinului armonicilor superioare de timp din tensiunea *
C * de alimentare a motorului *
C *****

      NIU(1) = 1
      NIU(2) = MF - 2
      NIU(3) = MF + 2
      NIU(4) = MF - 4
      NIU(5) = MF + 4
      NIU(6) = 2*MF-1
      NIU(7) = 2*MF+1
      NIU(8) = 2*MF-5
      NIU(9) = 2*MF+5
      NIU(10) = 3*MF - 2
      NIU(11) = 3*MF + 2
      NIU(12) = 3*MF - 4
      NIU(13) = 3*MF + 4
      NIU(14) = 4*MF-1
      NIU(15) = 4*MF+1
      NIU(16) = 4*MF-5
      NIU(17) = 4*MF+5
      NIU(18) = 4*MF - 7
      NIU(19) = 4*MF + 7

C *****
C * Calculul unor coeficienti de lucru *
C *****

      COEF(1) = 1.
      COEF(2) = -1.
      COEF(3) = 1.

```

```

COEF(4) = -1.
COEF(5) = 1.
COEF(6) = -1.
COEF(7) = 1.
COEF(8) = -1.
COEF(9) = 1.
COEF(10) = -1.
COEF(11) = 1.
COEF(12) = -1.
COEF(13) = 1.
COEF(14) = -1.
COEF(15) = 1.
COEF(16) = -1.
COEF(17) = 1.
COEF(18) = -1.
COEF(19) = 1.

```

```

C *****
C * Calculul frecventelor armonicilor superioare de timp din *
C * tensiunea de alimentare a motorului *
C *****

```

```

FREQ(1) = NIU(1) * F
FREQ(2) = NIU(2) * F
FREQ(3) = NIU(3) * F
FREQ(4) = NIU(4) * F
FREQ(5) = NIU(5) * F
FREQ(6) = NIU(6) * F
FREQ(7) = NIU(7) * F
FREQ(8) = NIU(8) * F
FREQ(9) = NIU(9) * F
FREQ(10) = NIU(10) * F
FREQ(11) = NIU(11) * F
FREQ(12) = NIU(12) * F
FREQ(13) = NIU(13) * F
FREQ(14) = NIU(14) * F
FREQ(15) = NIU(15) * F
FREQ(16) = NIU(16) * F
FREQ(17) = NIU(17) * F
FREQ(18) = NIU(18) * F
FREQ(19) = NIU(19) * F

```

```

C *****
C * Calculul alunecarilor in functie de ordinul armonicilor *
C *****

```

```

S(1) = S1
S(2) = 1. + 1./NIU(2) - S1/NIU(2)
S(3) = 1. - 1./NIU(3) + S1/NIU(3)
S(4) = 1. + 1./NIU(4) - S1/NIU(4)
S(5) = 1. - 1./NIU(5) + S1/NIU(5)
S(6) = 1. + 1./NIU(6) - S1/NIU(6)
S(7) = 1. - 1./NIU(7) + S1/NIU(7)
S(8) = 1. + 1./NIU(8) - S1/NIU(8)
S(9) = 1. - 1./NIU(9) + S1/NIU(9)
S(10) = 1. + 1./NIU(10) - S1/NIU(10)
S(11) = 1. - 1./NIU(11) + S1/NIU(11)
S(12) = 1. + 1./NIU(12) - S1/NIU(12)
S(13) = 1. - 1./NIU(13) + S1/NIU(13)
S(14) = 1. + 1./NIU(14) - S1/NIU(14)

```

```

S(15) = 1. - 1./NIU(15) + S1/NIU(15)
S(16) = 1. + 1./NIU(16) - S1/NIU(16)
S(17) = 1. - 1./NIU(17) + S1/NIU(17)
S(18) = 1. + 1./NIU(18) - S1/NIU(18)
S(19) = 1. - 1./NIU(19) + S1/NIU(19)

```

```

C *****
C * Inicializarea tabelului de ponderi ale tensiunilor armoniceilor *
C * superioare din fundamentala *
C *****

```

```

U1RAP(1,1) = 0.
U1RAP(2,1) = 0.082
U1RAP(3,1) = 0.082
U1RAP(4,1) = 0.
U1RAP(5,1) = 0.
U1RAP(6,1) = 0.95
U1RAP(7,1) = 0.95
U1RAP(8,1) = 0.
U1RAP(9,1) = 0.
U1RAP(10,1) = 0.221
U1RAP(11,1) = 0.221
U1RAP(12,1) = 0.
U1RAP(13,1) = 0.
U1RAP(14,1) = 0.819
U1RAP(15,1) = 0.819
U1RAP(16,1) = 0.
U1RAP(17,1) = 0.
U1RAP(18,1) = 0.
U1RAP(19,1) = 0.

```

```

U1RAP(1,2) = 0.
U1RAP(2,2) = 0.151
U1RAP(3,2) = 0.151
U1RAP(4,2) = 0.
U1RAP(5,2) = 0.
U1RAP(6,2) = 0.816
U1RAP(7,2) = 0.816
U1RAP(8,2) = 0.
U1RAP(9,2) = 0.
U1RAP(10,2) = 0.346
U1RAP(11,2) = 0.346
U1RAP(12,2) = 0.028
U1RAP(13,2) = 0.028
U1RAP(14,2) = 0.392
U1RAP(15,2) = 0.392
U1RAP(16,2) = 0.
U1RAP(17,2) = 0.
U1RAP(18,2) = 0.
U1RAP(19,2) = 0.

```

```

U1RAP(1,3) = 0.
U1RAP(2,3) = 0.217
U1RAP(3,3) = 0.217
U1RAP(4,3) = 0.
U1RAP(5,3) = 0.
U1RAP(6,3) = 0.618
U1RAP(7,3) = 0.618
U1RAP(8,3) = 0.
U1RAP(9,3) = 0.
U1RAP(10,3) = 0.337

```

A3.10

U1RAP(11,3) = 0.337  
U1RAP(12,3) = 0.079  
U1RAP(13,3) = 0.079  
U1RAP(14,3) = 0.013  
U1RAP(15,3) = 0.013  
U1RAP(16,3) = 0.057  
U1RAP(17,3) = 0.057  
U1RAP(18,3) = 0.  
U1RAP(19,3) = 0.

U1RAP(1,4) = 0.  
U1RAP(2,4) = 0.275  
U1RAP(3,4) = 0.275  
U1RAP(4,4) = 0.01  
U1RAP(5,4) = 0.01  
U1RAP(6,4) = 0.391  
U1RAP(7,4) = 0.391  
U1RAP(8,4) = 0.016  
U1RAP(9,4) = 0.016  
U1RAP(10,4) = 0.22  
U1RAP(11,4) = 0.22  
U1RAP(12,4) = 0.13  
U1RAP(13,4) = 0.13  
U1RAP(14,4) = 0.13  
U1RAP(15,4) = 0.13  
U1RAP(16,4) = 0.104  
U1RAP(17,4) = 0.104  
U1RAP(18,4) = 0.02  
U1RAP(19,4) = 0.02

U1RAP(1,5) = 0.  
U1RAP(2,5) = 0.318  
U1RAP(3,5) = 0.318  
U1RAP(4,5) = 0.017  
U1RAP(5,5) = 0.017  
U1RAP(6,5) = 0.181  
U1RAP(7,5) = 0.181  
U1RAP(8,5) = 0.032  
U1RAP(9,5) = 0.032  
U1RAP(10,5) = 0.062  
U1RAP(11,5) = 0.062  
U1RAP(12,5) = 0.156  
U1RAP(13,5) = 0.156  
U1RAP(14,5) = 0.068  
U1RAP(15,5) = 0.068  
U1RAP(16,5) = 0.119  
U1RAP(17,5) = 0.119  
U1RAP(18,5) = 0.049  
U1RAP(19,5) = 0.049

C \*\*\*\*\*  
C \* Calculul factorilor globali echivalenti de refulare si a \*  
C \* parametrilor echivalenti ai motorului \*  
C \*\*\*\*\*

SKRSUP = 0.  
SKRINF = 0.  
SKXSUP = 0.  
SKXINF = 0.

```

C *****
C * Pentru fiecare ordin al armonicii se executa cate o iteratie *
C * a rutinei de calcul a factorilor de refulare *
C *****

```

```
DO 800 CONT = 1,19
```

```
A=DABS(S(CONT))
```

```
F = FREQ(CONT)
```

```
OM1=2.*PI*F
```

```
MU0=4.D-7*PI
```

```
FCT=8.D-7*PI*OM1
```

```
CSI(CONT) = DELTA * DSQRT(MIU*PI*NIU(CONT)*FREQ(1)/RO)
```

```
DHR=HRD12/NH
```

```
COE=J*DHR*OM1*KEN*L
```

```
RII=DSQRT((HRD01-HRDII)**2+(BRD01-BRDII)**2/4.)
```

```
RIS=DSQRT((HRD03-HRDIS)**2+(BRD03-BRDIS)**2/4.)
```

```
RSI=DSQRT((HRD07-HRDSI)**2+(BRD07-BRDSI)**2/4.)
```

```
RSS=DSQRT((HRD09-HRDSS)**2+(BRD09-BRDSS)**2/4.)
```

```
N01=IDINT(HRD01/DHR)
```

```
N02=IDINT(HRD02/DHR)
```

```
IF(N02.LT.N01)N02=N01
```

```
N03=IDINT(HRD03/DHR)
```

```
IF(N03.LT.N02)N03=N02
```

```
N04=IDINT(HRD04/DHR)
```

```
IF(N04.LT.N03)N04=N03
```

```
N05=IDINT(HRD05/DHR)
```

```
IF(N05.LT.N04)N05=N04
```

```
N06=IDINT(HRD06/DHR)
```

```
IF(N06.LT.N05)N06=N05
```

```
N07=IDINT(HRD07/DHR)
```

```
IF(N07.LT.N06)N07=N06
```

```
N08=IDINT(HRD08/DHR)
```

```
IF(N08.LT.N07)N08=N07
```

```
N09=IDINT(HRD09/DHR)
```

```
IF(N09.LT.N08)N09=N08
```

```
N10=IDINT(HRD10/DHR)
```

```
IF(N10.LT.N09)N10=N09
```

```
N11=IDINT(HRD11/DHR)
```

```
IF(N11.LT.N10)N11=N10
```

```
N12=NH
```

```
IF(N12.LT.N11)N12=N11
```

```
N1F=0
```

```
N1I=0
```

```
N2F=0
```

```
N2I=0
```

```
IF(N1I.EQ.0.AND.ROB01.LT.1.) N1I=1
```

```
IF(N1I.NE.0) GO TO 3
```

```
IF(N1I.EQ.0.AND.ROB02.LT.1.) N1I=N01+1
```

```
IF(N1I.NE.0) GO TO 3
```

```
IF(N1I.EQ.0.AND.ROB03.LT.1.) N1I=N02+1
```

```
IF(N1I.NE.0) GO TO 3
```

```
IF(N1I.EQ.0.AND.ROB04.LT.1.) N1I=N03+1
```

```
IF(N1I.NE.0) GO TO 3
```

```
IF(N1I.EQ.0.AND.ROB05.LT.1.) N1I=N04+1
```

```

IF(N1I.NE.0) GO TO 3
IF(N1I.EQ.0.AND.ROB06.LT.1.) N1I=N05+1
IF(N1I.NE.0) GO TO 3
IF(N1I.EQ.0.AND.ROB07.LT.1.) N1I=N06+1
IF(N1I.NE.0) GO TO 3
IF(N1I.EQ.0.AND.ROB08.LT.1.) N1I=N07+1
IF(N1I.NE.0) GO TO 3
IF(N1I.EQ.0.AND.ROB09.LT.1.) N1I=N08+1
IF(N1I.NE.0) GO TO 3
IF(N1I.EQ.0.AND.ROB10.LT.1.) N1I=N09+1
IF(N1I.NE.0) GO TO 3
IF(N1I.EQ.0.AND.ROB11.LT.1.) N1I=N10+1
IF(N1I.NE.0) GO TO 3
IF(N1I.EQ.0.AND.ROB12.LT.1.) N1I=N11+1
IF(N1I.EQ.0.AND.ROB12.GT.1.) WRITE(2,1)
1  FORMAT(//,2X,'  R O B  P E N T R U  R O T O R  E S T E  E R O N A
1T ',//)
IF(N1I.EQ.0.AND.ROB12.GT.1.) TIP1=8
IF(TIP1.GT.0) GO TO 73
3  IF(N1I.NE.0.AND.N1I.LT.N01.AND.ROB02.GT.1.) N1F=N01
IF(N1F.GT.0)GOTO5
IF(N1I.NE.0.AND.N1I.LT.N02.AND.ROB03.GT.1.) N1F=N02
IF(N1F.GT.0) GO TO 5
IF(N1I.NE.0.AND.N1I.LT.N03.AND.ROB04.GT.1.) N1F=N03
IF(N1F.GT.0) GO TO 5
IF(N1I.NE.0.AND.N1I.LT.N04.AND.ROB05.GT.1.) N1F=N04
IF(N1F.GT.0) GO TO 5
IF(N1I.NE.0.AND.N1I.LT.N05.AND.ROB06.GT.1.) N1F=N05
IF(N1F.GT.0) GO TO 5
IF(N1I.NE.0.AND.N1I.LT.N06.AND.ROB07.GT.1.) N1F=N06
IF(N1F.GT.0) GO TO 5
IF(N1I.NE.0.AND.N1I.LT.N07.AND.ROB08.GT.1.) N1F=N07
IF(N1F.GT.0) GO TO 5
IF(N1I.NE.0.AND.N1I.LT.N08.AND.ROB09.GT.1.) N1F=N08
IF(N1F.GT.0) GO TO 5
IF(N1I.NE.0.AND.N1I.LT.N09.AND.ROB10.GT.1.) N1F=N09
IF(N1F.GT.0) GO TO 5
IF(N1I.NE.0.AND.N1I.LT.N10.AND.ROB11.GT.1.) N1F=N10
IF(N1F.GT.0) GO TO 5
IF(N1I.NE.0.AND.N1I.LT.N11.AND.ROB12.GT.1.) N1F=N11
IF(N1F.GT.0) GO TO 5
N1F=NH
5  IF(N1F.EQ.NH) GO TO 9
IF(N1F.LT.N02.AND.ROB03.LT.1.) N2I=N02+1
IF(N2I.NE.0) GO TO 7
IF(N1F.LT.N03.AND.ROB04.LT.1.) N2I=N03+1
IF(N2I.NE.0) GO TO 7
IF(N1F.LT.N04.AND.ROB05.LT.1.) N2I=N04+1
IF(N2I.NE.0) GO TO 7
IF(N1F.LT.N05.AND.ROB06.LT.1.) N2I=N05+1
IF(N2I.NE.0) GO TO 7
IF(N1F.LT.N06.AND.ROB07.LT.1.) N2I=N06+1
IF(N2I.NE.0) GO TO 7
IF(N1F.LT.N07.AND.ROB08.LT.1.) N2I=N07+1
IF(N2I.NE.0) GO TO 7
IF(N1F.LT.N08.AND.ROB09.LT.1.) N2I=N08+1
IF(N2I.NE.0) GO TO 7
IF(N1F.LT.N09.AND.ROB10.LT.1.) N2I=N09+1
IF(N2I.NE.0) GO TO 7
IF(N1F.LT.N10.AND.ROB11.LT.1.) N2I=N10+1
IF(N2I.NE.0) GO TO 7

```



```

IF(N1F.LT.N11.AND.ROB12.LT.1.) N2I=N11+1
IF(N2I.EQ.0) GO TO 9
IF(N2I.NE.0) N2F=NH
IF(N2F.NE.0) GO TO 9
7 IF(N2I.LE.N02+1.AND.ROB04.GT.1.) N2F=N03
IF(N2F.NE.0) GO TO 9
IF(N2I.LE.N03+1.AND.ROB05.GT.1.) N2F=N04
IF(N2F.NE.0) GO TO 9
IF(N2I.LE.N04+1.AND.ROB06.GT.1.) N2F=N05
IF(N2F.NE.0) GO TO 9
IF(N2I.LE.N05+1.AND.ROB07.GT.1.) N2F=N06
IF(N2F.NE.0) GO TO 9
IF(N2I.LE.N06+1.AND.ROB08.GT.1.) N2F=N07
IF(N2F.NE.0) GO TO 9
IF(N2I.LE.N07+1.AND.ROB09.GT.1.) N2F=N08
IF(N2F.NE.0) GO TO 9
IF(N2I.LE.N08+1.AND.ROB10.GT.1.) N2F=N09
IF(N2F.NE.0) GO TO 9
IF(N2I.LE.N09+1.AND.ROB11.GT.1.) N2F=N10
IF(N2F.NE.0) GO TO 9
IF(N2I.LE.N10+1.AND.ROB12.GT.1.) N2F=N11
IF(N2F.NE.0) GO TO 9
IF(N2I.NE.0) N2F=NH
9 CONTINUE
IF(N2F.LT.N2I) N2F=N2I
DO 51 N=1,NH
IF(N.GT.N01) GOTO11
B(N)=BRD00+(N-.5)*(BRD01-BRD00)/N01
AA=BRD00+DFLOAT(N)*(BRD01-BRD00)/N01
GOTO49
11 IF(N.GT.N02) GOTO17

IF(2.*BRDII-BRD01-BRD02) 13,13,15

13 B(N)=BRDII+2.*DSQRT(RII**2-(HRDII-(DFLOAT(N)-.5D00)*DHR)**2)
AA=BRDII+2.*DSQRT(RII**2-(HRDII-(DFLOAT(N)*DHR)**2)
GOTO49
15 B(N)=BRDII-2.*DSQRT(RII**2-(HRDII-(DFLOAT(N)-.5D00)*DHR)**2)
AA=BRDII-2.*DSQRT(RII**2-(HRDII-(DFLOAT(N)*DHR)**2)
GOTO49
17 IF(N.GT.N03) GOTO19
B(N)=BRD02+(N-N02-.5D00)*(BRD03-BRD02)/(N03-N02)
AA=BRD02+(N-N02)*(BRD03-BRD02)/(N03-N02)
GOTO49
19 IF(N.GT.N04) GOTO25
IF(2.*BRDIS-BRD03-BRD04) 21,21,23
21 B(N)=BRDIS+2.*DSQRT(RIS**2-(HRDIS-(DFLOAT(N)-.5D00)*DHR)**2)
AA=BRDIS+2.*DSQRT(RIS**2-(HRDIS-DFLOAT(N)*DHR)**2)
GOTO49
23 B(N)=BRDIS-2.*DSQRT(RIS**2-(HRDIS-(DFLOAT(N)-.5D00)*DHR)**2)
AA=BRDIS-2.*DSQRT(RIS**2-(HRDIS-DFLOAT(N)*DHR)**2)
GOTO49
25 IF(N.GT.N05) GOTO27
B(N)=BRD04+(N-N04-.5D00)*(BRD05-BRD04)/(N05-N04)
AA=BRD04+((N-N04)*(BRD05-BRD04))/(N05-N04)
GOTO49
27 IF(N.GT.N06) GOTO29
B(N)=BRD05+(N-N05-.5D00)*(BRD6I-BRD05)/(N06-N05)
AA=BRD05+(DFLOAT(N-N05))*(BRD6I-BRD05)/(N06-N05)
GOTO49
29 IF(N.GT.N07) GOTO31

```

```

B(N)=BRD6S+(N-N06-.5D00)*(BRD07-BRD6S)/(N07-N06)
AA=BRD6S+(N-N06)*(BRD07-BRD6S)/(N07-N06)
GOTO49
31 IF(N.GT.N08)GOTO37
   IF(2.*BRDSI-BRD07-BRD08)33,33,35
33 B(N)=BRDSI+2.*DSQRT(RSI**2-(HRDSI-(DFLOAT(N)+.5D00)*DHR)**2)
   AA=BRDSI+2.*DSQRT(RSI**2-(HRDSI-(DFLOAT(N))*DHR)**2)
   GOTO49
35 B(N)=BRDSI-2.*DSQRT(RSI**2-(HRDSI-(N-.5D00)*DHR)**2)
   AA=BRDSI-2.*DSQRT(RSI**2-(HRDII-N*DHR)**2)
   GOTO49
37 IF(N.GT.N09)GOTO39
   B(N)=BRD08+(N-N08-.5D00)*(BRD09-BRD08)/(N09-N08)
   AA=BRD08+(N-N08)*(BRD09-BRD08)/(N09-N08)
   GOTO49
39 IF(N.GT.N10) GO TO 45
   IF(2.*BRDSS-BRD09-BRD10)41,41,43
41 B(N)=BRDSS+2.*DSQRT(RSS**2-(HRDSS-(N-.5D00)*DHR)**2)
   AA=BRDSS+2.*DSQRT(RSS**2-(HRDSS-N*DHR)**2)
   GOTO49
43 B(N)=BRDSS-2.*DSQRT(RSS**2-(HRDSS-(N-.5D00)*DHR)**2)
   AA=BRDSS-2.*DSQRT(RSS**2-(HRDSS-N*DHR)**2)
   GOTO49
45 IF(N.GT.N11)GOTO47
   B(N)=BRD10+(N-N10-.5D00)*(BRD11-BRD10)/(N11-N10)
   AA=BRD10+(N-N10)*(BRD11-BRD10)/(N11-N10)
   GOTO49
47 B(N)=BRD11+(N-N11-.5D00)*(BRD12-BRD11)/(N12-N11)
   AA=BRD11+(N-N11)*(BRD12-BRD11)/(N12-N11)
49 DO 50 NN=0,199
   IF(N-1.EQ.ITH*NN)BCRD(201-NN)=AA
50 CONTINUE
51 CONTINUE
   BCRD(201)=BRD00
   NI=1
   SUML=0.
   SUFL=0.
   SULL=0.
   DO 54 N=N1I,N1F
   ROB=1.D6
   IF(N.GE.001.AND.N.LE.N01) ROB=ROB01*(1.-4.*DZ2/(BRD00+BRD01-4.*
1DZ2))
   IF(N.GT.N01.AND.N.LE.N02) ROB=ROB02*(1.-4.*DZ2/(BRD01+BRD02-4.*
1DZ2))
   IF(N.GT.N02.AND.N.LE.N03) ROB=ROB03*(1.-4.*DZ2/(BRD02+BRD03-4.*
1DZ2))
   IF(N.GT.N03.AND.N.LE.N04) ROB=ROB04*(1.-4.*DZ2/(BRD03+BRD04-4.*
1DZ2))
   IF(N.GT.N04.AND.N.LE.N05) ROB=ROB05*(1.-4.*DZ2/(BRD04+BRD05-4.*
1DZ2))
   IF(N.GT.N05.AND.N.LE.N06) ROB=ROB06*(1.-4.*DZ2/(BRD05+BRD6I-4.*
1DZ2))
   IF(N.GT.N06.AND.N.LE.N07) ROB=ROB07*(1.-4.*DZ2/(BRD6S+BRD07-4.*
1DZ2))
   IF(N.GT.N07.AND.N.LE.N08) ROB=ROB08*(1.-4.*DZ2/(BRD07+BRD08-4.*
1DZ2))
   IF(N.GT.N08.AND.N.LE.N09) ROB=ROB09*(1.-4.*DZ2/(BRD08+BRD09-4.*
1DZ2))
   IF(N.GT.N09.AND.N.LE.N10) ROB=ROB10*(1.-4.*DZ2/(BRD09+BRD10-4.*
1DZ2))
   IF(N.GT.N10.AND.N.LE.N11) ROB=ROB11*(1.-4.*DZ2/(BRD10+BRD11-4.*

```

```

1DZ2))
  IF (N.GT.N11.AND.N.LE.N12) ROB=ROB12*(1.-4.*DZ2/(BRD11+BRD12-4.*
1DZ2))
  IF (ROB.LT.1.) ROBL=ROB
  SUML=SUML+B(N)
  SUMLQ=SUML-DZ22
  SUFL=SUFL+1./B(N)
  SUL=(3.*(SUML-B(N))*SUML+B(N)*B(N))/B(N)
54  SULL=SULL+SUL
  QBLL=DHR*SUML
  AQBL=DHR*SUMLQ
  RBNL=L*KEN*ROBL/QBLL
  R2BNL=KEI*RBNL
  RNLS=(L*(1./KES-KEN)+2.*DELBL)/QBLL*ROBL
  RILC=.5*PI*DIL/NC2*ROIL/QIL/(DSIN(PI*P/NC2))**2
  RINL=RNLS+RILC
  R2INL=KEI*RINL
  XSNL=.45*FCT*NC2*DSQRT(QIL/PI)/P
  XNNL=.5*FCT*KEN*L*DHR*SULL/3./SUML**2
  IF(N2I.EQ.0) GO TO 56
  SUFP=0.
  SULP=0.
  SUMP=0.
  DO 55 N=N2I,N2F
  ROB=1.D6
  IF (N.GT.N02.AND.N.LE.N03) ROB=ROB03*(1.-4.*DZ2/(BRD02+BRD03-4.*
1DZ2))
  IF (N.GT.N03.AND.N.LE.N04) ROB=ROB04*(1.-4.*DZ2/(BRD03+BRD04-4.*
1DZ2))
  IF (N.GT.N04.AND.N.LE.N05) ROB=ROB05*(1.-4.*DZ2/(BRD04+BRD05-4.*
1DZ2))
  IF (N.GT.N05.AND.N.LE.N06) ROB=ROB06*(1.-4.*DZ2/(BRD05+BRD06-4.*
1DZ2))
  IF (N.GT.N06.AND.N.LE.N07) ROB=ROB07*(1.-4.*DZ2/(BRD06+BRD07-4.*
1DZ2))
  IF (N.GT.N07.AND.N.LE.N08) ROB=ROB08*(1.-4.*DZ2/(BRD07+BRD08-4.*
1DZ2))
  IF (N.GT.N08.AND.N.LE.N09) ROB=ROB09*(1.-4.*DZ2/(BRD08+BRD09-4.*
1DZ2))
  IF (N.GT.N09.AND.N.LE.N10) ROB=ROB10*(1.-4.*DZ2/(BRD09+BRD10-4.*
1DZ2))
  IF (N.GT.N10.AND.N.LE.N11) ROB=ROB11*(1.-4.*DZ2/(BRD10+BRD11-4.*
1DZ2))
  IF (N.GT.N11.AND.N.LE.N12) ROB=ROB12*(1.-4.*DZ2/(BRD11+BRD12-4.*
1DZ2))
  IF (ROB.LT.1.) ROBP=ROB
  SUMP=SUMP+B(N)
  SUMPQ=SUMP-DZ22
  SUFP=SUFP+SUMP/B(N)-1.
  SUP=(3.*(SUMP-B(N))*SUMP+B(N)*B(N))/B(N)
55  SULP=SULP+SUP
  QBPP=DHR*SUMP
  QBP=DHR*SUMPQ
  RBNP=L*KEN*ROBP/QBPP
  R2BNP=KEI*RBNP
  RNPS=(L*(1./KES-KEN)+2.*DELBP)/QBPP*ROBP
  RIPC=.5*PI*DIP/NC2*ROIP/QIP/(DSIN(PI*P/NC2))**2
  RINP=RNPS+RIPC
  R2INP=KEI*RINP
  XNNP=.5*FCT*KEN*L*DHR*SULP/3./SUMP**2
  XSNP=.45*FCT*NC2*DSQRT(QIP/PI)/P

```

```

56  SUDL=1./B(N1F)
    IF(N1F.EQ.NH) GO TO 59
    DO 57 N=N1F+1,NH
    SUDL=SUDL+1./B(N)
57  CONTINUE
    GL=SUDL
59  XDNL=.5*FCT*L*KEN*DHR*SUDL
    X2DNL=KEI*XDNL
    COEL=.5*FCT*DHR**2/ROBL
    IF(N2I.EQ.0) GO TO 65
    IF(N2I.NE.0) COEP=COEL*ROBL/ROBP
    IF(N2F.EQ.NH) GO TO 63
    SUDP=1./B(N2F)
    DO 61 N=N2F,NH
    SUDP=SUDP+1./B(N)
61  CONTINUE
63  GP=SUDP
    XDNP=.5*FCT*L*KEN*DHR*SUDP
    X2DNP=KEI*XDNP
65  CONTINUE
    XSNLS=A*XSNL
    ZSL=CMPLX(RNLS,0.D00)
    IF(IR.NE.3) ZSL=CMPLX(RINL,XSNLS)
    ZCLC=CMPLX(RILC,XSNLS)
    IF(IR.NE.3) ZCLC=CMPLX(0.,0.)
    SUFL=1./B(N1I)
    SUML= B(N1I)
    SCLE=1./B(N1I)
    BL=-J*COEL*A
    DL=3.*BL/(3.+BL)
    CL=CMPLX(1.,0.)
    CLSB=CMPLX(0.,0.)
    CLCBS=CL*SUFL
    CLBS=CMPLX(0.,0.)
    CLSS=CMPLX(0.,0.)
    CLSBS=CMPLX(0.,0.)
    CLM1=CMPLX(0.,0.)
    CLM2=CMPLX(0.,0.)
    CLS=CL
    CLSE=CMPLX(0.,0.)
    DO 67 N=N1I+1,N1F
    SUFL=SUFL+1./B(N)
    SUML=SUML+B(N)
    CLM2=CLM1
    CLM1=CL
    CLSE=CLSE+CLM2
    CL=CL*(B(N)/B(N-1)/(1.+BL/3.)-DL)-DL*CLSE
    CCL=CABS(CL)
    SCLE=SCLE+CCL**2/B(N)
    CLSS=CLSS+CLS
    CLCBS=CLCBS+CL*SUFL
    CLBS=CLBS+CL/B(N)*(SUML-B(N))
    CLSBS=CLSBS+CLS*(SUML-B(N))/B(N)
    CLS=CLS+CL
    CLSB=CLSB+CL/B(N)
67  CONTINUE
    C2LS=CLSS+2.*CLSBS+CLBS
    KCL=GL+.5*CLSB/CLS
    SLL=MU0*DHR*L*KEN/SUML*(1./3+C2LS/2./CLS)
    LNNLS=DABS(1.D00*REAL(SLL))
    IF(IR.EQ.1.OR.IR.EQ.4) PLL=(A*GL*MU0)*COE+ZSL+(ROBL*L*KEN/DHR/

```

```

1B(N1F) ) *CL/CLS
KRL=SUML*SCLE/(CABS(CLS))**2
KXL=OM1*LNNLS/XNNL
IF(N2I.EQ.0) GO TO 73
SLP=CMPLX(0.,0.)
SUF=1./B(N2I)
SUMP=B(N2I)
XSNPS=A*XSNP
ZSP=CMPLX(RNPS,0.D00)
IF(IR.EQ.2) ZSP=CMPLX(RINP,XSNPS)
BP=-J*COEP*A
DP=3.*BP/(3.+BP)
CP=CMPLX(1.,0.)
CPCBS=CP*SUF
CPM1=CMPLX(0.,0.)
CPM2=CMPLX(0.,0.)
CPS=CP
CPBS=CMPLX(0.,0.)
CPSB=CMPLX(0.,0.)
CPSBS=CMPLX(0.,0.)
CPSS=CMPLX(0.,0.)
EPBS=CMPLX(0.,0.)
EPSS=CMPLX(0.,0.)
EPSB=CMPLX(0.,0.)
CPSE=CMPLX(0.,0.)
EPM1=CMPLX(0.,0.)
EPM2=CMPLX(0.,0.)
EP=CMPLX(0.,0.)
EPCBS=EP*SUF
EPS=EP
EPSE=CMPLX(0.,0.)
KCPS=-.5*CP/B(N2I)
KEPS=-.5*EP/B(N2I)
DO 69 N=N2I+1,N2F
SUF=SUF+1./B(N)
SUMP=SUMP+B(N)
CPM2=CPM1
CPM1=CP
CPSE=CPSE+CPM2
EPM2=EPM1
EPM1=EP
CP=CP*(B(N)/B(N-1)/(1.+BP/3.)-DP)-DP*CPSE
CPBS=CPBS+CP*(SUMP-B(N))/B(N)
CPCBS=CPCBS+CP*SUF
CPSB=CPSB+CP/B(N)
EPSE=EPSE+EPM2
EP=EP*(B(N)/B(N-1)/(1.+BP/3.)-DP)-DP*(EPSE-1.)
EPSB=EPSB+EP/B(N)
EPBS=EPBS+EP*(SUMP-B(N))/B(N)
EPCBS=EPCBS+EP*SUF
CPSBS=CPSBS+CPS*(SUMP-B(N))/B(N)
CPSS=CPSS+CPS
CPS=CPS+CP
EPSS=EPSS+EPS
EPSBS=EPSBS+EPS*(SUMP-B(N))/B(N)
EPS=EPS+EP
69 CONTINUE
C2PS=CPSS+2.*CPSBS+CPBS
E2PS=EPSS+2.*EPSBS+EPBS
SPL=MU0*DHR*L*KEN/SUMP*(EPS*C2PS-CPS*E2PS)/CPS/2.
SPP=MU0*DHR*L*KEN/SUMP*(1./3+C2PS/2./CPS)

```

```

KCP=GP+(CPSB/2.-CPCBS)/CPS+SUFP
KUP=((CPSB*EPS-CPS*EPSB)/2.-CPSBS*EPS+CPS*EPSBS)/CPS
QLL=GL+KUP
QLP=KCP
QPL=GP
QPP=GP
PLL=ROBL*L*KEN/DHR/B(N1F)*CL/CLS+ZSL+ZCLC+A*COE*QLL*MU0
PLP=ZCLC+A*COE*QLP*MU0
PPL=A*COE*QPL*MU0+ZCLC+ROBP*L*KEN/DHR/B(N2F)*(CP*EPS-CPS*EP)/CPS
PPP=ROBP*L*KEN/DHR/B(N2F)*CP/CPS+ZSP+ZCLC+A*COE*QPP*MU0
YCL=(PLL*PPP-PLP*PPL)/(PPP-PLP)
YCP=(PLL*PPP-PLP*PPL)/(PLL-PPL)
ZZLNP=SPL*(PPP-PLP)/(PLL-PPL)+SPP
LNP=DABS(1.D00*REAL(ZZLNP))
KXP=LNP*OM1/XNNP
CP=CMPLX(1.,0.)
CPSE=CMPLX(0.,0.)
EP=CMPLX(0.,0.)
EPSE=CMPLX(0.,0.)
SPC=PLL-PPL+EPS*(PPP-PLP)
ASPC=CABS(SPC)
SASPC=ASPC**2/B(N2I)
DLP=PLL-PPL
ADLP=CABS(DLP)
DPL=PPP-PLP
DO 71 N=N2I+1,N2F
CPM2=CPM1
CPM1=CP
CPSE=CPSE+CPM2
EPM2=EPM1
EPM1=EP
EPSE=EPSE+EPM2
CP=CP*(B(N)/B(N-1)/(1.+BP/3.)-DP)-DP*CPSE
EP=EP*(B(N)/B(N-1)/(1.+BP/3.)-DP)-DP*(EPSE-1.)
SPC=CP*DLP+(CP*EPS-CPS*EP)*DPL
ASPC=CABS(SPC)
SASPC=SASPC+ASPC**2/B(N)
71 CONTINUE
ACPS=CABS(CPS)
KRP=SASPC*SUMP/(ACPS*ADLP)**2
73 CONTINUE
SC2R=0.
DO 75 N=1,NH
75 SC2R=SC2R+B(N)*DHR
IF(IR.EQ.1.OR.IR.EQ.4)CZ2=KEI*PLL/A
IF(IR.EQ.2.OR.IR.EQ.3)CZ2=KEI/(1./YCL+1./YCP)/A
IF(IR.EQ.2.OR.IR.EQ.3)KT2L=1./CABS(1.+YCL/YCP)
IF(IR.EQ.2.OR.IR.EQ.3)KT2P=1./CABS(1.+YCP/YCL)
77 CONTINUE

101 FORMAT(D20.15)
103 FORMAT(I10)

X2NNL = KEI * XNNL
X2SNL = KEI * XSNL

IF (CONT.EQ.1) KR1 = KRL
IF (CONT.EQ.1) KX1 = KXL

I2RAP = U1RAP(CONT, MA)
I2RAP = I2RAP / ( NIU(CONT) * H_R * XSC_R )

```



```

C *****
C * Sfarsitul secventei de calcul a factorilor globali echivalenti *
C * de refulare si a parametrilor echivalenti ai motorului *
C *****

```

```

C *****
C * Calculul factorului de putere echivalent, al ponderii cuplului *
C * corespunzator armonicilor superioare din fundamentala, a *
C * pierderilor in infasurari si a pierderilor in fier *
C *****

```

```

SUPKX1 = 1.
INFKX1 = 1.

```

```

KCU1 = 1.
KCU2 = 1.

```

```

KZ = SIGMAH * KZH / ( SIGMAW * KZW)

```

```

DO 801 CONT = 2, 19
  R1(CONT) = R1(1)
801 CONTINUE

```

```

DO 802 CONT = 1, 19
  X1(CONT) = X1(1) * NIU(CONT)
802 CONTINUE

```

```

SUPCFI1 = 1.
INFCFI1_1 = 1.
INFCFI1_2 = 1.

```

```

COSFI1(1) = R1(1) + (R2PC(1)*KR(1)+R2PI(1))/S(1)
CFITEMP = (R1(1) + (R2PC(1)*KR(1)+R2PI(1))/S(1))**2
CFITEMP = CFITEMP + (X1(1) + (X2PC(1)*KX(1)+X2PI(1)))**2
COSFI1(1) = COSFI1(1) / DSQRT (CFITEMP)

```

```

COSFI1(1) = CF1

```

```

SUPCFI1 = COSFI1(1)

```

```

KR2P(1) = ((KRCSF/KR(1)) + (R2PI(1)/R2PC(1)) * (1./KR(1)))
KR2P(1) = KR2P(1) / (1. + (R2PI(1)/R2PC(1)) * (1./KR(1)))

```

```

KX2P(1) = ((KXCSF/KX(1)) + (X2PI(1)/X2PC(1)) * (1./KX(1)))
KX2P(1) = KX2P(1) / (1. + (X2PI(1)/X2PC(1)) * (1./KX(1)))

```

```

KPZ1 = 1.
KPJ1 = 1.

```

```

KZ1W(1) = 1. + KZ / (FREQ(1) * DELTA_F3**2.)

```

```

KMAREW = SIGMAH * KJ1H / (SIGMAW * KJ1W)
KJ1WE(1) = 1. + KMAREW / (FREQ(1) * DELTA_F3**2.)

```

```

PZ2CSF = 0.
PJ2CSF = 0.

```

```

R2CSFRAPSUP = 1.
R2CSFRAPINF = 1.

```



```

KPST = 1.

KPSIGMA1 = 1.
KPP1 = 1.

C *****
C * Calculul factorului de putere echivalent, al ponderii cuplului *
C * corespunzator armonicele superioare din fundamentala, a *
C * pierderilor in infasurari si a pierderilor in fier *
C *****

DO 850 CONT = 2,19

SUPKX1=SUPKX1+(1./NIU(CONT))* (1./ (H_R*XSC_R)) *
1 (U1RAP (CONT,MA)) **2
INFKX1=INFKX1+(1./NIU(CONT)**2)* (1./ (H_R*XSC_R))
1*(U1RAP (CONT,MA)) **2

KR2P (CONT) = ( (KRCSF/KR (CONT)) + (R2PI (CONT) /R2PC (CONT)) *
1 (1./KR (CONT)) )
KR2P (CONT) =KR2P (CONT) / (1. + (R2PI (CONT) /R2PC (CONT)) *
1 (1./KR (CONT)) )

KX2P (CONT) = ( (KXCSF/KX (CONT)) + (X2PI (CONT) /X2PC (CONT)) *
1 (1./KX (CONT)) )
KX2P (CONT) =KX2P (CONT) / (1. + (X2PI (CONT) /X2PC (CONT)) *
1 (1./KX (CONT)) )

M_RAP (CONT) = COEF (CONT) * (U1RAP (CONT,MA) / (H_R*XSC_R)) **2
M_RAP (CONT) = M_RAP (CONT) * (1./NIU (CONT)) **3
M_RAP (CONT) = M_RAP (CONT) *S (1) /S (CONT)
M_RAP (CONT) = M_RAP (CONT) * (R2PC (CONT) *KR (CONT) +R2PI (CONT))
M_RAP (CONT) = M_RAP (CONT) * (R2PC (1) *KR (1) +R2PI (1))

KCU1 = KCU1 + ((1./XSC_R) *
1 (U1RAP (CONT,MA) / (NIU (CONT) *H_R)) ) **2
RTEMP = R2PC (CONT) *KR (CONT) +R2PI (CONT)
RTEMP = RTEMP / (R2PC (1) *KR (1) +R2PI (1))
KCU2 = KCU2 + RTEMP * ((1./XSC_R) *
1 (U1RAP (CONT,MA) / (NIU (CONT) *H_R)) ) **2)
COSFI1 (CONT) = R1 (CONT) +
1 (R2PC (CONT) *KR (CONT) +R2PI (CONT)) /S (CONT)
CFITEMP = (R1 (CONT) + (R2PC (CONT) *
1KR (CONT) +R2PI (CONT)) /S (CONT)) **2
CFITEMP = CFITEMP + (X1 (CONT) +
1 (X2PC (CONT) *KX (CONT) +X2PI (CONT)) ) **2
COSFI1 (CONT) = COSFI1 (CONT) / DSQRT (CFITEMP)

STEMP = 1./NIU (CONT)
STEMP = STEMP / (H_R*XSC_R)
STEMP = STEMP * (U1RAP (CONT, MA)) **2 *COSFI1 (CONT)
SUPCFI1 = SUPCFI1 + STEMP
INFCFI1_1 = INFCEFI1_1 + (U1RAP (CONT,MA)) **2
INFCEFI1_2 = INFCEFI1_2 + (U1RAP (CONT,MA) / (H_R*XSC_R*NIU (CONT)) ) **2

UE1_RAP (CONT) = (1./H_R) * (X1 (1) / (X1 (1) +X2P (1)) )
UE1_RAP (CONT) = UE1_RAP (CONT) * DSQRT (1.-COSFI1 (CONT)) **2)
UE1_RAP (CONT) = 1. - UE1_RAP (CONT)

TAU1_NIU (CONT) = 1./UE1_RAP (CONT) - 1.

```

```

KBDELTA(CONT) = (1./NIU(CONT))*U1RAP(CONT,MA)
KBDELTA(CONT) = KBDELTA(CONT)*(1.+TAU1)
T4 = (1.-(X1(1)/(X1(1)+X2P(1)))*DSQRT(1.-COSFI1(CONT)**2))
KBDELTA(CONT) = KBDELTA(CONT)*T4

KH(CONT) = (CSI(CONT)/2.)*(SINH(CSI(CONT)) + SIN(CSI(CONT)))
KH(CONT) = KH(CONT)/(COSH(CSI(CONT)) - COS(CSI(CONT)))

KW(CONT) = (3./CSI(CONT))*(SINH(CSI(CONT)) - SIN(CSI(CONT)))
KW(CONT) = KW(CONT)/(COSH(CSI(CONT)) - COS(CSI(CONT)))

KZ1W(CONT) = (KZ / DELTA_F3**2.) * (1./NIU(CONT))
KZ1W(CONT) = (KZ1W(CONT)/(FREQ(1)))*(KH(CONT)/KW(CONT))+1.
KBZ1(CONT) = KBDELTA(CONT) * (1. + 2.*TAU1_NIU(CONT)/3. )
KBZ1(CONT) = KBZ1(CONT) / (1. + 2.*TAU1/3.)

TKPZ=KZ1W(CONT)*KW(CONT)*(NIU(CONT)**2)*KBZ1(CONT)**2
TKPZ=TKPZ/KZ1W(1)

KPZ1 = KPZ1+TKPZ

KJ1WE(CONT)=KMAREW/(DELTA_F3**2.)*(1./(NIU(CONT)*FREQ(1)))
KJ1WE(CONT)=KJ1WE(CONT)*(KH(CONT)/KW(CONT))
KBJ1(CONT) = KBDELTA(CONT)*(1. + TAU1_NIU(CONT))
KBJ1(CONT)=KBJ1(CONT)/(1.+TAU1)

TKPJ = KJ1WE(CONT)/KJ1WE(1) * KW(CONT) * NIU(CONT)**2
TKPJ=TKPJ*KBJ1(CONT)**2.
KPJ1 = KPJ1 + TKPJ

KPSIGMA1 = KPSIGMA1 + KBDELTA(CONT)**2.

KPP1 = KPP1 + KBZ1(CONT)**2.

KZ2WE = (KZ / DELTA_F3**2)*(1./(S(CONT)*NIU(CONT)*FREQ(1)))
KZ2WE = KZ2WE*KH(CONT)/KW(CONT)

T_PZ2CSF = KZ2WE*KZW*KW(CONT)*SIGMAW*S(CONT)**2
T_PZ2CSF = T_PZ2CSF*NIU(CONT)**2*FREQ(1)**2*DELTA_F3**2
T_BZ2 = SIGMAC2*KBDELTA(CONT)*BDELTA1
T_BZ2 = T_BZ2/(KFE * BZ2M)
T_PZ2CSF = T_PZ2CSF*GZ2*T_BZ2**2
PZ2CSF = PZ2CSF + T_PZ2CSF

KJ2WE = (KMAREW/DELTA_F3**2)*(1./(S(CONT)*NIU(CONT)*H_R))
KJ2WE = KJ2WE*KH(CONT)/KW(CONT)

FLUX = (2./PI)*TAU1*LI*KBDELTA(CONT)*BDELTA1
BJ2 = FLUX / (2.*L*KFE*HJ2)

T_PJ2CSF = KJ2WE*KW(CONT)*SIGMAW*S(CONT)**2
T_PJ2CSF = T_PJ2CSF*NIU(CONT)**2*FREQ(1)**2*DELTA_F3**2
T_PJ2CSF = T_PJ2CSF*KJ2W*GJ2*BJ2**2

PJ2CSF = PJ2CSF + T_PJ2CSF

T1 = S(1)/S(CONT)*R2P(CONT)/R2P(1)*I2(CONT)
R2CSFRAPSUP = R2CSFRAPSUP + T1

```

```

T2 = I2 (CONT)
R2CSFRAPINF = R2CSFRAPINF + T2

KPST = KPST + I2 (CONT) * NIU (CONT) **1.5
850  CONTINUE

TAU1_NIU(1) = TAU1
UE1_RAP(1) = 1. / (1. + TAU1)
R2CSFRAP = R2P(1)/S(1) * R2CSFRAPSUP/R2CSFRAPINF
M_RAP(1) = 1.
KX1 = SUPKX1/INFKX1
COSFI1CSF = SUPCFI1/DSQRT(INFCFI1_1*INFCFI1_2)
WRITE(2,899)
WRITE(2, 898) KRCSF, KXCSF, KRCSF/KR(1), KXCSF/KX(1)
WRITE(2, 899)
WRITE(2,860)

860  FORMAT(
1 ' | NIU      ',
1 ' |  FREQ    ',
1 ' |  S              ',
1 ' |  M_RAP        ',
1 ' |  KRPRIM2      ',
1 ' |  KXPRIM2      ',
1 ' |  R2P          ',
1 ' |  X2P          ',
1 ' |  UE1/U1       ',
1 ' |  TAU1(niu)    ',
1 ' |  KBDELTA      ',
1 ' |  COSFI1       |')

C *****
C * Afisarea valorilor finale calculate *
C *****

DO 870 CONT = 1,19
WRITE(2, 879)
1NIU(CONT), FREQ(CONT), S(CONT), M_RAP(CONT),
1KR2P(1), KX2P(1), R2P(CONT), X2P(CONT),
1UE1_RAP(CONT), TAU1_NIU(CONT), KBDELTA(CONT),
1COSFI1(CONT)
870  CONTINUE

879  FORMAT(
1 ' | ', I6,
1 ' | ', I6,
1 ' | ', D12.6,
1 ' | ', D12.6,
1 ' | ', D12.6,
1 ' | ', D12.6,
1 ' | ', D12.6,
1 ' | ', D12.6,
1 ' | ', D12.6,
1 ' | ', D12.6,
1 ' | ', D12.6,
1 ' | ', D12.6,
1 ' | ', D12.6, '|')

KCOSFI1 = COSFI1CSF/COSFI1(1)

WRITE(2, 880) COSFI1CSF, KCOSFI1

```

```

KPSIGMA2 = KPSIGMA1
KPP2 = KPSIGMA1

WRITE(2, 881) KX1, KCU1, KCU2
WRITE(2, 882) KPZ1, KPJ1, KPSIGMA1, KPP1, PZ2CSF, PJ2CSF,
1KPSIGMA2, KPP2, KPST, R2CSFRAP

880  FORMAT(
1 'COSFI1CSF = ', D12.6, ' | ',
1 'KCSFI1 = ', D12.6, ' | ')
881  FORMAT(
1 'KX1 = ', D12.6, ' | ',
1 'KCU1 = ', D12.6, ' | ',
1 'KCU2 = ', D12.6)
882  FORMAT(
1 'KPZ1 = ', D12.6, ' | ',
1 'KPJ1 = ', D12.6, ' | ',
1 'KPSIGMA1 = ', D12.6, ' | ',
1 'KPP1 = ', D12.6, ' | ',
1 'PZ2CSF = ', D12.6, ' | ',
1 'PJ2CSF = ', D12.6, ' | ',
1 'KPSIGMA2 = ', D12.6, ' | ',
1 'KPP2 = ', D12.6, ' | ',
1 'KPST = ', D12.6, ' | ',
1 'R2CSF/SCSF = ', D12.6
1)

WRITE(2, 899)

898  FORMAT(
1 'KRCSF = ', D12.6, ' | ',
1 'KXCSF = ', D12.6, ' | ',
1 'KRCSF/KR1 = ', D12.6, ' | ',
1 'KXCSF/KX1 = ', D12.6)
899  FORMAT()
END

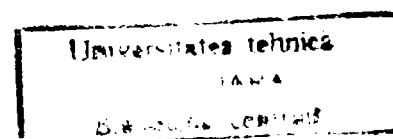
```

### 3.2. Mărimi de ieșire pentru programul CalcMot

1. NIU - ordinul armonicilor superioare de timp; pentru NIU = 1 se obține fundamentală. Se afișează sub formă de tabel;
2. FREQ - frecvența armonicilor superioare de timp, inclusiv fundamentală. Se afișează sub formă de tabel;
3. S - alunecarea MAS corespunzătoare fundamentalei, respectiv armonicilor superioare de timp. Se afișează sub formă de tabel.
4. R2BNL - rezistența electrică (corespunzătoare fundamentalei, respectiv armonicilor superioare de timp) a fazei secundare reduse la stator, care

corespunde părții plasate în creștături pentru colivia de lucru. Se afișează sub formă de tabel;

5. R2BNP - similar lui R2BNL, dar pentru colivia de pornire. Se afișează sub formă de tabel;
6. R2INL - rezistența electrică (corespunzătoare fundamentalei, respectiv armonicilor superioare de timp) a fazei secundare redusă la stator, care corespunde părții exterioare creștăturii, pentru colivia de lucru. Se afișează sub formă de tabel;
7. R2INP - similar lui R2INL, dar pentru colivia de pornire. Se afișează sub formă de tabel;
8. X2NNL - reactanța de dispersie a fazei secundare (corespunzătoare fundamentalei, respectiv armonicilor superioare de timp) redusă la stator pentru partea înfășurării plasate în creștătură, pentru colivia de lucru. Se afișează sub formă de tabel;
9. X2SNL - reactanța similară lui X2NNL, care corespunde părții exterioare creștăturii, pentru colivia de lucru. Se afișează sub formă de tabel;
10. X2NNP - similar lui X2NNL, dar pentru colivia de pornire. Se afișează sub formă de tabel;
11. X2SNP - similar lui X2SNL, dar pentru colivia de pornire. Se afișează sub formă de tabel;
12. KRL - factorul de modificare a rezistenței electrice rotorice (corespunzătoare fundamentalei, respectiv armonicilor superioare de timp) pentru colivia de lucru. Se afișează sub formă de tabel;
13. KRP - similar lui KRL, dar pentru colivia de pornire. Se afișează sub formă de tabel;
14. I2RAP - raportul dintre curentul armonic de ordin NIU și curentul corespunzător fundamentalei. Se afișează sub formă de tabel;
15. KXL - factorul de modificare a reactanței rotorice (corespunzătoare fundamentalei, respectiv armonicilor superioare de timp) pentru colivia de lucru. Se afișează sub formă de tabel;
16. KRCSF - factorul global echivalent de modificare a rezistenței electrice rotorice;
17. KXCSF - factorul global echivalent de modificare a reactanței electrice rotorice;
18. KR1 - factorul care pune în evidență modificările pe care le suferă rezistența unei faze statorice în situația alimentării MAS prin CSF, față de situația alimentării sinusoidale;



19. KX1 - factorul care pune în evidență modificările pe care le suferă valoarea reactanței unei faze statorice în cazul alimentării MAS prin CSF față de situația alimentării sinusoidale;
20. M\_RAP - ponderea pe care o are cuplul corespunzător armonicilor de ordin NIU în raport cu fundamentală. Se afișează sub formă de tabel;
21. KRPRIM2 - factorul care scoate în evidență modificările pe care le suferă rezistența înfășurării rotorice în situația alimentării MAS prin CSF, față de situația alimentării sinusoidale;
22. KXPRIM2 - similar lui KRPRIM2, dar referitor la reactanța înfășurării rotorice;
23. KBDELTA - ponderea pe care o are inducția magnetică din întrefier corespunzătoare armonicilor de ordin NIU din fundamentală inducției din întrefier. Se afișează sub formă de tabel;
24. COSFI1CSF - factorul de putere al MAS alimentată prin CSF;
25. KCOSFI1 - factorul care pune în evidență modificarea pe care o suferă factorul de putere al MAS, în cazul alimentării acestuia prin CSF;
26. KCU1 - factorul global de creștere a pierderilor electrice din înfășurarea statorică în cazul alimentării MAS prin CSF, față de situația alimentării sinusoidale;
27. KCU2 - similar lui KCU1, dar referitor la înfășurarea rotorică;
28. KPZ1 - factorul care pune în evidență creșterea pierderilor principale în dinții statorului în cazul alimentării MAS prin CSF, față de situația regimului sinusoidal;
29. KPJ1 - similar lui KPZ1, dar referitor la jugul statorului;
30. KPSIGMA1 - factorul de creștere al pierderilor suplimentare de suprafață statorice din cazul alimentării MAS prin CSF față de cazul alimentării acestora de la rețea;
31. KPP1 - similar lui KPSIGMA1, dar referitor la pierderile suplimentare de pulsație;
32. PZ2CSF - pierderile principale în dinții rotorului, în cazul alimentării MAS de la rețea;
33. PJ2CSF - pierderile principale în jugul rotorului, în cazul alimentării MAS de la rețea;
34. KPSIGMA2 - factorul de creștere al pierderilor suplimentare de suprafață rotorice din cazul alimentării MAS prin CSF față de cazul alimentării acestora de la rețea;
35. KPP2 - similar lui KPSIGMA2, dar referitor la pierderile suplimentare de pulsație;

36. KPST - factorul de creștere al pierderilor suplimentare în zona capetelor de bobină și a pierderilor suplimentare datorate asimetriei rotorice, în situația alimentării MAS prin CSF;
37. R2CSF/SCSF - raportul dintre rezistența echivalentă rotorică și alunecarea echivalentă a MAS alimentată prin CSF.

## BIBLIOGRAFIE

1. [A1]. Alexa, D., Prisăcaru, V. - ***Statistische Frequenzumrichter fur Speisung von Wechselstrommotoren auf Grundsinusformigen Impulsamplitudenmodulation der Ausgangsspannung.*** In: etz-a, nr.4, 1977, p.294-299;
2. [A2]. Alexa, D, Hrubaru, O. - ***Aplicații ale convertoarelor statice de putere.*** Editura tehnică, București, 1989;
3. [A3]. Arkkio, A. - ***Losses in Inverter-Fed Cage Induction Motors.*** Aalborg, 1996;
4. [A4]. Artime, I., Sanz, I. - ***A New Proposed Method for the Determination of Circuit Parameters in Squirrel-Cage Induction Motors by Steady-State Tests.*** ICEM, Massachussets, 13-15 August, 1990;
5. [B1]. Bartzler, Șt, Mușuroi, S. - ***Tehnologia de fabricație a produselor electrotehnice. Îndrumător de lucrări.*** UPT, Facultatea de Electrotehnică Timișoara, 1997;
6. [B2]. Bausch, H., Lange, B., Sahm, D. - ***Experimental Investigation of Losses in a PWM-Inverter/Induction Machine Drive System.*** ICEM, Massachussets. 13-15 August, 1990;
7. [B3]. Bălă, C. ***Mașini electrice.*** Editura didactică și pedagogică, București, 1982;
8. [B4]. Bery, H., Nestler, J. - ***Der gate-abschaltbare (GTO-) Thyristors-das Schlüsselbauelement einer neuen Umrichtertechnik.*** Der Elektronikes, 1984, nr. 9, p.35-40;
9. [B5]. Biriescu, M. - ***Mașini electrice rotative, Parametri, caracteristici, încercări.*** Editura de Vest, Timișoara, 1997;
10. [B6]. Bird, B.M., King, K.G., Pedder, D.A.G. - ***An Introduction to Power Electronics.*** John Willey & Sons, New York, 1992;
11. [B7]. Bitoleanu, A, Ivanov S., Popescu, M. - ***Convertoare statice.*** Editura INFOMED, Craiova, 1997;
12. [B8]. Boldea, I., Munteanu, N. - ***Curs tutorial "Reglajul digital al mișcării cu motoare de inducție",*** Timișoara, 1995;
13. [B9]. Boldea, I. - ***Transformatoare și mașini electrice.*** Editura didactică și pedagogică-R.A., București, 1994;
14. [B10]. Boldea, I., Atanasiu, Gh. - ***Analiza unitară a mașinilor electrice.*** Editura Academiei R.S.R., București, 1983;
15. [B11]. Boldea, I. - ***Parametrii mașinilor electrice.*** Editura Academiei Române, București, 1991;



16. [B12]. Bogliatti, A., Ferraris, P., Lazzari, M. - ***Loss Item Evaluation in Induction Motors Fed by Size-Step VSI***. ICEM, Massachusetts, 13-15 August, 1990;
17. [B13]. Bogoevici, Gh., Muşuroi S. - ***Some Aspects Regarding the Parameters and Starting Values Calculation in an Induction Motor-Full Bridge Drive System***. EMES '99, Oradea, 1999;
18. [B14]. Bühler, H. - ***Convertisseurs statiques***. Presses Polytechnique et Universitaires Romandes Lausanne, 1991;
19. [C1]. Câmpeanu, A. - ***Maşini electrice***. Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1977;
20. [C2]. Câmpeanu, A. - ***Maşini electrice***. Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1988;
21. [C3]. Câmpeanu, A. - ***Introducere în dinamica maşinilor electrice de curent alternativ***. Editura Academiei Române, Bucureşti, 1998;
22. [C4]. Câmpeanu, A., Enache, S., Vlad, I. - ***Conclusions Concerning Implications of the Induction Motors Parameters on Stability in the Case of Static Converters Supply***. Electromotion '99, Patras, July 8-9, 1999;
23. [C5]. Câmpeanu, A., Iancu, V., Rădulescu, M. - ***Maşini în acţionări electrice***. Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1996;
24. [C6]. Chioreanu, V. - ***Materiale electrotehnice***. I.P.T.V.T., Timişoara, 1983;
25. [C7]. Cioc, I., Bichir, N., Cristea, N. - ***Maşini electrice. Îndrumar de proiectare, Vol. II***. Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1981;
26. [C8]. Cox, M.D., Mirbord, A. - ***A Comparison Between SCR and GTO – Based Inverters***. International Journal of Energy Systems, vol.6, nr. 3, 1986, p.76-80;
27. [C9]. Constantin, P. ş.a. - ***Electronică industrială***. Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1983;
28. [C10]. Cracea, L., Micu, D., Nicolescu, G. - ***Aspects of the Reliability of a Converter Designed for Railway Traction in Asymmetrical Wave Condition***. The Third National Conference on Electrical Drives, Braşov, mai 28-30, 1982;
29. [D1]. Deleroy, W., Woudstre, J.B. - ***The Influences of Skin Effect on Transients in Squirrel Cage Induction Motors***. ICEM, Massachusetts, 13-15 August, 1990;
30. [D2]. De Sabata, I. - ***Bazele electrotehnicii***. Institutul Politehnic Timişoara, 1972-1976;
31. [D3]. Dordea, T. - ***Maşini electrice***. Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1970;
32. [D4]. Dordea, T. - ***Maşini electrice***. Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1977;
33. [D5]. Dordea, T., Dordea, P.T. - ***Ersatzläuferimpedanz einer induktionsmaschine mit vielfachem käfig und in den selben nuten untergebrachten stäben***. Revue Roumaine des Sciences Techniques, Académie de la République Socialiste Roumanie, Tome 29, Bucureşti, 1984;

34. [D6]. Dordea, T. - **Proiectarea și construcția mașinilor electrice**. Volumul I, Partea I. IPTVT, Timișoara, 1982;
35. [D7]. Dordea, T., Biriescu, M. - **Proiectarea mașinilor electrice**. Volumul 1-1, IPTVT. Facultatea de Electrotehnică, Timișoara, 1982;
36. [D8]. Dordea, T. - **Asupra ecuațiilor mașinilor electrice de curent alternativ**. În: Studii și Cercetări de Energetică și Electrotehnică, Tom.16, nr.1, p.17. București, 1966;
37. [D9]. Dordea, T. - **Asupra cuplului electromagnetic al mașinilor electrice**. În: Studii și Cercetări de Energetică și Electrotehnică, Tom.18, nr.1, p.131. București, 1968;
38. [D10]. Dordea, T. - **Metoda UPT pentru calculul mașinilor de inducție**.
39. [D11]. Drăgănescu, O. - **Încercările mașinilor electrice rotative**. Editura Tehnică, București, 1987;
40. [E1]. El Bakry, M., Wahsh, S. - **New Limits for Iron Losses Calculation in Induction Machine Drives**. ICEM, Massachusetts, 13-15 August, 1990;
41. [G1]. Gălan, N., Ghiță, C., Cistelecan, M. - **Mașini electrice**. Editura didactică și pedagogică, București, 1981;
42. [G2]. Gheorghiu, I.S., Fransua, A. - **Tratat de mașini electrice. Mașini asincrone**, vol. III. Editura Academiei R.S.R., București, 1971;
43. [H1]. Hava, A., Sul Seung-Ki, Kerkman, R., Lipo, T. - **Dynamic Overmodulation Characteristics of Triangle Intersection PWM Methods**. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting New-Orleans, Louisiana, Oct. 5-9, 1997;
44. [H2]. Holtz, I. Undeland, T.M., Robbins, W.P. - **Power Electronics: Converters, Applications and Design**. John Wiley & Sons, 1994;
45. [I1]. Ifrim, A., Noțingher, P. - **Materiale electrotehnice**. Editura Didactică și Pedagogică R.A., București, 1992;
46. [I2]. Ionescu, F., Six, J.P., ș.a. - **Convertisseurs statiques de puissance**, E.d Tehnică, București, 1995;
47. [J1]. Jerve, G.K. - **Încercările mașinilor electrice rotative**, Editura Tehnică, București, 1972;
48. [K1]. Kelemen, A., Imecs, M. - **Accionări electrice**. Editura Didactică și Pedagogică, București, 1979;
49. [K2]. Kelemen, A., Imecs, M. - **Electronică de putere**. Editura Didactică și Pedagogică, București, 1979;
50. [K3]. Kelemen, A., Imecs, M. - **Sisteme de reglare cu orientare după câmp ale mașinilor de curent alternativ**. Editura Academiei R.S.R., București, 1989;
51. [L1]. Leonhard, W. - **Controlled AC Drives, a Successful Transition from Ideas to Industrial Practice**. Control Eng. Practice, Vol.4, No.7, p.897-908, Copyright Elsevier Science Ltd., Great Britain, 1996;

52. [L2]. Liwischitz, M. - **Die elektrischen Maschinen**. Leipzig und Berlin, Verlag Teubner. II Konstruktion und Isolierung, 1931 III Berechnung und Bemessung, 1934;
53. [M1]. Măgureanu, R., Micu, D. - **Convertizoare de frecvență în acționări cu motoare asincrone**. Editura Tehnică, București, 1985;
54. [M2]. Mohan, N., Underland, M.T., Robins, P.W. - **Power Electronics**, John Wiley & Sons, New-York, 1989;
55. [M3]. Mohan, N., Underland, M.T., Robins, P.W. - **Power Electronics: Converters, Applications and Design**. John Wiley & Sons, New-York, 1994;
56. [M4]. Muntean, N. - **Convertoare Statice**. Editura Politehnica, Timișoara, 1998;
57. [M5]. Murphy, J., Turnbull, F. - **Power Electronic Control of AC Motors**. Pergarmen Press, British Library, London 1988;
58. [M6]. Mușuroi, S. - **Studiul posibilităților de îmbunătățire a parametrilor și mărimilor funcționale caracteristice mașinilor asincrone alimentate prin convertoare statice de frecvență**. Referat II de doctorat, Timișoara, 1996;
59. [M7]. Mușuroi, S. - **Stadiul actual privind folosirea convertoarelor statice de frecvență pentru comanda motoarelor de inducție**. Referat I de doctorat, Timișoara, 1994;
60. [M8]. Mușuroi, S. - **Influența alimentării CSF a motoarelor asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit asupra pierderilor de putere din stator**. Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Tom.42(56), Fascicula 2, Timișoara, 1997;
61. [M9]. Mușuroi, S., Novac, I. - **Mathematical Model Associated to Low-Power Cage Induction Motors Supplied by Static Frequency Converters**. Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Tom.42(56), Fascicula 2, Timișoara, 1997;
62. [M10]. Mușuroi, S., Bogoevici, Gh. - **Torque-Speed Characteristics for Adjustable-Frequency Operation of the Induction Motor with a Constant Volts/Hertz Ratio**. Proceedings of the 9<sup>th</sup> National Conference on Electrical Drives, Craiova, 1998;
63. [M11]. Mușuroi, S. - **Considerații teoretice privind optimizarea parametrilor mașinilor asincrone cu rotorul în scurtcircuit alimentate de la convertoare statice de frecvență**. Sesiunea de comunicări științifice, p.159-164, Sibiu, 17-18 noiembrie 1995;
64. [M12]. Mușuroi, S. - **Aspecte teoretice privind posibilitățile de redresare a pierderilor mașinilor asincrone alimentate de la convertoare statice de frecvență**. MES '96, ICPE, p.196-203, București, 1996;
65. [M13]. Mușuroi, S. - **Aspecte teoretice privind pierderile din mașinile asincrone cu rotorul în scurtcircuit alimentate de la convertoare statice de frecvență**. Proceedings of the Scientific Communications Meeting of "Aurel Vlaicu" University, Third Edition, ISBN 973-97708-0-0, vol.8, p.71-76, Arad, 16-17 May 1996;

66. [M14]. Muşuroi, S. - ***Influenţa frecvenţei de comutaţie asupra încălzirii MAS alimentate prin CSF.*** Proceedings of the Scientific Communications Meeting of "Aurel Vlaicu" University, Third Edition, ISBN 973-97708-0-0, vol.8, p.77-82, Arad, 16-17 May 1996;
67. [M15]. Muşuroi, S. - ***Aspecte teoretice şi experimentale privind posibilităţile de încărcare ale MAS trifazat alimentat de la CSF.*** Analele Univ. "Eftimie Murgu". Reşiţa, Fascicula III, p.35-38, Reşiţa, 1996;
68. [M16]. Muşuroi, S. - ***Consideraţii teoretice şi experimentale privind posibilităţile de îmbunătăţire a parametrilor MAS trifazate cu rotorul în scurtcircuit alimentate de la CSF.*** Analele Univ. "Eftimie Murgu", Reşiţa, Fascicula III, p.221-226, Reşiţa, 1996;
69. [M17]. Muşuroi, S. - ***Influenţa alimentării prin CSF a MAS cu rotorul în scurtcircuit asupra posibilităţilor de încărcare ale acestuia.*** Sesiune Univ. "Aurel Vlaicu" din Arad, Ediţia a IV-a, ISBN 973-98365-8-5, Vol. VIII, p.163-170, Arad, 1997;
70. [M18]. Muşuroi, S. - ***Studiul posibilităţilor de îmbunătăţire a randamentului MAS trifazate cu rotorul în scurtcircuit alimentate prin CSF.*** Sesiune Academie "Mircea cel Bătrân", Constanţa, 1997;
71. [M19]. Muşuroi, S., Bogoevici, Gh. - ***Theoretical Aspects Regarding the Penetration Deepness of the Electromagnetic Field in Rotor Bars, Placed in Randomised Slots, in Case of Induction Motors, Having as Source of Supply the Static Frequency Converters.*** Conf. Internaţională de Inginerie Electrică şi Energetică, E.P.E. 1999, Bul. Inst. Politehnic Iaşi, Tomul XLV(IL), Fasc.5, Iaşi, 1999;
72. [M20]. Muşuroi, S. - ***Influenţa efectului pelicular asupra modelului matematic asociat MAS trifazate cu rotorul în colivie alimentate de la reţea prin intermediul CSF.*** A doua Conferinţă Internaţională de Sisteme Electromecanice SIELMEC '99, Chişinău, 7-8 Octombrie 1999;
73. [N1]. Nel, H.P. - ***Harmonic Losses and Rotor Slot Design of Inverter-Fed Induction Motors.*** ICEM, Aalborg, 1996;
74. [N2]. Novac, I. - ***Maşini electrice (partea I).*** Centrul de multiplicare UPT, Timişoara, 1996;
75. [N3]. Novac, I. - ***Maşini electrice (partea II).*** Centrul de multiplicare UPT, Timişoara, 1997;
76. [N4]. Nowotny, D.W., Maly, D., Nassar, S.A., Jeftenic, B.I. - ***Frequency Dependence of Time Harmonic Losses in Induction Machines.*** ICEM, Massachusetts, 13-15 August, 1990;
77. [P1]. Peter, J.H. - ***Transistor oder GTO?*** In: Der Elektroniker, nr.9, p.42-47, 1984;
78. [P2]. Piotrowschi, L.H. - ***Maşini electrice. Traducere din limba rusă.*** Editura Energetică de Stat, Bucureşti, 1953;
79. [P3]. Popovici, D. - ***Bazele convertoarelor statice.*** Editura Politehnica, Timişoara, 1999;

80. [P4]. Post, R. - *Iron Losses in Electrical Machines Fed From Non-sinusoidal Waveforms*. Aalborg, 1996;
81. [P5]. Prodan, M. - *Mutatoare*. I.P.T.V.T., Timișoara, 1985;
82. [R1]. Richter, R. - *Mașini electrice. I Elemente generale de calcul. IV Mașina de inducție*. Editura Tehnică, București, 1958-1961;
83. [R2]. Richter, R. - *Influența repartizării neuniforme a inducției*. ETZ p.710, 1923;
84. [R3]. Rujes, R., Ohnishi, T., Susuki, T. - *PWM Control Method for a Four Level Inverter*. IEE Proceedings Electr. Power Appl., vol.142, No.6, November 1995;
85. [S1]. Schnonung, A., Stemmler, H., - *Geregelter Drehstrom – Umkehrantrieb mit gesteuerten Umrichter nach dem Unterschwingungsverfahren*. BBC – Nachrichten dsez. 1964, p.699-722;
86. [S2]. Schiusky, W. - *Berechnung elektrischer Maschinen*. Wien Springer Verlag, 1960;
87. [S3]. Seracin, E. - *Acționări electrice*. I.P. "Traian Vuia", Timișoara, 1980;
88. [S4]. Seracin, E., Popovici, D. - *Tehnica acționărilor electrice*. Editura Tehnică, București, 1985;
89. [Ș1]. Șora, C. - *Bazele electrotehnicii*. Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982;
90. [T1]. Tadie, A., Hagina, H. - *A High Voltage, High Power, Fast Switching Gate Turn-off Thyristor*. In: International Semiconductor Power Converter Conf. 1982 (ISPCC), p.66-73;
91. [T2]. Thorborg, K. - *Power Electronics*, Prentice Hall, 1988;
92. [T3]. Tokunih, F., Hagina, H., Myiajima, T. - *Electrical Characteristics of a High Voltage High Current gate Turn-off Thyristor*. In: International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives. 1-4 mai, London, 1984;
93. [Z1]. Zaroni, R., Micu, D., Cracea, I. - *Convertor static de frecvență cu circuit intermediar de tensiune continuă constantă*. Brev. R.S.R. 66150.