

CONTRIBUȚII PRIVIND CONTROLUL TURAȚIEI LA MAȘINA ASINCRONĂ

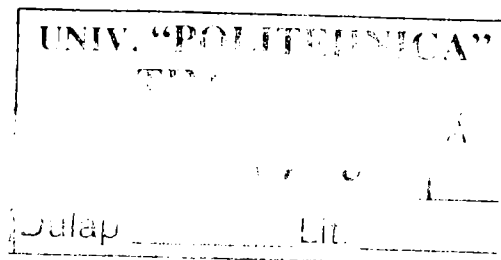
Teză destinată obținerii
titlului științific de doctor inginer
la
Universitatea "Politehnica" din Timișoara
în domeniul AUTOMATICĂ
de către

Ing Cristian Paul Chioncel

Conducător științific:
Referenți științifici:

prof.univ.dr.ing Ștefan Gârlașu
prof.univ.dr.ing. Marius Babescu
prof.univ.dr.ing.Tiberiu Coloși
prof.univ.dr.ing. Eugen Răduca

Ziua susținerii tezei: 08.05.2008



Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- | | |
|------------------------|---|
| 1. Automatică | 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații |
| 2. Chimie | 8. Inginerie Industrială |
| 3. Energetică | 9. Inginerie Mecanică |
| 4. Ingineria Chimică | 10. Știința Calculatoarelor |
| 5. Inginerie Civilă | 11. Știința și Ingineria Materialelor |
| 6. Inginerie Electrică | |

Universitatea „Politehnica” din Timișoara a inițiat seriile de mai sus în scopul diseminării expertizei, cunoștințelor și rezultatelor cercetărilor întreprinse în cadrul școlii doctorale a universității. Seriile conțin, potrivit H.B.Ex.S Nr. 14 / 14.07.2006, tezele de doctorat susținute în universitate începând cu 1 octombrie 2006.

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2008

Această publicație este supusă prevederilor legii dreptului de autor. Multiplicarea acestei publicații, în mod integral sau în parte, traducerea, tipărirea, reutilizarea ilustrațiilor, expunerea, radiodifuzarea, reproducerea pe microfilme sau în orice altă formă este permisă numai cu respectarea prevederilor Legii române a dreptului de autor în vigoare și permisiunea pentru utilizare obținută în scris din partea Universității „Politehnica” din Timișoara. Toate încălcările acestor drepturi vor fi penalizate potrivit Legii române a drepturilor de autor.

România, 300159 Timișoara, Bd. Republicii 9,
tel. 0256 403823, fax. 0256 403221
e-mail: editura@edipol.upt.ro

Cuvânt înainte

Teza de doctorat a fost elaborată pe parcursul activității mele în cadrul Departamentului de Automatică al Universității „Politehnica” din Timișoara.

Aduc mulțumiri Conducătorului Științific, domnului Prof.dr.ing. Ștefan Gârlașu pentru onoarea de a-mi fi conducător de doctorat, care datorită înaltului profesionalism cumulat de-a lungul anilor de activitate de cercetare inginerescă, m-a îndrumat cu competență la realizarea tezei de față.

Doresc să mulțumesc în mod deosebit distinsului Prof. univ.dr.ing Octavian Proștean, decanul Facultății de Automatică și Calculatoare de la Universitatea „Politehnica” Timișoara, pentru sprijinul generos oferit de-a lungul etapelor de pregătire și de elaborare a tezei.

Autorul își exprimă gratitudinea și aduce sincere mulțumiri referenților științifici oficiali, d-lui Prof. univ.dr.ing Babescu Marius, de la Universitate Politehnica Timișoara, d-lui Prof.univ.dr.ing. Coloși Tiberiu de la Universitatea Tehnică Cluj Napoca și domnului Prof. univ dr.ing Răduca Eugen de la Universitatea „Eftimie Murgu” Reșița pentru strădania depusă.

Mulțumesc tuturor prietenilor și colegilor din cadrul Facultății de Inginerie a Universității „Eftimie Murgu” din Reșița pentru înțelegerea și sprijinul moral acordat de-a lungul perioadei de elaborare a tezei de doctorat.

Nu în ultimul rând doresc să mulțumesc familiei mele pentru sprijinul acordat precum și pentru tot timpul oferit pentru ducerea la bun sfârșit a acestei lucrări.

Timișoara,
Aprilie 2008

Cristian Paul Chioncel

Chioncel, Cristian Paul

Contribuții privind controlul turației la mașina asincronă

Teze de doctorat ale UPT, Seria 1, Nr. 9, Editura Politehnica, 2008, 204 pagini, 264 figuri, 8 tabele și o anexă.

ISSN: 1842-5208

ISBN: 978-973-625-641-7

Cuvinte cheie: mașina asincronă, controlul turației, model matematic ortogonal, bloc de calcul optimal, reglarea tensiunii și frecvenței, simularea structurilor de control, reglare la flux rotor și statoric constant

Rezumat,

Lucrarea prezintă studiul controlului turației la mașina asincronă, alimentată de la convertoare de putere, pornind de la stadiul actual al cercetărilor din acest domeniu. Pentru modelul matematic ortogonal al mașinii asincrone s-a realizat identificarea cât mai exactă a parametrilor, folosind determinarea experimentală a caracteristicii de mers în gol necesară la evaluarea saturației sistemului magnetic.

S-a implementat modelul matematic al mașinii asincrone în mediul Matlab Simulink, analizând patru variante posibile ale acționării.

S-a realizat dimensionarea, implementarea și simularea sistemelor de conducere a mașinii asincrone pentru reglarea după fluxul statoric și rotor și compararea celor două metode de reglare. În baza rezultatelor obținute s-a optat pentru controlul turației la flux rotoric constant, folosind blocuri de calcul și structuri de conducere scalare și vectoriale. Analiza prin simulare a structurilor de conducere se face la turație și cuplu variabile, turație constantă și cuplu variabil, respectiv cuplu constant și turație variabilă. Au fost implementate și simulate structurile de conducere în mediul Scientific Workplace pentru reglarea tensiunii și frecvenței, luând în considerare și abaterile în determinarea parametrilor, evidențiind performanțele obținute în regim tranzitoriu.

CUPRINS

1. INTRODUCERE	9
1.1 Oportunitatea și obiectivele tezei	9
1.2 Prezentarea conținutului tezei	11
2. IDENTIFICAREA ANALITICĂ A MODELELOR MATEMATICE ALE MAȘINILOR ELECTRICE UTILIZABILE ÎN SISTEME DE CONDUCERE	13
2.1 Introducere	13
2.2 Modelul ortogonal	13
2.3 Parametrii mașinii asincrone	19
2.4 Echivalarea model – mașină reală	20
2.5 Identificarea parametrilor modelului ortogonal al mașinii asincrone ...	23
2.5.1 Determinarea parametrilor mașinii asincrone pe baza datelor de catalog și a probelor de mers în gol	24
2.6 Efectul pelicular în rotor	26
2.7 Saturația magnetică la mașinile asincrone	30
2.7.1 Problema saturației magnetice la mașinile asincrone	30
2.7.2 Determinarea gradului de saturație a miezului din compoziția armonică a curentului	30
2.8 Concluzii	37
3. ANALIZA PRIN SIMULARE A UNOR REGIMURI DE FUNCȚIONARE ALE MAȘINII ASINCRONE LA TURAȚII VARIABLE	38
3.1 Introducere	38
3.2 Parametri independenți cu gradul de saturație	38
3.2.1 Structura simulării	38
3.2.1.1 Introducerea parametrilor	39
3.2.1.2 Calculul de transformare al parametrilor pentru simulare	40
3.2.1.3 Simularea rețelei	40
3.2.1.4 Simularea sarcinii	41
3.2.1.5 Transformările de coordonate	41
3.2.1.6 Modelul mașinii	41
3.2.1.7 Influența temperaturii asupra valorii rezistențelor statorice și rotorice	42
3.2.1.8 Dependența inductivităților de curentul de magnetizare	43
3.2.1.9 Efectul pelicular în rotor	45
3.2.2 Mașina asincronă reprezentată în coordonatele xy ale fluxului rotoric	48
3.2.3 Analiza modelului mașinii asincrone alimentat în tensiune	49
3.2.3.1 Regim staționar la rețea cu frecvență fixă	49
3.2.3.1.1 Regim motor- generator	50
3.2.3.1.2 Verificarea influenței temperaturii	50
3.2.3.1.3 Diferențe la modelele implementate	51
3.2.3.1.4 Schimbarea de sarcină	52
3.2.3.2 Regimul staționar la frecvență variabilă	53
3.2.4. Verificarea implementării mașinii asincrone cu orientarea după coordonatele fluxului rotoric în regim staționar	56
3.3 Dependența fluxului de curentul de magnetizare	57
3.3.1 Calcularea gradului de saturație a miezului din compoziția armonică a curentului	57
3.3.2 Determinarea performanțelor în regim motor	60

3.3.2.1 Compoziția armonică a curentului la tensiune la borne variabila si cuplu rezistent constant	60
3.3.2.2 Compoziția armonică a curentului la cuplu variabil și tensiune constantă....	64
3.4 Controlul turației la mașina asincronă saturată	66
3.5 Concluzii	67
4. STRUCTURI DE CONDUCERE PENTRU MAȘINA ASINCRONĂ FUNCȚIONÂND LA TURAȚIE VARIABILĂ	68
4.1 Introducere	68
4.2 Clasificarea metodelor de control a mașinii asincrone	68
4.3 Reglarea după flux statoric. Direct Self Control (DSC)	70
4.3.1 Schema de ansamblu	70
4.3.2 Invertorul cu comutație ideală	71
4.3.2.1 Puntea trifazată	71
4.3.2.2 Implementarea în Matlab / Simulink	72
4.3.3 Reglarea fluxului	73
4.3.3.1 Principiul reglării fluxului	73
4.3.3.2. Implementarea în Matlab / Simulink a reglării fluxului	74
4.3.3.3 Eliminarea condițiilor inițiale	76
4.3.3.4 Egalizarea fluxurilor în regulator	76
4.3.4 Slăbirea de câmp	78
4.3.5 Reglarea momentului de rotație	79
4.3.6 Reglarea turației	80
4.3.6.1 Identificarea	80
4.3.6.2 Dimensionarea regulatorului	83
4.3.7 Regulator Anti-Windup	85
4.3.8 Optimizarea globală a reglării după flux statoric a mașinii asincrone	86
4.4 Reglarea după fluxul rotoric	87
4.4.1 Regulatorul după flux	88
4.4.1.1 Identificarea	88
4.4.1.2 Dimensionarea regulatorului	89
4.4.1.3 Slăbirea de câmp	91
4.4.2 Regulator de turație	91
4.4.2.1 Identificarea	91
4.4.2.2 Dimensionarea regulatorului	93
4.4.2.3 Limitări	95
4.4.3 Invertorul ca sursă de curent	95
4.4.3.1 Fundamentări	95
4.4.3.2 Flux rotoric constant în sistemul $\alpha\beta$	96
4.4.3.3 Structura regulatorului	96
4.4.3.4 Reglarea în coordonate statorice fixe $\alpha\beta$	97
4.4.4 Verificare și punerea în funcțiune a reglării mașinii asincrone după fluxul statoric	98
4.4.5 Sarcina dependentă de turație	100
4.4.6 Optimizarea generală a reglării după fluxul rotoric	101
4.5 Analiză și comparație a reglării după fluxul statoric și al reglării după fluxul rotoric al mașinii asincrone	103
4.5.1 Comportamentul dinamic	103
4.5.1.1 Modificarea valorii de referință	103
4.5.1.2 Turații mici	106
4.5.1.3 Rampă a turației	107

4.5.1.4 Modificarea sarcinii	108
4.5.2 Portretele curenților	109
4.5.3 pulsațiile momentului de rotație	109
4.5.4 pulsațiile turației	110
4.5.5 Rezumatul comparației	110
4.6 Concluzii	111
5. CONTROLUL TURAJIEI CU BLOCURI DE CALCUL, CU STRUCTURI DE CONDUCERE SCALARE ȘI VECTORIALE PENTRU MODIFICAREA TENSIUNII ȘI FRECVENȚEI DE ALIMENTARE	112
5.1 Introducere	112
5.2 Necesitatea modificării frecvenței și a tensiunii	112
5.3 Conducerea scalară a mașinii asincrone	113
5.3.1 Controlul turației la mașina asincronă, cu blocuri de calcul pentru modificarea tensiunii și frecvenței de alimentare	113
5.3.1.1 Controlul turației la mașina asincronă la flux rotoric constant	114
5.3.1.1.1 Modificarea turației și cuplului	114
5.3.1.1.2 Analiza prin simulare. Flux rotoric constant. Cuplu și turație variabilă ..	115
5.3.1.2 Controlul cuplului la turație constantă	118
5.3.1.2.1 Analiza prin simulare. Flux rotoric constant. Turație constantă, cuplu variabil	118
5.3.1.3 Controlul turației la cuplu constant	119
5.3.1.3.1 Analiza prin simulare. Flux rotoric constant. Cuplu constant, turație variabilă	119
5.3.1.4 Concluzii	120
5.3.2 Modelarea și simularea funcționării motorului asincron la flux rotoric controlat.....	120
5.3.2.1 Tensiunea statorică se modifică sub forma unui semnal treaptă	124
5.3.2.2 Tensiunea statorică se modifică sub forma unui semnal exponențial	126
5.3.2.3 Modificarea tensiunii peste valoarea corespunzătoare fluxului rotoric nominal. Studiu comparativ	128
5.3.2.4 Concluzii	130
5.3.3 Conducerea scalară a turației la cuplu maxim	130
5.3.3.1 Structură de conducere la ω_r – variabil	130
5.3.3.1.1 Reversarea turației	135
5.3.3.1.1.1 Reversarea turației în gol	135
5.3.3.1.1.2 Reversarea turației în sarcină	136
5.3.3.2 Structură de conducere la ω_r – maxim	137
5.3.3.2.1 Reversarea turației în gol	139
5.3.3.2.2 Reversarea turației în sarcină	140
5.3.3.2.3 Concluzii	142
5.3.4 Problema fluxului rotoric constant	142
5.3.4.1 Corecția tensiunii statorice	143
5.3.4.2 Corecția curentului din valoarea fluxului rotoric	146
5.3.4.3 Concluzii	149
5.3.5 Problema erorilor în determinarea parametrilor la structurile scalare	150
5.3.5.1 Determinarea valorilor pentru tensiune și frecvență la parametri reali ...	150
5.3.5.2 Concluzii	153
5.4 Structuri de conducere vectoriale, cu utilizarea unui regulator P respectiv PI	154
5.4.1 Reglarea prin tensiune, frecvența urmărind variația tensiunii	154

5.4.1.1	Structură de conducere cu regulator de tip P	156
5.4.1.2	Structură de conducere cu regulator de tip PI	161
5.4.1.3	Concluzii	163
5.4.2	Reglarea prin frecvența, tensiunea urmărind variația frecvenței	164
5.4.2.1	Structură de conducere cu regulator de tip P	166
5.4.2.2	Structură de conducere cu regulator de tip PI	168
5.4.2.3	Concluzii	171
5.4.3	Structuri de conducere cu două regulatoare	173
5.4.3.1	Simularea funcționării motorului asincron la flux rotoric controlat	175
5.4.3.2	Concluzii	179
5.4.4	Calitatea reglării luând în considerare erorile în determinarea parametrilor	179
5.4.4.1	Erorile în determinarea rezistenței statorice	180
5.4.4.2	Erorile în determinarea rezistenței rotorice	181
5.4.4.3	Erorile în determinarea inductanței rotorice	182
5.4.4.4	Concluzii	183
5.5	Concluzii	183
6.	CONCLUZII FINALE ȘI CONTRIBUȚII PERSONALE. PERSPECTIVE.....	185
6.1	Concluzii finale	185
6.2	Contribuții personale	186
6.3	Perspective	189
BIBLIOGRAFIE	190
Anexă.	Implementarea modelelor matematice și a algoritmilor de reglare în mediul de programare Scientific Workplace	196

1. INTRODUCERE

1.1 Oportunitatea și obiectivele tezei

Oportunitatea tezei este generată de cerințele pieței care necesită sisteme de reglare tot mai performante, ieftine și sigure, în general pentru toate mașinile electrice, dar în special pentru acționările electrice cu mașini asincrone. Acesta se materializează prin determinarea unor modele matematice pentru mașina asincronă a cărei turație se reglează cu diferite strategii: la flux statoric controlat, flux util controlat și flux rotoric controlat.

Triada identificare – modelare - simulare [86] cu aplicații în conducerea sistemelor și proceselor, constituie un domeniu de maxim interes în cele mai diferite ramuri ale științei și tehnicii.

Identificarea sistemelor reprezintă un proces complex, iterativ în care se utilizează o combinație adecvată de procedee teoretice și experimentale a căror succesiune este determinată de rezultatele care se obțin pe parcursul identificării. Prin identificare în general se înțelege totalitatea activităților și operațiilor prin care se stabilește identitatea unui sistem real, adică obiectul procesului de identificare este o descriere cât mai completă cantitativă și calitativă a funcționării, respectiv existența stării sistemului considerat.

Sinteza celor două aspecte referitoare la comportamentul global determinat de structură, cât și cunoașterea parametrilor, respectiv a stării sistemului trebuie redată sub forma unui model matematic și spre această finalitate se tinde la executarea identificării.

Scopul identificării îl constituie deci construcția modelului. Realizarea unui model utilizabil pentru simulare poate fi atinsă pe două căi: calea abstractă, analitică, de tip apriori având drept final modelul matematic și calea bazată pe experiment de tip aposteriori denumită pe scurt identificare.

Modelarea este considerată ca o structură reală care integrează în mod natural calculatorul electronic, fără de care nici nu se pot imagina procesele de modelare și simulare.

Principalele elemente în desfășurarea modelării sunt [96], [100]:

- *sistemul real* care constituie sursa datelor observabile, de multe ori perechi de date intrare / ieșire ($u(t)$, $y(t)$);
- *modelul de bază* care constituie imaginea sau modelul matrice prin care se percepe sistemul real;
- *cadru experimental* care reprezintă setul de circumstanțe limitate în domeniul cărora sistemul real va fi observat cu scopul de a rezolva modelarea;
- *modelul concentrat* care este conceptul cel mai apropiat de modelul propriu zis din abordarea tradițională și
- *calculatorul* care este mijlocul cu ajutorul căruia este generat comportamentul modelului concentrat.

Pentru modele complexe calculatorul poate necesita generarea unor traiectorii individuale pas cu pas, algoritmul fiind bazat pe instrucțiuni furnizate de

model. Acest proces pas cu pas este asociat cu conceptul de simulare, fiind realizat uzual de un calculator digital.

Relațiile de modelare se referă la [97]: *validarea*, ce are ca obiectiv asigurarea faptului că modelul urmărește sistemul real, de fapt că acele concluzii rezultate din operarea modelului sunt concluzii valide pentru sistemul real. Validarea modelelor este un demers dificil cu mai multe niveluri și forme diferite de validare, precum: validitatea aparentă, validitatea la modul replicativ, predictiv și respectiv structural valid.

Pe baza *modelului matematic*, de forma unor ecuații care descriu relațiile dintre componentele sistemului analizat [62], se realizează simularea. Simularea numerică s-a impus în timp odată cu dezvoltarea sistemelor de calcul numeric și al limbajelor specifice, orientate pe blocuri funcționale. Pachetele software dedicate acestor activități au primit chiar numele de limbaje de simulare, existând în prezent o ofertă hard / soft performantă pentru acest domeniu de activitate.

În elaborarea tezei s-au avut în vedere următoarele obiective:

- selectarea din literatură a modelelor matematice ale mașinii asincrone utilizabile în sistemele de conducere, implementarea și simularea lor, ținând seama de: modificarea parametrilor în schemele de conducere cu blocuri de calcul; influența saturației și considerând parametrii variabili cu gradul de saturație respectiv dependența fluxului de curentul de magnetizare;
- determinarea parametrilor modelelor matematice având în vedere rezultatele existente în literatură;
- crearea unor modele originale, propuse de autor, modele ce țin seama de cele arătate mai sus;
- studiu comparativ al sistemelor de reglare a mașinii asincrone folosind mediul Matlab Simulink;
- considerarea rezistenței rotorice variabile cu turația având în vedere preocupările mai vechi ale autorului în acest domeniu, cu aplicație la mașinile fabricate la UCM Reșița;
- analiza prin simulare a unor sisteme de conducere pentru mașina asincronă în cazul reglării după fluxul statoric, după fluxul rotoric și analiza comparativă a celor două metode de reglare;
- controlul turației mașinii asincrone la flux rotoric constant, implementarea blocurilor de calcul la nivel de schemă bloc, cu valori bine precizate ale tensiunii și frecvenței de la bornele mașinii atât în cazul ideal cât și în cazul considerării saturației;
- proiectarea (prin simulări numerice) unor sisteme automatizate cu reglatoare PI, pentru tensiune și frecvență având în vedere rezultatele obținute de autor în studiile privind controlul turației după flux statoric, util și rotoric la mașina asincronă;
- implementarea blocurilor de calcul pentru modificarea tensiunii și frecvenței de alimentare și conceperea unor structuri de conducere scalare și vectoriale
- analiza comparativă a calității reglării pentru structurile de conducere fără reglatoare, precum și cu utilizarea unor reglatoare P respectiv PI pe baza analizei prin simulare a funcționării mașinii asincrone în mediul Scientific Workplace;
- acordarea reglatoarelor, prin simulări numerice, pentru diverse domenii ale turației ce se reglează.

Sunt prezentate algoritmele de control a turației la mașina asincronă prin prescrierea unor valori bine precizate ale tensiunii și frecvenței de la bornele mașinii asincrone.

Parte din studiile prezentate de autor constituie subiectul a 40 de lucrări științifice prezentate în cadrul unor conferințe naționale și internaționale, fiind publicate în volume și reviste de specialitate.

Contribuțiile de ordin teoretic, modelarea și simularea mașinii asincrone și a conducerii acesteia, rezultatele obținute conferă lucrării un caracter de originalitate și aplicabilitate practică.

1.2 Prezentarea conținutului tezei

Obiectivele propuse au condus la structurarea lucrării pe 6 capitole al căror conținut este prezentat în continuare:

În **capitolul 1** se reliefează oportunitatea și obiectivele tezei, subliniind importanța modelării și simulării mașinilor electrice, în special a conducerii motorului asincron, care este cel mai răspândit tip de motor electric, și s-au prezentat principalele direcții de cercetare urmărite de autor în prezenta lucrare și necesitatea acestora.

Capitolul 2 este consacrat modelelor matematice ale mașinilor electrice utilizabile în sisteme de conducere, prin folosirea modelului ortogonal al mașinii asincrone, a determinării parametrilor mașinii, cu ilustrarea unor exemple numerice concrete de identificare a parametrilor.

În **capitolul 3** se implementează modelul matematic al mașinii asincrone având parametrii independenți de gradul de saturație și apoi cu considerarea influenței saturației. Modelul este format din ecuațiile care descriu partea electrică respectiv cea mecanică a unei acționări cu mașina asincronă. Modelul implementat în mediul Matlab – Simulink permite o analiză în 4 variante posibile ale acționării: mașina asincronă ideală, mașina asincronă cu inductanțe dependente de curentul de magnetizare, mașina asincronă cu rezistența rotorică dependentă de efectul pelicular și mașina asincronă cu inductanțe dependente de curentul de magnetizare și rezistența rotorică dependentă de efectul curentului pelicular. În continuarea capitolului se analizează implementarea modelului matematic, în condițiile saturației mașinii, prin dependența fluxului magnetic de curentul de magnetizare al mașinii. S-au analizat armonicile curentului statoric în condițiile alimentării cu tensiune variabilă și pentru valori diferite ale cuplului rezistent, prin implementarea modelului și simularea în mediul Maple.

În **capitolul 4** se prezintă dimensionarea, implementarea și simularea sistemelor de conducere pentru mașina asincronă în mediul Matlab Simulink. Se rezolvă următoarele obiective:

- implementarea și adaptarea reglării după fluxul statoric și rotoric și compararea celor două metode de reglare;
- dimensionarea reguletoarelor de turație și de flux, validarea și punerea în funcție a acestor modele de conducere;
- implementarea și adaptarea reglării după fluxul rotoric în mediul Matlab Simulink.

În **capitolul 5** se analizează controlul turației la mașina asincronă cu blocuri de calcul și cu scheme de conducere scalară și vectorială:

- controlul turației la flux rotoric constant și analiza prin simulare pentru cazurile:
 - turație și cuplu variabili;
 - turație constantă la cuplu variabil;
 - cuplu constant și turație variabilă.

- modelarea și simularea funcționării mașinii asincrone la flux rotoric controlat, pentru diferite forme (treaptă și exponențial) sau valori ale tensiunii de alimentare (în zona saturată).
- analiza structurilor de conducere la ω_r variabil și ω_r maxim, atât la funcționarea normală cât și la reversarea în sarcină sau în gol
- calitatea reglării luând în considerare erorile în determinarea parametrilor la structurile scalare și influența acestora asupra tensiunii și frecvenței de alimentare
- controlul turației după fluxul rotoric
- analiza structurilor de conducere vectoriale, privind:
 - reglarea prin tensiune, frecvența urmărind variația tensiunii
 - reglarea prin frecvență, tensiunea urmărind variația frecvenței
 - structuri de conducere cu două regulatoare
 - calitatea reglării, luând în considerare erorile în determinarea parametrilor

În **capitolul 6** sunt sistematizate concluziile rezultate în urma realizării acestei teze, evidențiindu-se contribuțiile originale aduse la dezvoltarea modelării, simulării și conducerii mașinii asincrone.

2. IDENTIFICAREA ANALITICĂ A MODELELOR MATEMATICE ALE MAȘINILOR ELECTRICE UTILIZABILE ÎN SISTEME DE CONDUCERE

2.1 Introducere

Având în vedere lucrările din literatura de specialitate [2], [10], [11], [44], [50], [57], [63], [74], [83], [95], [121] se construiește un model matematic al mașinii asincrone. O atenție deosebită este acordată determinării parametrilor mașinii asincrone și domeniilor de existență. Determinarea acestor parametri se face pe baza unor probe de laborator completate cu date de catalog [6], [7], [17], [23]. Între modelul matematic și mașina reală există o echivalență energetică materializată prin relațiile de legătură dintre cele două. În vederea implementării etapelor de calcul în conducerea mașinii asincrone, pentru faza de testare prin simulare a metodelor propuse, sunt necesare modele matematice complexe ale procesului.

2.2 Modelul ortogonal

Pentru a realiza o conducere a unui sistem cu mașini electrice se impune stabilirea unui model matematic cât mai apropiat sistemului fizic.

Modelul matematic trebuie să respecte dinamica reală a procesului.

Modelul trifazat fizic nu se folosește în automatică deoarece parametrii lui (inductanțele proprii și cele de cuplaj) depind de poziția rotorului și sunt deci variabile în timp. Mașina trifazată este echivalată din punct de vedere energetic cu o mașină bifazată având înfășurările plasate după două axe perpendiculare $d - q$, se bazează pe **teoria celor două axe**, introdusă de Park în 1929.

Modelul ortogonal sau modelul $d - q$ este conceput după două axe perpendiculare legate de câmpul magnetic învârtitor din mașină [4].

Avantajele modelului ortogonal:

1. inductanțele sunt independente de unghiul de poziție al rotorului ;
2. în regim staționar mărimile de intrare (tensiuni, cupluri), cele de stare (fluxuri, pulsația unghiulară) și cele de ieșire (curenți) sunt constante și deci derivatele lor sunt nule;
3. în regim tranzitoriu aceste mărimi sunt variabile în timp și variațiile lor se obțin din rezolvarea unor ecuații diferențiale în general neliniare și care se rezolvă prin metode numerice.

Transformarea: trifazat – ($d - q$) are în vedere:

- aceeași inducție în întrefier;
- aceeași energie magnetică momentană;
- aceeași putere electrică momentană.

Dinamica fenomenelor electromagnetice care au loc în mașinile electrice atunci când acestea funcționează în diverse regimuri tranzitorii, se poate studia atât

sub aspect calitativ cât și cantitativ considerând un model de reprezentare a mașinii fizice, model prin ale cărui înfășurări, curenții (din model) au o anumită formă de variație în timp sau, în regim staționar aceștia sunt constanți în timp relativ la sistemul de axe legat de câmpul magnetic învârtitor. Prin acest mod de reprezentare rezultă un model simplu și deosebit de util - consacrat în literatura de specialitate [4] prin numele de *modelul ortogonal* sau *modelul d-q*.

Modelul ortogonal, deși consacrat pentru reprezentarea mașinii de curent continuu, poate fi folosit cu succes și la reprezentarea (modelarea) mașinilor de curent alternativ.

Din ecuațiile generale ale mașinii asincrone [6] se obține schema structurală. Ecuațiile sunt:

$$\begin{aligned} U_{-s} &= R_S i_{-s} + j\omega \psi_{-s} + \frac{d\psi_{-s}}{dt} \\ 0 &= R_r i_{-r} + j\omega \psi_{-r} + \frac{d\psi_{-r}}{dt} \\ \psi_{-s} &= \frac{M}{L_2} \psi_{-r} + i_{-s} \sigma L_1 \\ M_{elmg} &= \frac{3}{2} \operatorname{Im} \left(\psi_{-s} i_{-s}^* \right) \end{aligned} \quad (2.1)$$

sau

$$\begin{aligned} M_{elmg} &= \frac{3}{2} \operatorname{Im} \left(\frac{M}{L_2} \psi_{-r}^* + \sigma L_1 i_{-s}^* \right) i_s = \frac{3}{2} \operatorname{Im} \left(\frac{M}{L_2} \psi_{-r}^* i_s \right) \\ M_{elmg} - M_{rez} &= J \frac{d\omega_m}{dt} \\ \omega &= \omega_r + \omega_m \end{aligned} \quad (2.2)$$

Înlocuind expresia fluxul statoric ψ_s cu cel rotor ψ_r , în ecuația tensiunii statorice U_s , se obține:

$$U_{-s} = R_S i_{-s} + j\omega \left(\frac{M}{L_2} \psi_{-r} + \sigma L_1 i_{-s} \right) + \frac{M}{L_2} \frac{d\psi_{-r}}{dt} + \sigma L_1 \frac{di_{-s}}{dt} \quad (2.3)$$

sau trecând în operațional:

$$U_S = R_S I_S + j\omega \frac{M}{L_2} \psi_r + j\omega \sigma L_1 I_S + \frac{sM}{L_2} \psi_r + s\sigma L_1 I_S \quad (2.4)$$

Cuplul electromagnetic poate fi exprimat și sub forma [6]:

$$M_{clmg} = \frac{3p_1 \psi_r^2 \omega_r}{R_3} \quad (2.5)$$

și la fluxul rotor dat $\psi_r = \text{constant}$, rezultă *pulsația rotorică* ω_r :

$$\omega_r = \frac{M_{elmg} R_2}{3p_1 \psi_r^2} \quad (2.6)$$

Fluxul rotor se scrie sub forma:

$$\psi_{-r} = \frac{M}{L_2} I_{-s} + L_2 I_{-r} \quad (2.7)$$

iar fluxul statoric sub forma:

$$\underline{\psi}_{-s} = L_1 \underline{I}_{-s} + M \underline{I}_{-r} \quad (2.8)$$

Din ecuația rotorică

$$0 = R_r \underline{i}_{-r} + j\omega \underline{\psi}_{-r} + s \underline{\psi}_{-r} \quad (2.9)$$

și cea a fluxului rotoric

$$\underline{\psi}_{-r} = M \underline{I}_{-s} + L_2 \underline{I}_{-r} \quad (2.10)$$

se obține curentul statoric I_s sub forma:

$$\underline{I}_{-s} = \frac{(R_r + j\omega_r L_2) \underline{\psi}_{-r}}{M R_r} + \frac{L_2}{M R_r} s \underline{\psi}_{-r} \quad (2.11)$$

Schema structurală a mașinii asincrone la flux rotoric constant se obține din ecuațiile generale ale mașinii asincrone scrise mai sus, și este prezentată [6] în figura alăturată:

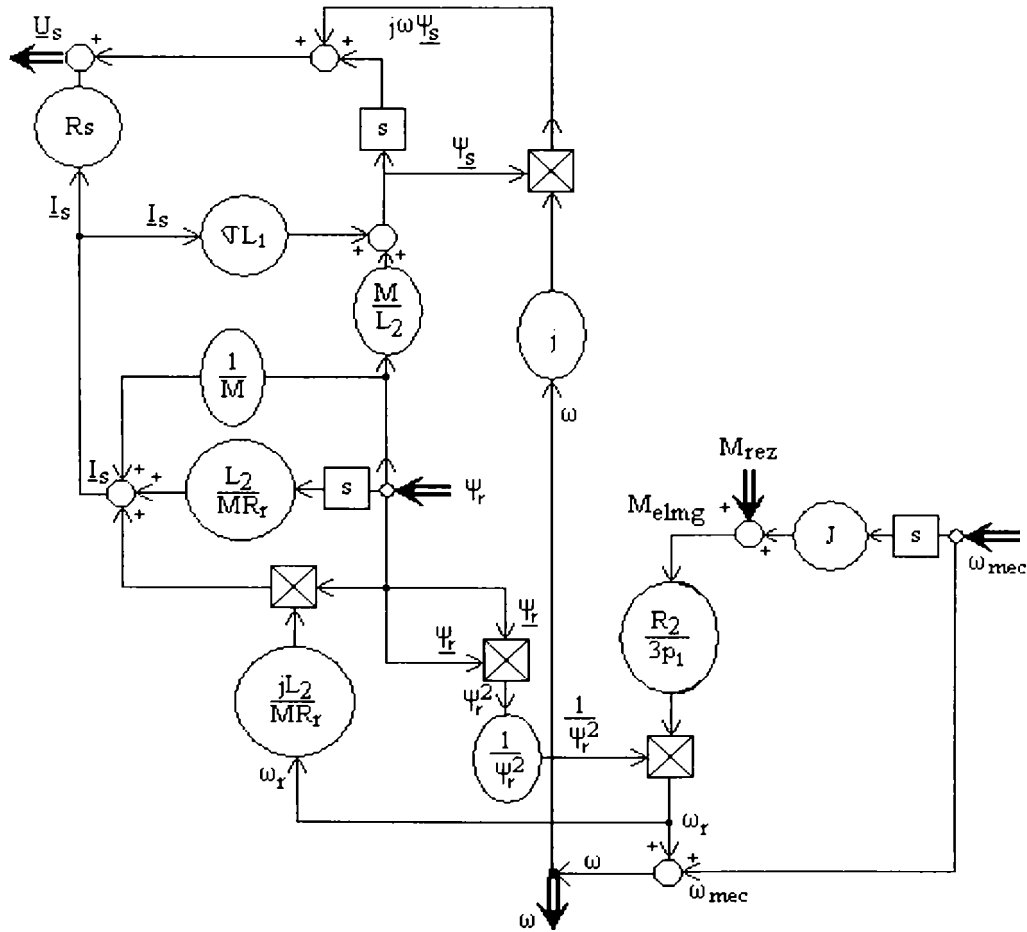


Fig.2.1 Schema bloc a mașinii asincrone

Mărimile de intrare sunt: valoarea fluxului rotoric Ψ_r , viteza unghiulară mecanică ω_{mec} și cuplul rezistent M_{rez} .

Mărimile de ieșire sunt: tensiunea statorică U_s și frecvența statorică f ($\omega=2\pi f$).

În implementarea structurilor de conducere scalare ale mașinii asincrone, se vor determina în cadrul blocurilor de calcul, următorii parametri [8]: fluxul rotoric, cuplul electromagnetic, tensiunea, pulsația rotorică:

CALCULUL FLUXULUI ROTORIC Ψ_r

$$\psi_r = \frac{UL_U}{\sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2 + \left(\frac{\omega_r L_2}{R_2}\right) 2\omega R_1(1-\sigma)L_1 + \left(\frac{\omega_r L_2}{R_2}\right)^2 [R_1^2 + (\omega\sigma L_1)^2]}} \quad (2.12)$$

CALCULUL CUPLULUI EL-MAG M_{elmg}

$$M_{elmg} = \frac{3p_1\psi_r^2\omega_r}{R_2} \quad (2.13)$$

CALCULUL TENSIUNII U

$$U = \frac{\psi_r N}{L_U} \sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2 + \left(\frac{\omega_r L_2}{R_2}\right) 2\omega R_1(1-\sigma)L_1 + \left(\frac{\omega_r L_2}{R_2}\right)^2 [R_1^2 + (\omega\sigma L_1)^2]} \quad (2.14)$$

CALCULUL PULSAȚIEI ROTORICE ω_r

$$\omega_r = \frac{M_{elmg}R_2}{3p_1\psi_r^2} \quad (2.15)$$

La mașina asincronă (MA) cu rotorul în scurtcircuit reprezentarea schematică în modelul ortogonal este dată în figura 2.2.

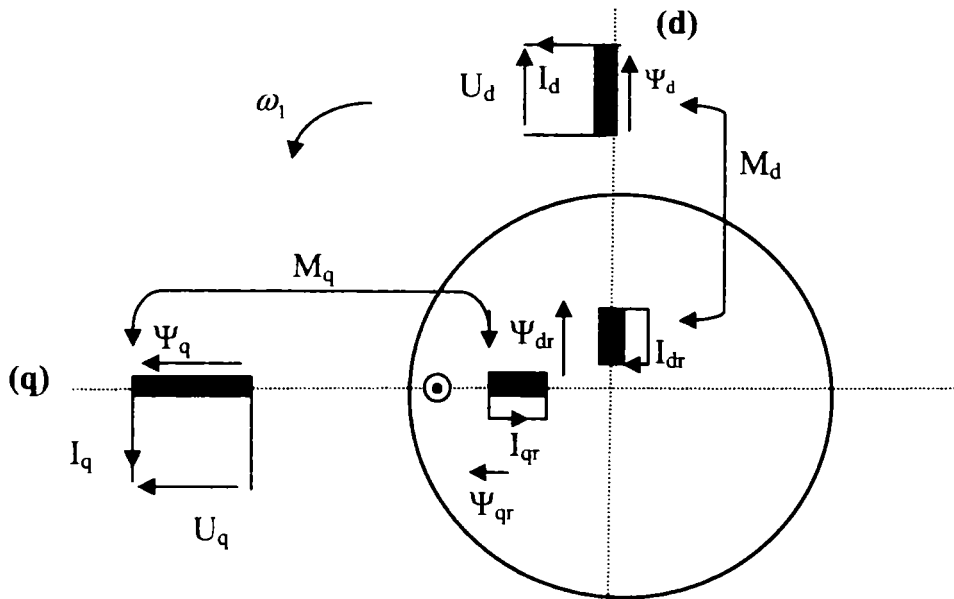


Fig.2.2 Mașina asincronă.

Scrierea matricială a ecuațiilor mașinii asincrone pentru regimul de motor este cea din [5],[6], [9], [43]:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = M \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

cu matricea

$$M = \begin{bmatrix} R_{1d} + L_{1d} \cdot p & -\omega_1 \cdot L_{1q} & M_d \cdot p & -\omega_1 \cdot M_q \\ \omega_1 \cdot L_{1d} & R_{1q} + L_{1q} \cdot p & \omega_1 \cdot M_d & M_q \cdot p \\ M_d \cdot p & -M_q(\omega_1 - \omega) & R_{2d} + L_{2d} \cdot p & -L_{2q}(\omega_1 - \omega) \\ M_d(\omega_1 - \omega) & M_q \cdot p & L_{2d}(\omega_1 - \omega) & R_{2q} + L_{2q} \cdot p \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

unde cu p s-a notat operatorul de derivare $\frac{d}{dt}$ iar coeficienții reprezintă:

$U_d, U_q, U_{dr} = 0, U_{qr} = 0$ - tensiunile la bornele înfășurărilor;

I_d, I_q, I_{dr}, I_{qr} - curenții prin înfășurări;

ω_1 - viteza unghiulară a câmpului statoric ($\omega_1 = 2\pi f$);

ω - viteza unghiulară a rotorului;

$R_{1d}, R_{1q}, R_{2d}, R_{2q}$ - rezistențele înfășurărilor;

$L_{1d}, L_{1q}, L_{1d}, L_{2q}$ - inductanțele proprii ale înfășurărilor;

M_d, M_q - inductanțele de cuplaj dintre stator și rotor.

sau, modelul ortogonal, exprimat ca sistem de ecuații diferențiale, nelineare și neomogene

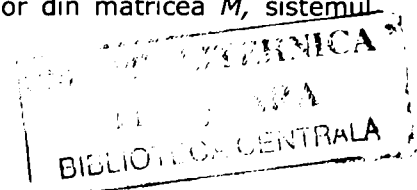
$$\begin{aligned} U_d &= R_1 I_d + L_1 \frac{dI_d}{dt} - \omega_1 L_1 I_q + M \frac{dI_{dr}}{dt} - \omega_1 M I_{qr} \\ U_q &= \omega_1 L_1 I_d + R_1 I_q + L_1 \frac{dI_q}{dt} + \omega_1 M I_{dr} + M \frac{dI_{qr}}{dt} \\ 0 &= M \frac{dI_d}{dt} - M(\omega_1 - \omega) I_q + R_2 I_{dr} + L_2 \frac{dI_{dr}}{dt} - L_2(\omega_1 - \omega) I_{qr} \\ 0 &= M(\omega_1 - \omega) I_d + M \frac{dI_q}{dt} + L_2(\omega_1 - \omega) I_{dr} + R_2 I_{qr} + L_2 \frac{dI_{qr}}{dt} \end{aligned} \quad (2.18)$$

Pentru obținerea condițiilor inițiale necesare analizării prin simulare a controlului turației mașinii asincrone, în capitolele următoare, în mediul ScientificWorkplace, se rezolvă [98] sistemul:

$$\begin{aligned} U_d &= -\omega_1 L_1 I_q - \omega_1 M I_{qr} \\ U_q &= \omega_1 L_1 I_d + \omega_1 M I_{dr} \\ 0 &= -M(\omega_1 - \omega) I_q + R_2 I_{dr} - L_2(\omega_1 - \omega) I_{qr} \\ 0 &= M(\omega_1 - \omega) I_d + L_2(\omega_1 - \omega) I_{dr} + R_2 I_{qr} \\ M_{rez} &= p_1 M (I_q I_{dr} - I_d I_{qr}) \end{aligned} \quad (2.19)$$

Prin ordonarea convenabilă a liniilor și coloanelor din matricea M , sistemul (2.17) se scrie matricial sub forma:

208. 244



$$A \cdot \begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \\ \frac{dI_{dr}}{dt} \\ \frac{dI_{qr}}{dt} \end{bmatrix} + B \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

unde

$$A = \begin{bmatrix} L_{1d} & 0 & M_d & 0 \\ 0 & L_{1q} & 0 & M_q \\ M_d & 0 & L_{2d} & 0 \\ 0 & M_q & 0 & L_{2q} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

și

$$B = \begin{bmatrix} R_{1d} & -\omega_1 L_{1q} & 0 & -\omega_1 M_q \\ \omega_1 L_{1d} & R_{1q} & \omega_1 M_d & 0 \\ 0 & -M_q(\omega_1 - \omega) & R_{2d} & -L_{2q}(\omega_1 - \omega) \\ M_d(\omega_1 - \omega) & 0 & L_{2d}(\omega_1 - \omega) & R_{2q} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Cuplul electromagnetic se determină cu relația [6]:

$$M_{el\text{mag.MA}} = p_1 M [I_q I_{dr} - I_d I_{qr}] ; (M_d = M_q = M) \quad (2.23)$$

unde p_1 este numărul perechilor de poli.

La sistemul descris prin ecuația (2.18) se adaugă ecuația mișcării:

$$M_{el\text{mag.MA}} - M_{rezistent} = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.24.a)$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = p_1 M (I_q I_{dr} - I_d I_{qr}) - M_{rez} \quad (2.24.b)$$

unde J este momentul de inerție axial iar Ω (viteza unghiulară mecanică) funcția definită prin:

$$\Omega = \frac{\omega}{p_1} \quad (2.25)$$

În practică, din motive de simetrie, mașina asincronă se consideră cu [7]:

$$L_{1d} = \overset{\text{not}}{L_{1q}} = L_1 \quad (2.26)$$

$$L_{2d} = \overset{\text{not}}{L_{2q}} = L_2$$

Pe baza celor spuse mai sus, matricea coeficienților derivatelor (2.21) devine:

$$A = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & M & 0 \\ 0 & L_1 & 0 & M \\ M & 0 & L_2 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_2 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

iar determinantul ei are valoarea dată de expresia:

$$\det A = (M^2 - L_1 L_2)^2 \quad (2.28)$$

În mod uzual $L_1 L_2 > M^2$ și deci $\det A \neq 0$. La mașinile asincrone cu întrefier mic, deci cu un cuplaj magnetic între stator și rotor foarte bun, $L_1 L_2 \rightarrow M^2$ și deci $\det A \rightarrow 0$.

În ecuația mișcării [17], deoarece:

$$\Omega(t) = \Omega_1(t)(1 - s(t)) = 2\pi n_1(1 - s(t)) \quad (2.29)$$

se poate scrie:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = -J \cdot 2\pi n_1 \frac{ds}{dt} \quad (2.30)$$

Alunecarea s se poate scrie sub una din formele:

$$s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1} = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (2.31)$$

și ecuația mișcării (2.29) devine:

$$M_{el\text{mag}} \cdot MA - M_{rezistent} = -J\Omega_1 \frac{ds}{dt} \quad (2.32)$$

2.3 Parametrii mașinii asincrone

Ecuațiile modelului ortogonal al mașinii asincrone se reprezintă concentrat sub forma dată de relațiile (2.17) și (2.18) iar printr-o ordonare convenabilă a liniilor și coloanelor [6], [18] (astfel ca să fie pusă în evidență simetria matricii M) rezultă:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{1d} & 0 & M_d & 0 \\ 0 & L_{1q} & 0 & M_q \\ M_d & 0 & L_{2d} & 0 \\ 0 & M_q & 0 & L_{2q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \\ \frac{dI_{dr}}{dt} \\ \frac{dI_{qr}}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{1d} & -\omega_1 L_{1q} & 0 & -\omega_1 M_q \\ \omega_1 L_{1d} & R_{1q} & \omega_1 M_d & 0 \\ 0 & -M_q(\omega_1 - \omega) & R_{2d} & -L_{2q}(\omega_1 - \omega) \\ M_d(\omega_1 - \omega) & 0 & L_{2d}(\omega_1 - \omega) & R_{2q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Matricea coeficienților derivatelor este:

$$A = \begin{bmatrix} L_{1d} & 0 & M_d & 0 \\ 0 & L_{1q} & 0 & M_q \\ M_d & 0 & L_{2d} & 0 \\ 0 & M_q & 0 & L_{2q} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

și are determinantul:

$$\det A = L_{1d}L_{1q}L_{2d}L_{2q} - L_{1d}M_q^2L_{2d} - M_d^2L_{1q}L_{2q} + M_d^2M_q^2 = (-L_{1d}L_{2d} + M_d^2)(L_{1q}L_{2q} - M_q^2) \quad (2.35)$$

În expresia acestui determinant se regăsesc șase parametrii ai mașinii asincrone: inductanțele proprii ale înfășurărilor statorice: L_{1d}, L_{1q} , inductanțele proprii ale înfășurărilor rotorice: L_{2d}, L_{2q} respectiv inductanțele mutuale M_d și M_q . Acești parametri se supun următoarelor relații:

$$M_d^2 \leq L_{1d}L_{2d} \quad (2.36)$$

$$M_q^2 \leq L_{1q}L_{2q}$$

cu alte cuvinte, *inductanțele mutuale* sunt de forma:

$$M_d = \mu \sqrt{L_{1d}L_{2d}} \quad \text{cu } \mu \in (0,1] \quad (2.37)$$

$$M_q = \lambda \sqrt{L_{1q}L_{2q}} \quad \text{cu } \lambda \in (0,1]$$

iar determinantul devine:

$$\det A = L_{1d}L_{2d}L_{1q}L_{2q}(-1 + \mu^2)(1 - \lambda^2) \quad (2.38)$$

Pe baza relației (2.38) se poate determina domeniul parametrilor μ și λ la mașina asincronă (figura 2.3):

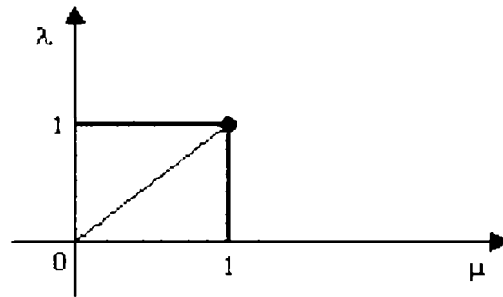


Fig.2.3 Domeniul parametrilor μ și λ la mașina asincronă

În cazul *mașinilor asincrone reale*, parametrii μ și λ se găsesc în interiorul pătratului unitate (în practică, din motive de simetrie, chiar pe diagonala principală), în timp ce la *mașina asincronă ideală* (μ și $\lambda=1$) aceștia ocupă colțul de nord-est (figura 2.3), deci cel opus originii. În sens fizic, mașina ideală presupune existența unui cuplaj perfect între stator și rotor adică dispersii nule.

Dacă determinantul matricei formate cu coeficienții derivatelor este nul dar numai unul dintre cei doi parametri are valoarea 1, mașina asincronă din model este doar *aproape ideală*.

2.4 Echivalarea model – mașină reală

Echivalența dintre modelul ortogonal și mașina fizică [4] are în vedere egalitatea solenațiilor și cea a energiilor.

Mașina reală [6] are înfășurările decalate la 120° , așa ca în figura 2.4 iar mașina model la 90° .

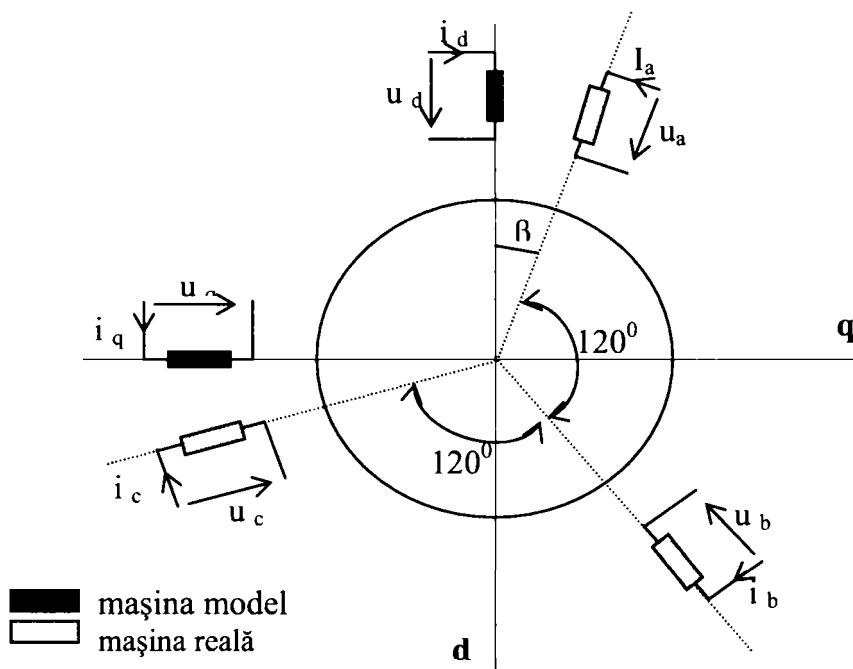


Fig.2.4 Echivalarea mașină model – mașină reală

Mărimile reale $i_a, i_b, i_c, u_a, u_b, u_c$ se găsesc din transformarea Park inversă, proiectând pe axele fazelor mărimile corespunzătoare modelului. Rezultă pentru curenți și tensiuni următoarele relații, cunoscute în literatură:

$$i_a = \sqrt{\frac{2}{3}} (I_d \cos \omega t - I_q \sin \omega t) \quad (2.39)$$

$$i_b = \sqrt{\frac{2}{3}} [I_d \cos(\omega t - 120) - I_q \sin(\omega t - 120)] \quad (2.40)$$

$$i_c = \sqrt{\frac{2}{3}} [I_d \cos(\omega t + 120) - I_q \sin(\omega t + 120)] \quad (2.41)$$

rezultând:

$$\underline{I}_s = I_d + jI_q = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_a + \underline{a} i_b + \underline{a}^2 i_c) \cdot e^{-j(\omega t + \theta_0)}; \quad \left(\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \right) \quad (2.42)$$

și analog pentru tensiuni:

$$u_a = \sqrt{\frac{2}{3}} (U_d \cos \omega t - U_q \sin \omega t) \quad (2.43)$$

$$u_b = \sqrt{\frac{2}{3}} [U_d \cos(\omega t - 120) - U_q \sin(\omega t - 120)] \quad (2.44)$$

$$u_c = \sqrt{\frac{2}{3}} [U_d \cos(\omega t + 120) - U_q \sin(\omega t + 120)] \quad (2.45)$$

rezultând:

$$\underline{U}_s = U_d + jU_q = \sqrt{\frac{2}{3}}(u_a + \underline{a} u_b + \underline{a}^2 u_c) \cdot e^{-j(\omega t + \theta_0)}; \quad \left(\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \right) \quad (2.46)$$

Pe baza celor prezentate mai sus, se prezintă în figurile 2.5 și 2.6 blocurile de transformare pentru tensiune respectiv pentru curent.

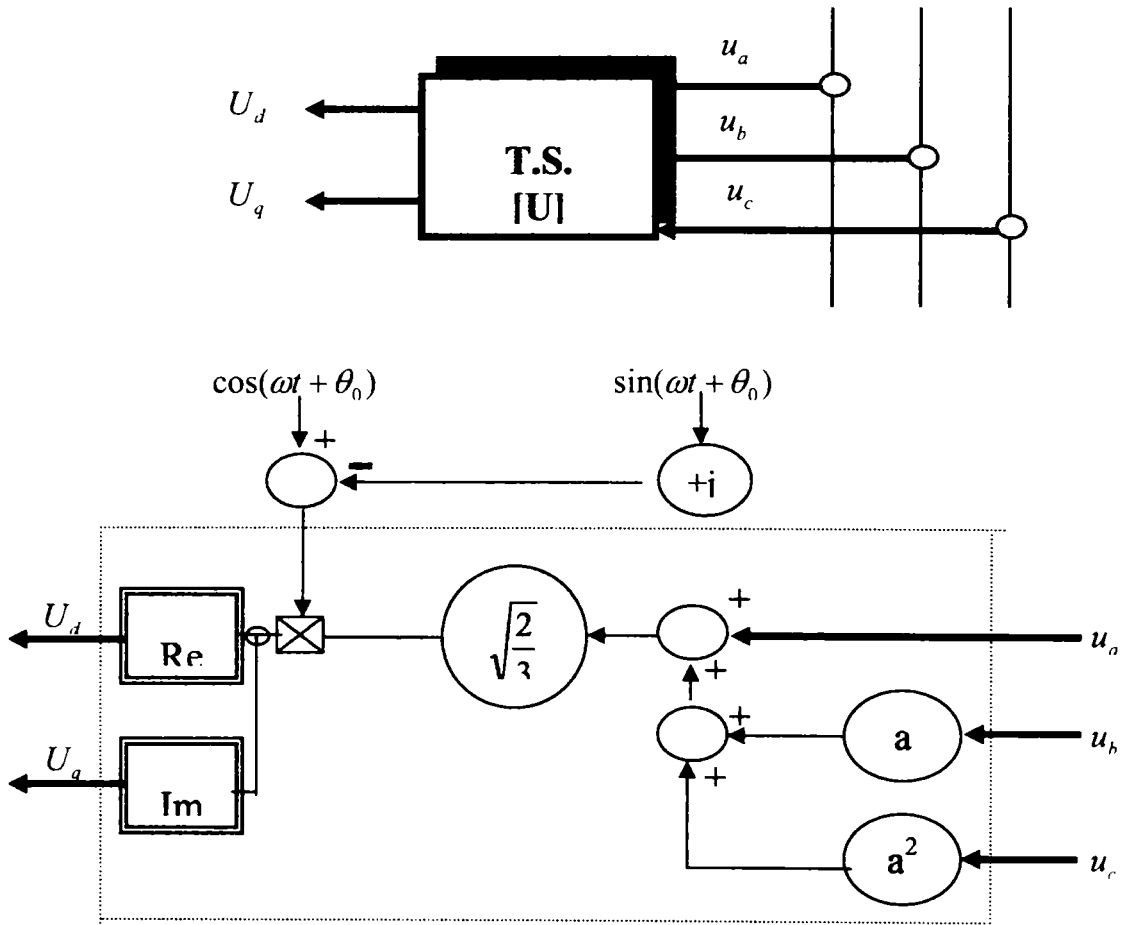


Fig. 2.5 Blocul transformării de sistem (trifazat - d-q) pentru tensiune

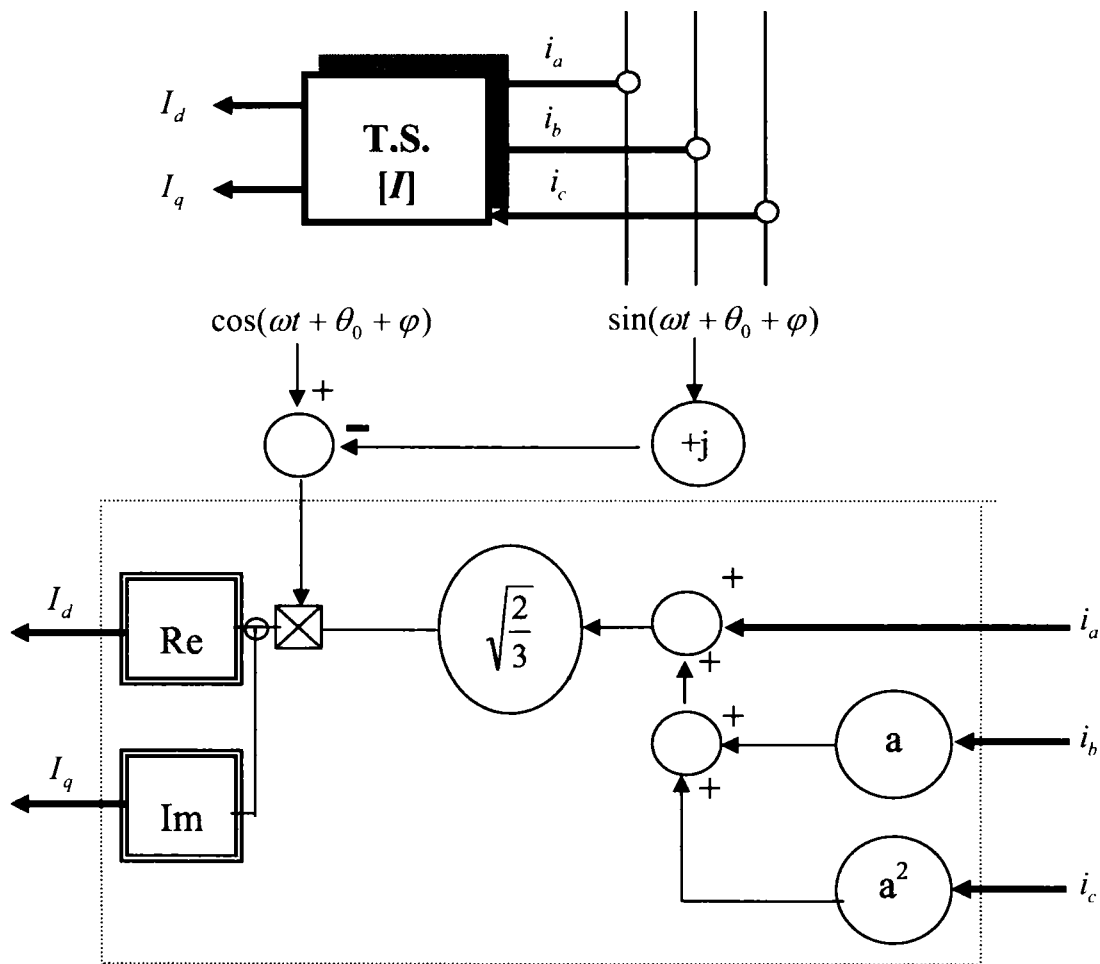


Fig. 2.6 Blocul transformării de sistem (trifazat - d-q) pentru curent

2.5 Identificarea parametrilor modelului ortogonal al mașinii asincrone

La mașinile asincrone din sistemele de acționare electrică, parametrii acestora se determină pe baza datelor de catalog respectiv a unor probe de mers în gol [6].

La valori ale inducției magnetice din miez până în „cotul” curbei de magnetizare inductanțele au valori care nu depind de curentul de magnetizare I_m (valorile *nesaturate*). La valori mai mari ale inducției electromagnetice, inductanțele se modifică cu I_m (curentul de magnetizare) și în calcule se lucrează cu valorile *saturate* [54].

În acest capitol se prezintă o metodă de determinare a parametrilor mașinii asincrone (cu rotorul în scurtcircuit), în situația în care inductanțele au valori care nu depind de curentul de magnetizare I_m (valorile *nesaturate*), deci mașina

asincronă considerată funcționează la valori ale inducției magnetice din miez până în „cotul” curbei de magnetizare.

2.5.1 Determinarea parametrilor mașinii asincrone pe baza datelor de catalog și a probelor de mers în gol

Funcționarea în gol [65] presupune $s = 0$ și schema electrică este cea din figura 2.7:

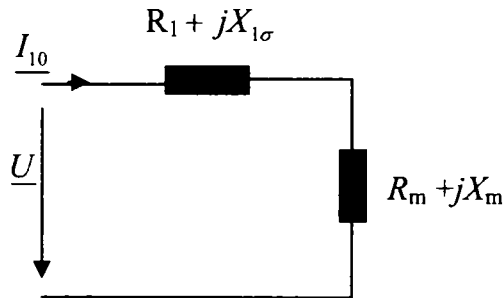


Fig.2.7 Schema electrică a mașinii asincrone la funcționarea în gol

Rezistența înfășurării statorice R_1 se determină prin măsurare directă cu ohmmetrul.

Din ecuația matricială sau din schema electrică echivalentă, la $s = 0$, $I_{dr} = I_{qr} = 0$ rezultă:

$$\underline{I}_{10} = \frac{U}{(R_1 + R_m) + j\omega_1 L_1} \quad (2.47)$$

de unde:

$$R_1 + R_m = \frac{P_{10}}{3I_{10}^2} \quad (2.48)$$

Inductanța proprie a înfășurării statorice se determină cu următoarea relație:

$$L_1 = \frac{1}{\omega_1} \sqrt{\left(\frac{U}{I_{10}}\right)^2 - (R_1 + R_m)^2} \quad (2.49)$$

Observație: La funcționarea în gol, $\underline{I}_{01} = \underline{I}_{10}$. În general însă, la $s \neq 0$ între cei doi curenți există inegalitatea:

$$I_{01} < I_{10} \quad (2.50)$$

La funcționarea în regim nominal ($s = s_N$) din ecuația matricială a mașinii asincrone rezultă:

$$\frac{U}{I_N} = \frac{\sqrt{[R_1 R_2 + s_N \omega_1^2 (M^2 - L_1 L_2)]^2 + [\omega_1 (L_1 R_2 + s_N R_1 L_2)]^2}}{\sqrt{R_2^2 + (s_N \omega_1 L_2)^2}} \quad (2.51)$$

Se obține astfel o expresie mai simplă:

$$\cos N = \frac{R_1 R_2^2 + R_1 (s_N \omega_1 L_2)^2 + s_N \omega_1^2 M^2 R_2}{[R_2^2 + (s_N \omega_1 L_2)^2] \frac{U}{I_N}} \quad (2.52)$$

sau

$$\operatorname{tg} N = \frac{R_2^2 \omega_1 L_1 + s_N^2 \omega_1^3 L_2 (L_1 L_2 - M^2)}{R_2^2 R_1 + R_2 s_N \omega_1^2 M^2 + R_1 s_N^2 \omega_1^2 L_2^2} \quad (2.53)$$

Cuplul nominal fiind [5]:

$$\begin{aligned} M_{\text{elmag}N} &= p_1 M \operatorname{Imag}(I_1 I_2^*) = \\ &= p_1 M \operatorname{Imag} \left(I_1 \frac{I_2^* (-s_N^2 \omega_1^2 L_2 M + j s_N \omega_1 M R_2)}{R_2^2 + (s_N \omega_1 L_2)^2} \right) = \frac{3 p_1 M^2 I_N^2 R_2 s_N \omega_1}{R_2^2 + (s_N \omega_1 L_2)^2} \end{aligned} \quad (2.54)$$

rezultă cea de-a treia relație pentru calculul parametrilor:

$$M_{\text{elmag}N} = \frac{3 p_1 M^2 R_2 s_N \omega_1}{R_2^2 + (s_N \omega_1 L_2)^2} I_N^2 \quad (2.55)$$

Precizare:

Mărimile rotorice R_2 , L_2 în relațiile de mai sus sunt considerate raportate la stator.

Rezistența rotorică raportată la stator R_2 se poate calcula cu relația:

$$R_2 = \frac{M_N s_N \Omega_1}{3 I_{rN}^2} \quad (2.56)$$

unde, pe baza rezultatelor din [6], se poate scrie:

$$I_{rN} = \frac{1,32 P_N}{3 U_{e1} (1 - s_N)} \quad (2.57)$$

$$U_{e1} = \left(0,85 - \frac{0,08 p_1}{\sqrt{3 P_N}} \right) U_N \quad (2.58)$$

Relațiile (2.52, 2.55, 2.56) stau la baza determinării parametrilor R_2 , L_2 , M așa cum se va vedea și în continuare prin considerarea unei mașini asincrone cu rotorul în scurtcircuit (existentă în cadrul laboratorului de mașini electrice al facultății) care are următoarele date de catalog:

$$\left. \begin{aligned} P_N &= 3 \text{ [KW]} & M_N &= 20,103 \text{ [Nm]} \\ n_N &= 1425 \text{ [rpm]} & U_N &= 220 / 380 \text{ [V]} \\ I_N &= 12,1 / 7 \text{ [A]} & \cos N &= 0,81 \end{aligned} \right\} \text{ la } U = 400 / \sqrt{3} \text{ [V]} \quad (2.59)$$

$$J = 0,017663 \text{ [Kg} \cdot \text{m}^2] \quad \left. \begin{aligned} P_{10} &= 220 \text{ [W]} \\ I_{10} &= 2,916 \text{ [A]} \end{aligned} \right\}$$

Din proba de gol rezultă:

$$R_1 + R_m = \frac{P_{10}}{3I_{10}^2} = \frac{220}{3 \cdot 2,916^2} = 8,624[\Omega] \quad (R_1 = 1,9[\Omega]) \quad (2.61)$$

de asemenea

$$L_1 = \frac{1}{\omega_1} \sqrt{\left(\frac{U}{I_{10}}\right)^2 - (R_1 + R_m)^2} = \frac{1}{314} \sqrt{\left(\frac{400}{2,196\sqrt{3}}\right)^2 - 8,624^2} = 0,25[H] \quad (2.62)$$

Din (2.56) se obține R_2 :

$$R_2 = \frac{M_N s_N \Omega_1}{3I_{rN}^2} = \frac{20,103 \cdot 0,05 \cdot 2\pi \cdot 1500}{3 \cdot 7,528^2 \cdot 60} = 0,928[\Omega] \quad (2.63)$$

deoarece

$$U_{e1} = \left(0,85 - \frac{0,08p_1}{\sqrt[3]{P_N}}\right) U_N = \left(0,85 - \frac{0,08 \cdot 2}{\sqrt[3]{3000}}\right) 220 = 184,56[V] \quad (2.64)$$

și

$$I_{rN} = \frac{1,32P_N}{3U_{e1}(1-s_N)} = \frac{1,32 \cdot 3000}{3 \cdot 184,56 \cdot 0,95} = 7,528[A] \quad (2.65)$$

Prin soluționarea sistemului format de relațiile (2.53, 2.55) și după alegerea soluției reale pozitive (unice) rezultă:

$$L_2 = 0,597[H] \quad (2.66)$$

$$M = 0,373[H] \quad (2.67)$$

soluție care verifică relația:

$$M^2 = 0,139659 < L_1 L_2 = 0,149381 \quad (2.68)$$

Coeficientul global de dispersie al mașinii este:

$$\sigma = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 L_2} = \frac{0,25 \cdot 0,597 - 0,13965}{0,25 \cdot 0,597} = 0,06432 \quad (2.69)$$

La mașinile cu dispersie nulă $\sigma = 0$, iar la mașinile cu dispersie mare, $M \rightarrow 0$ și deci $\sigma = 1$.

Mașina asincronă considerată în această lucrare, după cum se poate observa are un coeficient global de dispersie foarte mic, drept consecință a unui cuplaj magnetic foarte bun între stator și rotor. Ca urmare a acestei constatări, deja se poate trage o concluzie importantă care vizează dificultatea soluționării sistemelor de ecuații diferențiale pentru diverse regimuri tranzitorii și anume faptul că determinantul matricei coeficienților derivatelor din sistem (a se vedea relațiile 2.27; 2.28) având o valoare foarte mică, în vederea evitării nedeterminărilor matematice (împărțiri cu zero), trebuie să se lucreze cu un număr foarte mare de zecimale ceea ce complică mult calculele [92].

2.6 Efectul pelicular în rotor

Varianta teoretică

Efectul pelicular al curentului rotorului are o influență foarte mare asupra comportamentului motorului asincron. Curentul pelicular, cunoscut și ca *efectul Skin*, influențează valoarea rezistenței rotorului R_r' dependentă de frecvență [18]. Datorită curentului pelicular, secțiunea conductorului nu este decât parțial utilizată

de către componenta alternativă a curentului, deoarece odată cu creșterea frecvenței, curentul pătrunde mai puțin adânc în conductorul rotoric.

Curentul pelicular poate fi descris în două moduri:

- Analiza suprafeței efective: acest model este valabil numai în cazul semnalelor armonice, în schimb este din punct de vedere fizic ușor de urmărit.
- Descrierea prin schema echivalentă de conexiunea în lanț de conductoare necesită o deducere complicată și o implementare complexă, este însă valabilă pentru orice fel de semnale.

Semnale armonice

Deducerea prezentată poate fi utilizată numai în cazul semnalelor armonice. Micșorarea secțiunii efective a conductorului mărește rezistența acestuia. Adâncimea de pătrundere a curentului în funcție de frecvență [44] se calculează în baza relației:

$$d = \sqrt{\frac{1}{2\pi f_{RR} \mu_0 \sigma_{Al}}} \quad (2.70)$$

unde

- d adâncimea de pătrundere [mm]
- f_{RR} frecvența rotorică [Hz]
- μ_0 permeabilitatea magnetică [H/m]
- σ_{Al} conductibilitatea aluminiului [$m/(\Omega \cdot mm^2)$]

Frecvența curentilor rotorici, poate fi calculată din turația mecanică și frecvența rețelei:

$$f_{RR} = f_{Re\ tea} - \frac{\omega_{mec} p}{2\pi} \quad (2.71)$$

Pentru calculul rezistenței rotorice R_R' presupunem forma „clasică” a secțiunii transversale a creștăturii rotor, figura 2.8:

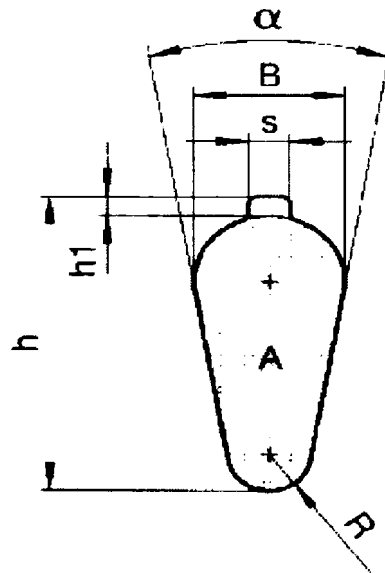


Fig.2.8 Secțiunea creștăturii rotor

$$R_{Rd}' = R_R' \frac{A_{Crestatura}}{A_{Crestatura_d}} \quad (2.72)$$

$R_{Rd'}$ – rezistența rotorică în funcție de adâncimea de pătrundere.

Secțiunea este alcătuită dintr-o jumătate de cerc în partea superioară [6], [17] un trapez și o jumătate de cerc în partea inferioară. În funcție de adâncimea de pătrundere, este utilizat numai un anumit procent al secțiunii.

Din momentul în care suprafața disponibilă a creștăturii se micșorează, se înregistrează o modificare a rezistenței rotorice $R_{Rd'}$.

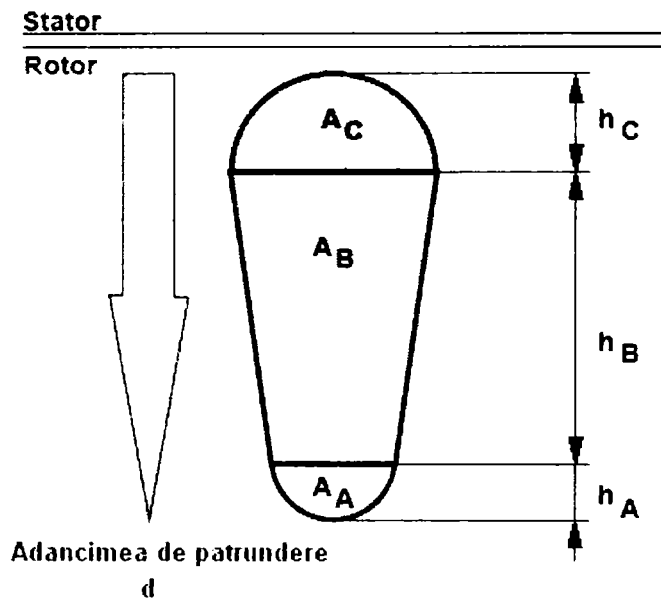


Fig.2.9 Analiza secțiunii creștăturii din rotor

Varianta experimentală

O altă variantă de a ține cont de influența efectului pelicular din rotor asupra parametrilor rotorici este prin implementarea dependenței acestora de alunecare [4], [6].

Rezistența rotorică R_2 și inductanța de dispersie rotorică $L_{2\sigma}$ se modifică cu frecvența f_2 a curenților rotorici, deci cu turația [4], în principiu de la $f_2 = 0$ la funcționarea în gol până la $f_2 = 50\text{Hz}$ (la pornire).

Variația rezistenței R_2 cu alunecarea s ($s = f_2 / f_1$) se poate aproxima ca fiind liniară (figura 2.10).

$$R_2 = R_{20} + a_1 s \quad (2.73)$$

unde R_{20} rezistența rotorică la funcționarea în gol ($s=0$);

Valorile constantelor R_{20} și a_1 se determină din mărimile nominale și cele de la pornire, formându-se astfel sistemul:

$$\begin{aligned} R_{2N} &= R_{20} + a_1 s_N \\ R_{2P} &= R_{20} + a_1 1 \end{aligned} \quad (2.74)$$

unde:

R_{2N} – rezistența rotorică la funcționarea în regim nominal (la $s = s_N$)

R_{2P} – rezistența rotorică la pornire (la $s = 1$).

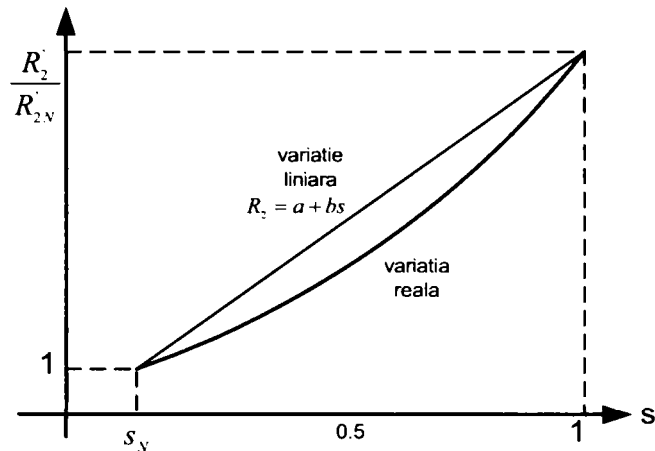


Fig. 2.10 Variația rezistenței rotorice cu alunecarea

Inductanța de dispersie rotorică $L_{2\sigma}$ scade cu mărirea alunecării, spre deosebire de rezistența R_2 care crește cu s (figura 2.11).

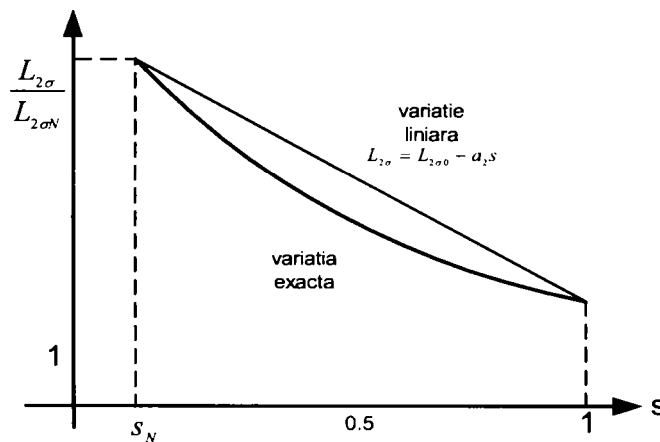


Fig. 2.11 Scăderea inductanței de dispersie cu alunecarea

$$L_{2\sigma 0} = L_{2\sigma 0} - a_2 s \quad (2.75)$$

unde:

$L_{2\sigma 0}$ - inductanța de dispersie rotorică la funcționarea în gol ($s = 0$);
 Valorile constantelor $L_{2\sigma 0}$ și a_2 se determină din sistemul:

$$\begin{aligned} L_{2\sigma N} &= L_{2\sigma 0} - a_2 s_N \\ L_{2\sigma P} &= L_{2\sigma 0} - a_2 1 \end{aligned} \quad (2.76)$$

unde:

$L_{2\sigma N}$ - inductanța de dispersie rotorică la funcționarea în regim nominal ($s = s_N$);
 $L_{2\sigma P}$ - inductanța de dispersie rotorică la pornire ($s = 1$).

Mărimile nominale: R_{2N} și $L_{2\sigma N}$ și cele de la pornire R_{2P} și $L_{2\sigma P}$ sunt cunoscute din datele de catalog, sau se pot calcula din datele nominale și cele de la pornire furnizate de firma constructoare.

2.7 Saturația magnetică la mașinile asincrone

2.7.1 Problema saturației magnetice la mașinile asincrone

Forma de variație în timp a curentului statoric este ne-sinusoidală la o mașină electrică saturată.

Aceeași formă de variație în timp o are și câmpul magnetic din întrefierul mașinii (conform legii circuitului magnetic).

Deoarece modelul ortogonal provine dintr-o mașină electrică alimentată printr-un sistem simetric trifazat de curenți care dau în întrefier un câmp magnetic distribuit sinusoidal în spațiu, modelarea unei mașini cu un câmp ne-sinusoidal presupune descompunerea în armonici a câmpului ne-sinusoidal și considerarea mașinii reale ca o sumă de mașini elementare care au distribuția sinusoidală a câmpului magnetic în întrefier [6], [73].

Numărul de mașini elementare este egal cu gradul (cu numărul) armonicii considerate la descompunerea câmpului magnetic ne-sinusoidal în armonici, figura 2.12.

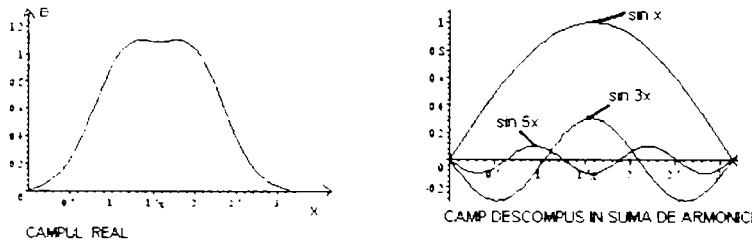


Fig. 2.12 Distribuția ne-sinusoidală în spațiu a câmpului magnetic

2.7.2 Determinarea gradului de saturație a miezului din compoziția armonică a curentului

La tensiunea la borne dată, U , [20] se poate calcula fluxul util din mașină la funcționarea în gol. Modificând valoarea tensiunii de la borne [16] se poate ridica curba de magnetizare $\psi_m = f(I_m)$ pe zona nesaturată și saturată (figura 2.13).

Curentul de magnetizare I_m este definit prin componentele sale I_{md} și I_{mq} :

$$I_m^2 = I_{md}^2 + I_{mq}^2 \quad (2.78)$$

unde

$I_{md} = I_d + I_{dr}$ - curentul de magnetizare corespunzător fluxului util ψ_{md}

$I_{mq} = I_q + I_{qr}$ - curentul de magnetizare corespunzător fluxului util ψ_{mq}

$$\underline{I}_m = \underline{I}_{md} + j\underline{I}_{dq} \quad \underline{I}_m = \underline{I}_s + \underline{I}_r$$

I_d curentul statoric din axa d;

I_{dr} curentul rotoric din axa d;

I_q curentul statoric din axa q;

I_{qr} curentul rotoric din axa q.

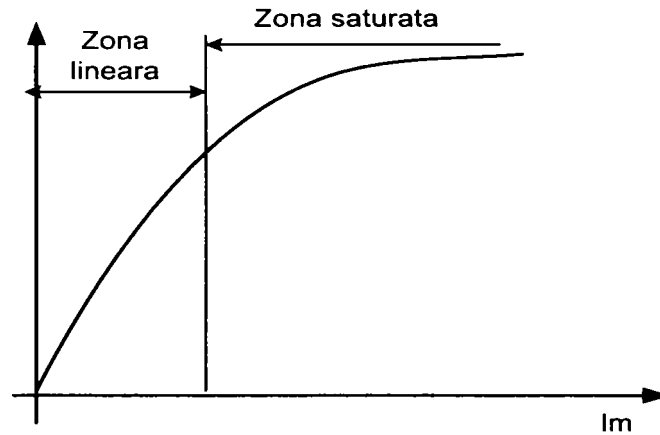


Fig. 2.13 Curba de magnetizare la mașina asincronă

$$\psi_d = \psi_{md} + L_{1\sigma} I_d \quad \text{- fluxul statoric din înfășurarea din axa d;} \quad (2.79)$$

$$\psi_q = \psi_{mq} + L_{1\sigma} I_q \quad \text{- fluxul statoric din înfășurarea din axa q;} \quad (2.80)$$

$$\psi_m^2 = \psi_{md}^2 + \psi_{mq}^2 \quad \text{- fluxul util } \psi_m \quad (2.81)$$

Observație:

Inductanțele de dispersie $L_{1\sigma}$ și $L_{2\sigma}$ sunt puțin influențate de gradul de saturație al mașinii și din acest motiv se consideră constante. Inductanța de dispersie rotorică $L_{2\sigma}$ se poate calcula din L_2 (inductanța rotorică principală) [6] și M (inductanța mutuală) cu relația:

$$L_{2\sigma} = L_2 - M \quad (2.82)$$

Eliminând curentul rotoric I_r rezultă:

$$\underline{U}_s = R_1 \cdot \underline{I}_s + j\omega_1 \left(\underline{\psi}_m + L_{1\sigma} \cdot \underline{I}_s \right) \quad (2.83.a)$$

$$0 = R_2 \left(\underline{I}_m - \underline{I}_s \right) + j\omega_1 s \left[\underline{\psi}_m + L_{2\sigma} \left(\underline{I}_m - \underline{I}_s \right) \right] \quad (2.83.b)$$

funcția $\psi_m = f(I_m)$ se deduce experimental

$$M_{el\text{mag}} = p_1 I_{\text{mag}} \left[\underline{I}_s \cdot \underline{\psi}_m^* \right] \quad (2.84)$$

sau după cele două axe [10]:

$$U = R_1 I_d - \omega_1 \psi_{mq} - \omega_1 L_{1\sigma} I_q$$

$$0 = R_1 I_q + \omega_1 \psi_{md} + \omega_1 L_{1\sigma} I_d$$

$$0 = R_2 (I_{md} - I_d) - s\omega_1 [\psi_{mq} + L_{2\sigma} (I_{mq} - I_q)]$$

$$0 = R_2 (I_{mq} - I_q) - s\omega_1 [\psi_{md} + L_{2\sigma} (I_{md} - I_d)]$$

$$\psi_m = f(I_m) \quad \text{- tabelar}$$

$$\psi_m = \sqrt{\psi_{md}^2 + \psi_{mq}^2} \quad (2.85)$$

$$\psi_{md} = \frac{\psi_m}{I_m} I_{md}$$

$$\psi_{mq} = \frac{\psi_m}{I_m} I_{mq}$$

$$M_{elmag} = p_1(I_q\psi_{md} - I_d\psi_{mq}) - \text{ecuația cuplului}$$

Fiind dat punctul de funcționare P de pe curba de magnetizare $\Psi_m(I_m)$ - ridicată experimental [7] - se cunosc valorile curentului de magnetizare I_m și a fluxului util ψ_m (figura 2.14):

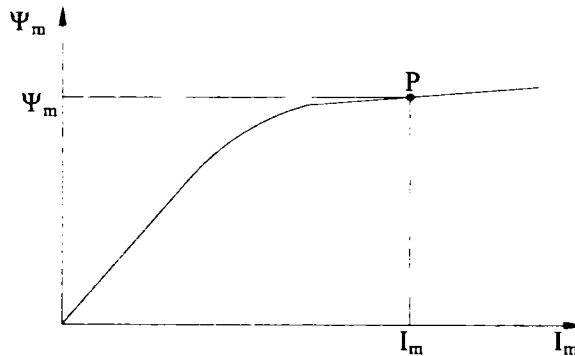


Fig. 2.14 Curba de magnetizare

La o alunecare „s” cunoscută (turația fiind impusă) prin rezolvarea sistemului de 8 ecuații (2.85) se obțin necunoscutele:

$$U, I_d, I_q, I_{md}, I_{mq}, \psi_{md}, \psi_{mq} \text{ și } M_{elmag}.$$

Observații:

- 1) La neglijarea rezistențelor satorice ($R_1 \rightarrow 0$) și a dispersiilor ($L_{1\sigma} \rightarrow 0, L_{2\sigma} \rightarrow 0$), se obține sistemul simplificat:

$$U = -\omega_1\psi_{mq}$$

$$0 = \psi_{md}, \text{ (ceea ce impune } \psi_m = \psi_{mq} \text{ și } I_{md} = 0 \text{)}$$

$$0 = R_2(I_{md} - I_d) - s\omega_1\psi_{mq} \quad (2.86)$$

$$0 = R_2(I_{mq} - I_q) - s\omega_1\psi_{md}$$

$$\psi_m = \psi_{mq} = f(I_m)$$

$$M_{elmag} = -p_1 I_d \psi_{mq}$$

sau

$$U = -\omega_1\psi_{mq}$$

$$I_d = -\frac{s\omega_1\psi_m}{R_2},$$

$$I_m = I_{mq} = I_q$$

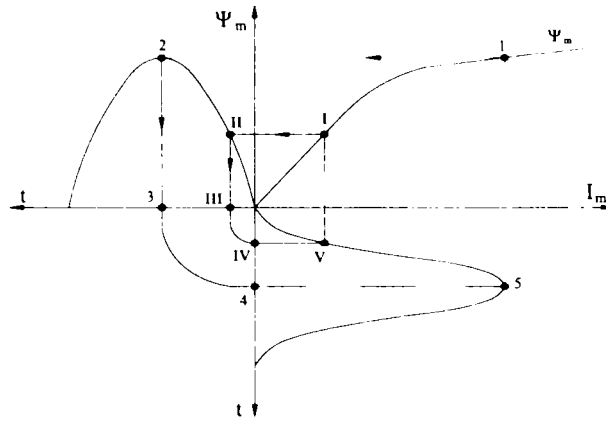
$$I_q = I_m \quad (2.87)$$

$$\psi_{mq} = \psi_m$$

$$0 = R_2(I_{mq} - I_q) - s\omega_1\psi_{md}$$

$$\text{Funcția: } \psi_m = f(I_m) \quad M_{elmag} = -p_1 I_d \psi_{mq}$$

La tensiunea de alimentare sinusoidală U rezultă un flux ψ_m sinusoidal și deci I_m va conține o sumă de armonici [16] așa cum rezultă din figura 2.15 (care dă variația $I_m(t)$):

Fig.2.15 Dependenta $I_m(t)$

Rezolvarea sistemului se poate face în două moduri:

a) pornind de la fixarea punctului de pe caracteristica de magnetizare (ca și în cazul anterior) și deci ψ_m și I_m sunt dați. Rezultă tensiunea $U = -\omega\psi_m$ și curentul:

$$I_d = -\frac{s\omega_1\psi_m}{R_2} \quad (2.88)$$

Cu I_d și ψ_{mq} astfel calculați se obține cuplul electromagnetic $M_{elmag} = -p_1 I_d \psi_{mq}$.

b) Cunoscând tensiunea U rezultă fluxul $\psi_m = -(U / (\omega_1))$ și din funcția $\psi_m(I_m)$ se obține I_m .

La o tensiune U sinusoidală se obține, datorită saturației, un curent ne-sinusoidal având următoarea compoziție armonică:

Curentul fundamentalei este:

$$i_s(1) = \sum \sqrt{2} I_k \sin\left(k\omega t + \frac{n}{2}\right) \quad (2.89)$$

$$I_s(1) = I_d + jI_q(1) \quad (2.90)$$

sau

$$i_s(1) = \sqrt{I_d^2 + I_{q(1)}^2} \sqrt{2} \sin\left[\omega t + \arctg\left(\frac{I_q(1)}{I_d}\right)\right] \quad (2.91)$$

$$I_s(k) = jI_q(k) \quad (2.92)$$

Cunoscând tabelar funcția $I_m(t)$ de forma, figura 2.16, se obține descompunerea în serie Fourier a funcției $I_m(t)$:

$$I_m(t) = I_m(1) + I_m(2) + I_m(3) + \dots \quad (2.93)$$

și apoi curentul statoric $i_s(t)$:

$$i_s(t) = i_s(1) + i_s(2) + i_s(3) + \dots \quad (2.94)$$

unde:

$$i_s(1) = \sqrt{I_d^2 + I_{q(1)}^2} \sqrt{2} \sin\left[\omega t + \arctg\left(\frac{I_q(1)}{I_d}\right)\right] \quad (2.95.a)$$

$$I_d = -\frac{s\omega_1\psi_m}{R_2} \quad (2.95.b)$$

$$I_m(1) = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} I_m(t) \sin(\omega t) dt \quad (2.95.c)$$

$$I_m(K) = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} I_m(t) \sin(K\omega t) dt \quad (2.95.d)$$

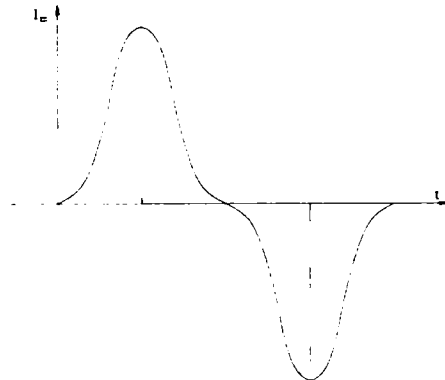


Fig.2.16 Variația în timp a curentului de magnetizare

Funcția $I_m(t)$, fiind dată tabelar, se impune o analiză Fourier discretă cu armonicile superioare ($K \geq 2$) calculate astfel:

$$i_m(t) = \sum_{k=2}^{\infty} I_m(k) \sin(K\omega t) \quad (2.96)$$

Precizări:

1) Așa cum era cunoscut în literatura de specialitate [6], [73] consumatorul neliniar (motorul asincron) primește din rețeaua de tensiune sinusoidală putere activă pe fundamentală: $P_1 = UI_1 \cos \phi_1$ din care consumă o parte, restul de putere

activă $\left(\sum_{k=2}^{\infty} P_k \right)$ o debitează prin armonici în rețeaua de alimentare, adică la alți

consumatori care pot fi liniari sau neliniari.

2) Componenta curentului după axa d (axa longitudinală) - I_d - este așa cum rezultă din cele de mai sus, determinată de fluxul util ψ_m și din acest motiv se mai numește componenta dependentă de flux.

Funcția $I_m(\psi_m)$ se poate aproxima printr-o expresie polinomială [48] de grad 11 de forma:

$$i_m(t) = a_1 \psi_m + a_2 \psi_m^2 + a_3 \psi_m^3 + a_4 \psi_m^4 + a_5 \psi_m^5 + a_6 \psi_m^6 + a_7 \psi_m^7 + a_8 \psi_m^8 + a_9 \psi_m^9 + a_{10} \psi_m^{10} + a_{11} \psi_m^{11} \quad (2.97)$$

Deoarece tensiunea de alimentare are o variație sinusoidală, fluxul ψ_m se poate scrie astfel:

$$\psi_m(t) = A \sin(\omega_1 t) \quad \text{unde } A = \frac{U}{\omega_1} \quad (2.98)$$

și expresia curentului $i_m(t)$ devine:

$$i_m(t) = a_1 A \sin(\omega t) + a_2 A^2 \sin^2(\omega t) + a_3 A^3 \sin^3(\omega t) + a_4 A^4 \sin^4(\omega t) + a_5 A^5 \sin^5(\omega t) +$$

$$\begin{aligned}
& + a_6 A^6 \sin^6(\omega t) + a_7 A^7 \sin^7(\omega t) + a_8 A^8 \sin^8(\omega t) + a_9 A^9 \sin^9(\omega t) + a_{10} A^{10} \sin^{10}(\omega t) + \\
& + a_{11} A^{11} \sin^{11}(\omega t) = \\
& = a_1 A \sin(\omega t) + \frac{a_2 A^2}{2} [1 - \cos(2\omega t)] + \frac{a_3 A^3}{4} [3 \sin(\omega t) - \sin(3\omega t)] + \\
& + \frac{a_4 A^4}{8} [3 - 4 \cos(2\omega t) + \cos(4\omega t)] + \frac{a_5 A^5}{16} [10 \sin(\omega t) - 5 \sin(3\omega t) + \sin(5\omega t)] + \\
& + \frac{a_6 A^6}{32} [10 - 15 \cos(2\omega t) + 6 \cos(4\omega t) - \cos(6\omega t)] + \\
& + \frac{a_7 A^7}{64} [35 \sin(\omega t) - 21 \sin(3\omega t) + 7 \sin(5\omega t) - \sin(7\omega t)] + \\
& + \frac{a_8 A^8}{128} [35 - 56 \cos(2\omega t) + 28 \cos(4\omega t) - 8 \cos(6\omega t) + \cos(8\omega t)] + \\
& + \frac{a_9 A^9}{256} [126 \sin(\omega t) - 84 \sin(3\omega t) + 36 \sin(5\omega t) - 9 \sin(7\omega t) + \sin(9\omega t)] + \\
& + \frac{a_{10} A^{10}}{512} [126 - 210 \cos(2\omega t) + 120 \cos(4\omega t) - 45 \cos(6\omega t) + 10 \cos(8\omega t) - \cos(10\omega t)] + \\
& + B_2 \cos(2\omega t) + B_4 \cos(4\omega t) + B_6 \cos(6\omega t) + B_8 \cos(8\omega t) + B_{10} \cos(10\omega t) + B_0
\end{aligned} \tag{2.99}$$

unde

$$\begin{aligned}
B_1 &= a_1 A + \frac{3a_3 A^3}{4} + \frac{5a_5 A^5}{8} + \frac{35a_7 A^7}{64} + \frac{63a_9 A^9}{128} + \frac{231a_{11} A^{11}}{512} \\
B_2 &= -\frac{a_2 A^2}{2} - \frac{a_4 A^4}{2} - \frac{15a_6 A^6}{32} - \frac{7a_8 A^8}{16} - \frac{105a_{10} A^{10}}{256} \\
B_3 &= -\frac{a_3 A^3}{4} - \frac{5a_5 A^5}{16} - \frac{21a_7 A^7}{64} - \frac{21a_9 A^9}{64} - \frac{165a_{11} A^{11}}{512} \\
B_4 &= \frac{a_4 A^4}{8} + \frac{3a_6 A^6}{16} + \frac{7a_8 A^8}{32} + \frac{15a_{10} A^{10}}{64} \\
B_5 &= \frac{5a_5 A^5}{16} + \frac{7a_7 A^7}{64} + \frac{9a_9 A^9}{64} + \frac{165a_{11} A^{11}}{1024} \\
B_6 &= -\frac{a_6 A^6}{32} - \frac{a_8 A^8}{16} - \frac{45a_{10} A^{10}}{512} \quad B_7 = -\frac{a_7 A^7}{64} - \frac{9a_9 A^9}{256} - \frac{55a_{11} A^{11}}{1024} \\
B_8 &= \frac{a_8 A^8}{128} + \frac{5a_{10} A^{10}}{256} \quad B_9 = \frac{a_9 A^9}{256} + \frac{11a_{11} A^{11}}{1024} \quad B_{10} = -\frac{a_{10} A^{10}}{512} \quad B_{11} = -\frac{a_{11} A^{11}}{1024} \\
B_0 &= \frac{a_2 A^2}{2} + \frac{3a_4 A^4}{8} + \frac{5a_6 A^6}{16} + \frac{35a_8 A^8}{128} + \frac{63a_{10} A^{10}}{256}
\end{aligned} \tag{2.100}$$

Compoziția armonica a curentului se scrie sub forma:

$$\begin{aligned}
i_m(t) &= B_0 + B_1 \sin(\omega t) + B_2 \cos(2\omega t) + B_3 \sin(3\omega t) + B_4 \cos(4\omega t) + B_5 \sin(5\omega t) + \\
& + B_6 \cos(6\omega t) + B_7 \sin(7\omega t) + B_8 \cos(8\omega t) + B_9 \sin(9\omega t) + B_{10} \cos(10\omega t) + B_{11} \sin(11\omega t)
\end{aligned} \tag{2.101}$$

Determinarea coeficienților B_k ($k=1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11$):

Așa cum se observă din expresia coeficienților B_k se impune determinarea coeficienților $a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, a_6, a_7, a_8, a_9, a_{10}, a_{11}$.

Coefficienții a_k se determină din curba experimentală $I_m(\psi_m)$ în felul următor:
 - se aleg 11 puncte pe curba $\psi_m(I_m)$: $P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, P_6, P_7, P_8, P_9, P_{10}, P_{11}$,
 figura 2.17

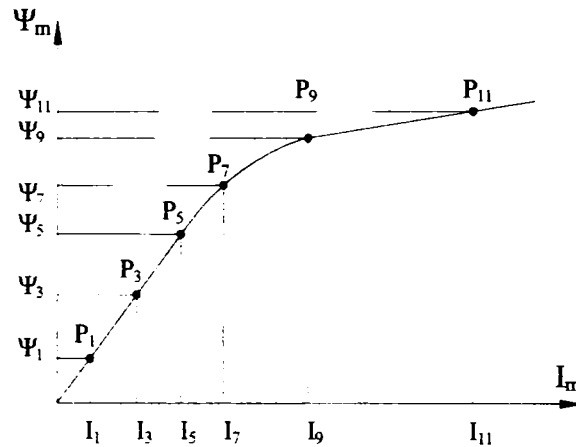


Fig.2.17 Alegerea punctelor de pe curba experimentală $\psi_m(I_m)$

se formează sistemul algebric:

$$I_1 = a_1\psi_1 + a_2\psi_1^2 + a_3\psi_1^3 + a_4\psi_1^4 + a_5\psi_1^5 + a_6\psi_1^6 + a_7\psi_1^7 + a_8\psi_1^8 + a_9\psi_1^9 + a_{10}\psi_1^{10} + a_{11}\psi_1^{11}$$

$$I_2 = a_1\psi_2 + a_2\psi_2^2 + a_3\psi_2^3 + a_4\psi_2^4 + a_5\psi_2^5 + a_6\psi_2^6 + a_7\psi_2^7 + a_8\psi_2^8 + a_9\psi_2^9 + a_{10}\psi_2^{10} + a_{11}\psi_2^{11}$$

$$I_3 = a_1\psi_3 + a_2\psi_3^2 + a_3\psi_3^3 + a_4\psi_3^4 + a_5\psi_3^5 + a_6\psi_3^6 + a_7\psi_3^7 + a_8\psi_3^8 + a_9\psi_3^9 + a_{10}\psi_3^{10} + a_{11}\psi_3^{11}$$

$$I_4 = a_1\psi_4 + a_2\psi_4^2 + a_3\psi_4^3 + a_4\psi_4^4 + a_5\psi_4^5 + a_6\psi_4^6 + a_7\psi_4^7 + a_8\psi_4^8 + a_9\psi_4^9 + a_{10}\psi_4^{10} + a_{11}\psi_4^{11}$$

$$I_5 = a_1\psi_5 + a_2\psi_5^2 + a_3\psi_5^3 + a_4\psi_5^4 + a_5\psi_5^5 + a_6\psi_5^6 + a_7\psi_5^7 + a_8\psi_5^8 + a_9\psi_5^9 + a_{10}\psi_5^{10} + a_{11}\psi_5^{11}$$

$$I_6 = a_1\psi_6 + a_2\psi_6^2 + a_3\psi_6^3 + a_4\psi_6^4 + a_5\psi_6^5 + a_6\psi_6^6 + a_7\psi_6^7 + a_8\psi_6^8 + a_9\psi_6^9 + a_{10}\psi_6^{10} + a_{11}\psi_6^{11}$$

$$I_7 = a_1\psi_7 + a_2\psi_7^2 + a_3\psi_7^3 + a_4\psi_7^4 + a_5\psi_7^5 + a_6\psi_7^6 + a_7\psi_7^7 + a_8\psi_7^8 + a_9\psi_7^9 + a_{10}\psi_7^{10} + a_{11}\psi_7^{11}$$

$$I_8 = a_1\psi_8 + a_2\psi_8^2 + a_3\psi_8^3 + a_4\psi_8^4 + a_5\psi_8^5 + a_6\psi_8^6 + a_7\psi_8^7 + a_8\psi_8^8 + a_9\psi_8^9 + a_{10}\psi_8^{10} + a_{11}\psi_8^{11} \quad (2.102)$$

$$I_9 = a_1\psi_9 + a_2\psi_9^2 + a_3\psi_9^3 + a_4\psi_9^4 + a_5\psi_9^5 + a_6\psi_9^6 + a_7\psi_9^7 + a_8\psi_9^8 + a_9\psi_9^9 + a_{10}\psi_9^{10} + a_{11}\psi_9^{11}$$

$$I_{10} = a_1\psi_{10} + a_2\psi_{10}^2 + a_3\psi_{10}^3 + a_4\psi_{10}^4 + a_5\psi_{10}^5 + a_6\psi_{10}^6 + a_7\psi_{10}^7 + a_8\psi_{10}^8 + a_9\psi_{10}^9 + a_{10}\psi_{10}^{10} + a_{11}\psi_{10}^{11}$$

$$I_{11} = a_1\psi_{11} + a_2\psi_{11}^2 + a_3\psi_{11}^3 + a_4\psi_{11}^4 + a_5\psi_{11}^5 + a_6\psi_{11}^6 + a_7\psi_{11}^7 + a_8\psi_{11}^8 + a_9\psi_{11}^9 + a_{10}\psi_{11}^{10} + a_{11}\psi_{11}^{11}$$

- se rezolvă sistemul în necunoscutele $a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, a_6, a_7, a_8, a_9, a_{10}, a_{11}$;

- se calculează, pentru o anumită valoare dată a coeficientului $A = \frac{U}{\omega_1}$ valorile

coeficienților B_k .

2.8 Concluzii

Pe baza modelelor menționate în literatură s-au creat modele care țin seama de efectul pelicular și saturația magnetică. Modelele matematice construite au fost analizate având în vedere diverse aplicații.

S-au analizat limitele între care pot fi parametrii mașinii asincrone în cazul existenței soluțiilor stabile de funcționare. Evaluarea efectului pelicular și al saturației magnetice oferă soluții mai ample de rezolvare a alimentării mașinii la tensiune și frecvență variabilă.

Ecuatiile modelului ortogonal, construit din cele existente, sub aspect matematic, așa cum rezultă din paragraful 2.1, prezintă simplitate și coerență, avantaje care fac ca modelul ortogonal să fie deosebit de util în vederea unei reprezentări cât mai simple și în același timp cât mai exhaustive și fidele a mașinii electrice fizice (reale);

Determinarea parametrilor mașinii asincrone pe baza datelor de catalog și a probelor de mers în gol este o metodă simplă care implică atât partea experimentală (mers în gol la tensiunea nominală) care nu ridică probleme deosebite (nici chiar la mașinile de putere mare unde pornirea în gol se face cu tensiune variabilă pentru a evita șocurile de putere în rețea și în mașină) cât și partea de calcul (care nici ea nu prezintă dificultăți) fiind potrivită situației în care sunt cunoscute datele de catalog ale mașinii.

3. ANALIZA PRIN SIMULARE A UNOR REGIMURI DE FUNCȚIONARE ALE MAȘINII ASINCRONE LA TURAȚII VARIABLE

3.1 Introducere

Analiza prin simulare se face pentru diverse regimuri de funcționare ale unei mașini asincrone funcționând la turații variabile.

În prima fază se introduc parametrii mașinii pe care autorul le-a dedus completând informația din literatura de specialitate prin metode proprii, date la capitolul anterior.

Se au în vedere simulări la pornirea în gol a mașinii asincrone în trei variante: fără efect pelicular, cu efect pelicular estimat teoretic și cu efect pelicular estimat experimental. Simulările se fac atât pentru regim de motor cât și pentru regim de generator, funcționând în sarcină, urmărindu-se variația în timp a curentului, cuplului și turației, concluzionându-se prin rezultatele obținute valabilitatea modelelor construite.

Analizând aceste simulări, se poate evidenția influența temperaturii asupra evoluției curentului și pulsației și de asemenea, aceleași aspecte se pot vedea și la considerarea efectului pelicular.

Se analizează prin simulare comportarea mașinii la diverse valori ale tensiunii și frecvenței de alimentare precum și pentru situații cu evoluții diferite de conectare și deconectare a sarcinii.

O atenție deosebită se acordă funcționării în regim saturat a mașinii asincrone, regim în care apar armonici superioare în curent. Se calculează valorile acestor armonici pentru a se putea adapta o strategie de filtrare, dat fiind faptul că, în general, instalațiile cu electronică de putere poluează armonic sistemele electro-energetice.

Se dau metodele de determinare a amplitudinilor armonicilor la diverse tensiuni de alimentare și cuplu rezistent constant, cazul liftului, sau la cuplu variabil și tensiune constantă, cazul sistemelor electrice de tracțiune (tramvai, troleibuz, trenuri electrice).

3.2 Parametrii independenți cu gradul de saturație

3.2.1 Structura simulării

Un prim pas care trebuie rezolvat este conectarea și interconectarea diferitelor blocuri din structura de simulare, figura 3.1, în vederea obținerii modelului complet [97] și a posibilității de a reuși simularea cât mai multor situații și regimuri de funcționare posibile ale mașinii asincrone [62], [89], după care urmează descrierea blocurilor componente care se regăsesc în structura de simulare.

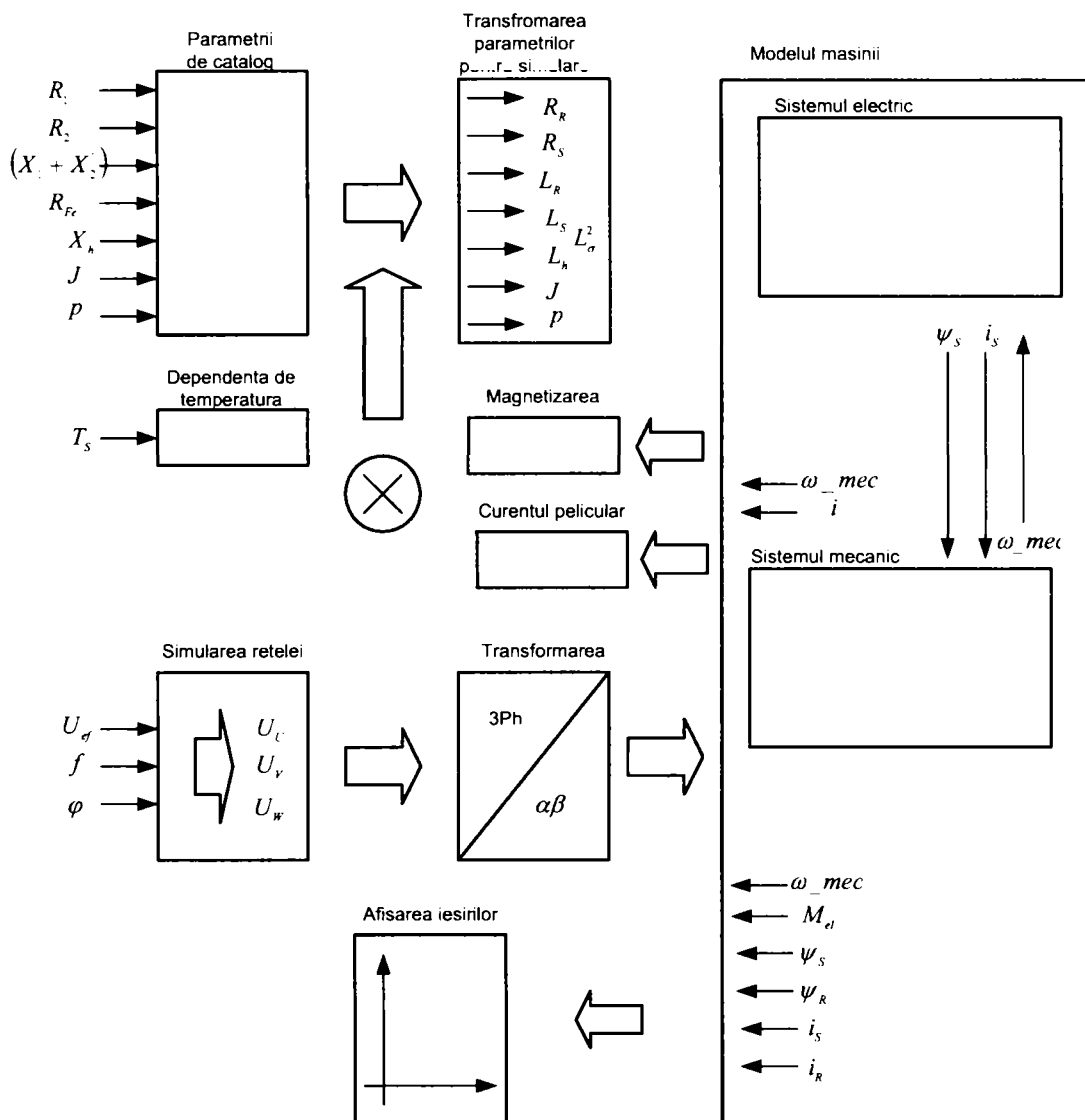


Fig.3.1 Structura de simulare

3.2.1.1 Introducerea parametrilor

Parametrii de catalog esențiali la descrierea funcționării unei mașini asincrone [9], [15], [38], [114] sunt:

- R_1 rezistența înfășurării statorice
- R_2' rezistența rotorică raportată la stator
- R_{Fe} rezistența echivalentă a pierderilor în Fe
- X_h reactanța principală
- $(X_1 + X_2')$ reactanța de dispersie
- P_{frec} pierderile prin frecare
- J momentul de inerție
- p numărul de perechi de poli

3.2.1.2 Calculul de transformare al parametrilor pentru simulare

În vederea implementării simulării [45], parametrii de catalog urmează să fie transformați în parametrii de simulare. Principial, mașina și modelul trebuie privite complet separat [18], [45].

Parametrii identificați ai mașinii sunt pentru conexiunea Δ . Parametrii pentru conexiunea Y sunt mai mici cu factorul 3.

Mașina asincronă analizată este de 5.5 kW; Δ / Y 400V / 690, 11A / 6.9A; turația nominală 1440 1/min.

Valorile numerice ale parametrilor mașinii folosite la simulare [7], sunt prezentate în rubrica *mărimi de catalog* a tabelului 3.1:

Tab.3.1 Stabilirea parametrilor pentru simulare

Mărimi din catalog	Calculul parametrilor de simulare	Valori pentru simularea în Δ	Valori pentru simularea în Y
$R_1 = 2.78\Omega$	$R_S = R_1$	2.78 Ω	0.927 Ω
$R_2' = 4.25\Omega$	$R_R' = R_2'$	4.25 Ω	1.416 Ω
$R_{Fe} = 3777\Omega$	$R_{Fe} = 0$	0 Ω	0 Ω
$X_h = 207\Omega$	$L_h = \frac{X_h}{2\pi f}$	0.6589 H	0.2196 H
$(X_1 + X_2') = 13.35\Omega$	$L_S = L_R = \frac{1}{2} \frac{X_1 + X_2'}{2\pi f} + L_h$	0.6801 H	0.2267 H
	$L_\sigma^2 = L_S \cdot L_R - L_h^2$	28.45 mH	3.16 H
P_{frec}	$P_{frec} = P_{frec}$	167.1 W	167.1 W
J	J = J	0.02738kgm ²	0.02738kgm ²
p	p=p	2	2

$$L_h = \frac{X_h}{2\pi f} \quad (3.1)$$

$$L_S = L_R = \frac{1}{2} \frac{X_1 + X_2'}{2\pi f} + L_h \quad (3.2)$$

$$L_\sigma^2 = L_S \cdot L_R - L_h^2 \quad (3.3)$$

Pierderile în fier urmează să fie neglijate ($R_{Fe} = \infty \Omega$). Raportul de transformare este necunoscut, putând porni de la faptul că $X_1 = X_2'$.

3.2.1.3 Simularea rețelei

Se are în vedere faptul că motorul este alimentat de la o rețea simetrică. Rețeaua este, inițial, simulată pentru următorii parametri, tabelul 3.2:

Tab.3.2 Parametrii rețelei

U_{ef}	Valoarea efectivă a tensiunii	400V
F	Frecvența	50Hz
φ	Defazajul inițial al oscilației $\cos\varphi$	0°

Odată cu validarea funcționării corecte a modelului implementat, valorile parametrilor de alimentare vor putea fi modificați după cerințele care se impun.

3.2.1.4 Simularea sarcinii

Sarcina este introdusă ca moment de sarcină în funcție de timp [62]. Cu ajutorul blocului *Look-up-Table*, un bloc care realizează interpolarea valorilor [35], pot fi simulate, de exemplu, următoarele sarcini [36]:

- Conectarea- deconectarea sarcinii la motor;
- Sarcină rampă.

3.2.1.5 Transformările de coordonate

Transformarea în reprezentarea fazorilor temporali, simplifică descrierea mașinilor rotitoare [4]. Cu alte cuvinte, influența și comportamentul celor trei înfășurări, simetric repartizate în mașină, sunt descrise într-un sistem ortogonal, format din două axe [50].

3Ph >> αβ

Pentru transformarea evoluției temporare trifazice în fazori ale sistemului de coordonate statoric αβ, sunt valabile ecuațiile de transformare [34]:

$$x = x_{\alpha} + jx_{\beta} \quad x_{\alpha} = \frac{1}{3}(2x_U - x_V - x_W) \quad x_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(x_V - x_W) \quad (3.4)$$

αβ >> 3Ph

Pentru ca transformarea inversă să fie corectă, suma mărimilor trebuie să fie egală cu zero. Atunci:

$$x_U = x_{\alpha} \quad x_V = \frac{1}{2}(\sqrt{3}x_{\beta} - x_{\alpha}) \quad x_W = \frac{1}{2}(-\sqrt{3}x_{\beta} - x_{\alpha}) \quad (3.5)$$

3.2.1.6 Modelul mașinii

Descrierea completă a circuitului statoric și rotoric a unei mașinii asincrone în reprezentarea fazorială este formată din cinci ecuații complexe și o ecuație reală. Deducerea ecuațiilor în coordonate statorice fixe αβ a fost prezentată în capitolul al II-lea.

Pentru simulare, ecuațiile trebuie, în măsura posibilă, să se regăsească în formă integrală. Mașina este descrisă printr-un model electric și mecanic [4], [6], [18], [115]:

Modelul electric

Înlănțuirea fluxului statoric:

$$\psi_{S\alpha} = \int (u_{S\alpha} - R_S i_{S\alpha}) dt \quad (3.6.a)$$

$$\psi_{S\beta} = \int (u_{S\beta} - R_S i_{S\beta}) dt \quad (3.6.b)$$

Înlănțuirea fluxului rotoric:

$$\psi_{R\alpha} = \int (-R_R i_{R\alpha} - p\omega_{mec} \cdot \psi_{R\beta}) dt \quad (3.7.a)$$

$$\psi_{R\beta} = \int (-R_R i_{R\beta} + p\omega_{mec} \cdot \psi_{R\alpha}) dt \quad (3.7.b)$$

Curentul statoric:

$$i_{Sa} = \psi_{Sa} \frac{L_R}{L_\sigma^2} - \psi_{Ra} \frac{L_h}{L_\sigma^2} \quad (3.8.a)$$

$$i_{S\beta} = \psi_{S\beta} \frac{L_R}{L_\sigma^2} - \psi_{R\beta} \frac{L_h}{L_\sigma^2} \quad (3.8.b)$$

Curentul din rotor:

$$i_{Ra} = -\psi_{Sa} \frac{L_h}{L_\sigma^2} + \psi_{Ra} \frac{L_S}{L_\sigma^2} \quad (3.9)$$

$$i_{R\beta} = -\psi_{S\beta} \frac{L_h}{L_\sigma^2} + \psi_{R\beta} \frac{L_h}{L_\sigma^2}$$

Modelul mecanic

Momentul mașinii:

$$M_{El} = \frac{3p}{2} (\psi_{Sa} i_{S\beta} - \psi_{S\beta} i_{Sa}) \quad (3.10)$$

Turația:

$$\omega_{mec} = \frac{1}{J} \int (M_{El} - M_{Sarcina} - M_{Frecare}) dt \quad (3.11)$$

Ecuțiile care descriu comportarea mașinii asincrone, (3.6) – (3.11) pot fi implementate, la nivel de schemă bloc [76], așa cum se prezintă în figura 3.2.

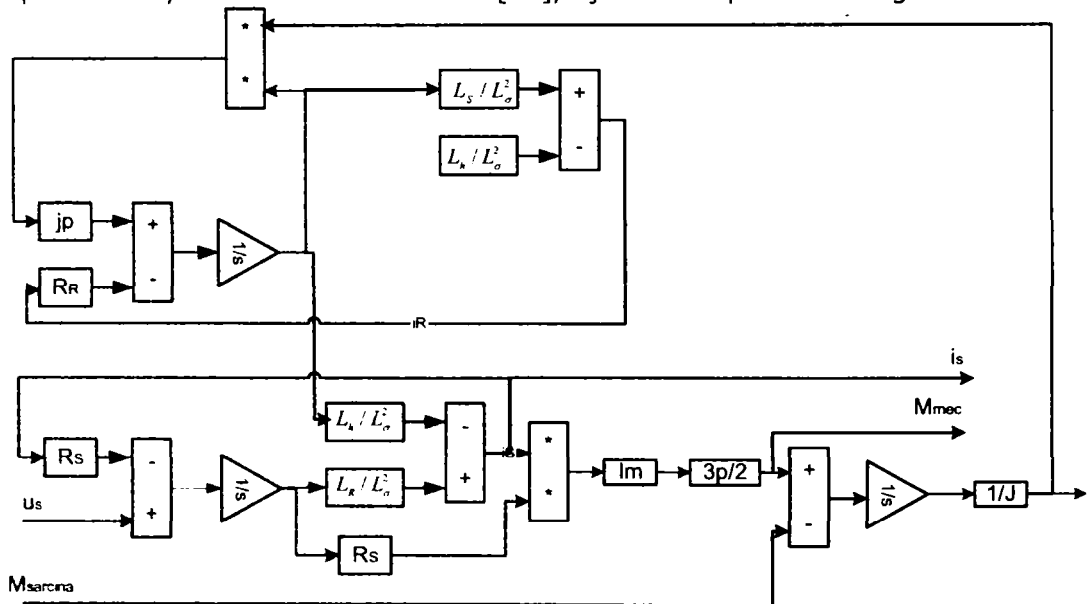


Fig.3.2 Schema bloc a mașinii asincrone cu alimentarea în tensiune, în reprezentarea $\alpha\beta$

3.2.1.7 Influența temperaturii asupra valorii rezistențelor statorică și rotorică

Pentru obținerea modelului mașinii asincrone în care urmează să se țină cont și de influența temperaturii [65], [107] trebuie îndeplinite o serie de premise:

- Motorul are două nivele de temperatură, spațial separate, temperatura rotorului și temperatura statorului

- Cele două temperaturi, sunt cuplate, conform ecuației (3.14)
- Rezistențele se comportă linear, ecuația (3.12)
- Reactanțele nu depind de temperatură
- Analiza temperaturii este o „înregistrare de moment”, cu excepția atingerii temperaturilor finale de $T_{FinalStator} = 85^{\circ}C$ și $T_{FinalRotor} = 150^{\circ}C$
- $\alpha_{Cu} = 3.9 \cdot 10^{-3} 1/K$, $\alpha_{Al} = 4.7 \cdot 10^{-3} 1/K$

Pentru simularea la o temperatură prestabilită, rezistențele urmează să se calculeze în felul următor:

Stator

Rezistența statorică R_{ST} [53], [80] se calculează din valoarea rezistenței la rece și temperatura dorită:

$$R_{ST} = R_{S20} [1 + \alpha_{Cu} (T_{Stator} - 20.3)] \quad (3.12)$$

Rotor

Rezistența rotorului [53], [80] $R_{R84'}$ este determinată la temperatura înfășurării de $84.4^{\circ}C$. Aceasta corespunde unei temperaturi a rotorului de $52.2^{\circ}C$. Statorul și rotorul au valori diferite ale temperaturilor finale. În sarcină nominală, facem următoarele presupuneri [53]:

$$\begin{aligned} T_{StatorFinal} &= 85^{\circ}C & T_{StatorFinal} &= 150^{\circ}C \\ T_{incalzire} &= 22.5 \text{ min} & T_{racire} &= 45.0 \text{ min} \end{aligned}$$

Din aceste valori, rezultă următoarele relații pentru creșterea temperaturii în rotor și în stator:

$$T_{Rotor} = 130 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{incalzire}}} \right) + 20 \quad (3.13.a)$$

$$T_{Stator} = 65 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{incalzire}}} \right) + 20 \quad (3.13.b)$$

Influența temperaturii statorului asupra rotorului, rezultă din (3.13):

$$T_{Rotor} = 130 \left(\frac{T_{Stator} - 20.3}{65} \right) + 20 \quad (3.14)$$

Rezistența rotorului și a statorului se poate calcula din rezistența rotorică și cea statorică, la temperatura dorită [80]:

$$R_r = R_r * (1 + 4.7e-3 * (T_r - 84.4)) \quad R_s = R_s * (1 + 3.9e-3 * (T_s - 20.3)) \quad (3.15)$$

3.2.1.8 Dependența inductanțelor de curentul de magnetizare

Simularea cu inductanțe dependente de curentul de magnetizare se implementează cu ajutorul curbei de magnetizare [4], [5], [6]. Caracteristica este determinată la 50 Hz, ceea ce înseamnă că rezistența ohmică poate fi neglijată, deoarece $X_L \gg R_{Cu}$.

În implementare se urmărește dependența de curent a inductanței statorice, figura 3.3 [115]: $L_S = f(I_m)$.

L_s este format din două inductanțe:

$$L_S(I_m) = L_{\sigma 1}(I_m) + L_h(I_m) \quad (3.16)$$

Se pornește de la: *inductanța principală* și cea de *dispersie*. Din relațiile (3.1) și (3.2), rezultă prin identificare următoarele situații:

$$L_h = \frac{X_h}{2\pi f} \rightarrow \frac{L_{\sigma 1}}{L_S} = 0.031 \quad (3.17)$$

$$L_S = L_R = \frac{1}{2} \frac{X_1 + X_2'}{2\pi f} + L_h \rightarrow \frac{L_h}{L_S} = 0.969 \quad (3.18)$$

Impedanța în urma neglijării părții ohmice:

$$Z_s = j\omega L_s \quad |Z_s| = \omega L_s \quad (3.19)$$

Valoarea, calculată din caracteristica de magnetizare:

$$|Z_s| = \frac{U}{I_m} \quad (3.20)$$

Prin aceasta, se poate calcula inductanța în funcție de curent:

$$L_S(I_m) = \frac{\left(\frac{U}{I_m}\right)}{2\pi \cdot 50\text{Hz}} \quad (3.21)$$

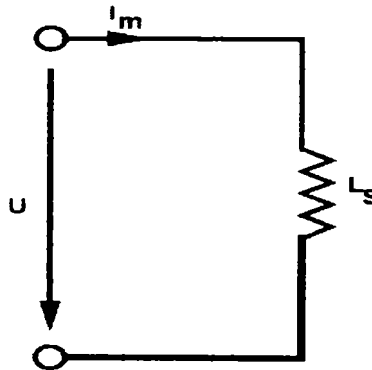


Fig.3.3 Schemă echivalentă a înfășurării

Din curba de magnetizare, figura 3.4, se poate genera impedanța care va fi aproximată pentru simulare, figura 3.5.

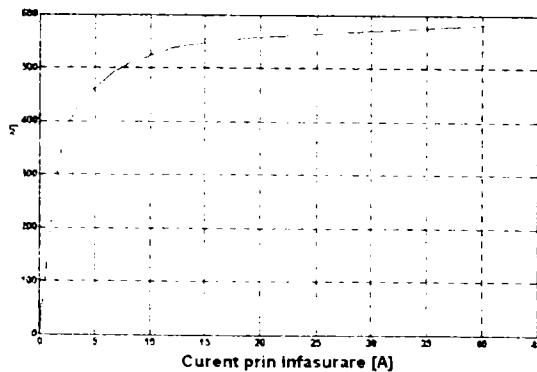


Fig.3.4 Curba de magnetizare

Aproximarea impedanței

Caracteristica curent de magnetizare – impedanță, urmează să fie implementată în model ca și *Look-up-table*.

Vectorul valorilor de intrare: [0 1 2 3 5 6 7 12 18 30 40 70].

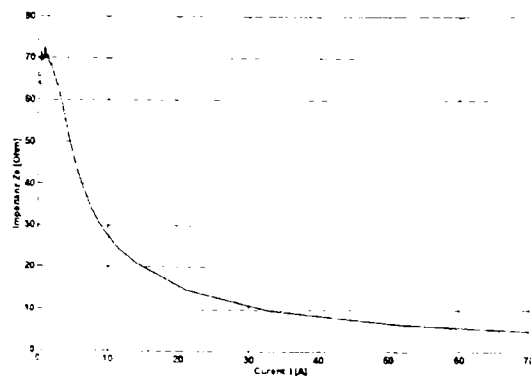


Fig.3.5 Impedanța în funcție de curent

Vectorul valorilor de ieșire: [75 70 60 50 40 33 30 16 11 8 6 4]
De aici poate fi calculat $L_S = f(I_m)$, figura 3.6.

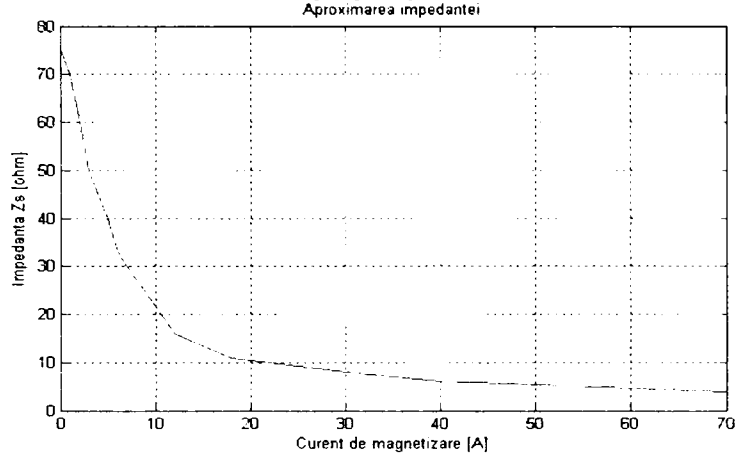


Fig.3.6 Aproximarea impedanței

Din relațiile (3.1), (3.2), (3.3), (3.17) și (3.19) rezultă ecuațiile pentru implementarea simulării inductanțelor dependente de curentul de magnetizare [107]:

$$L_S(I_m) = L_R(I_m) = \frac{|Z_S(I_m)|}{2\pi \cdot 50\text{Hz}} \quad L_h(I_m) = 0.969L_S(I_m) \quad (3.22.a)$$

$$L_\sigma^2(I_m) = L_S^2(I_m) - L_h^2(I_m) - 0.061L_S^2(I_m) \quad (3.22.b)$$

Curentul de magnetizare [6] se calculează din curentul din stator I_S și curentul din rotor I_R :

$$I_m = I_S + I_R' \quad (3.23)$$

Sistemul de ecuații care descrie dependența inductanțelor în funcție de curentul de magnetizare, (3.22) și (3.23) este implementat în mediul Matlab - Simulink, [88], [94] așa cum rezultă în figura 3.7.

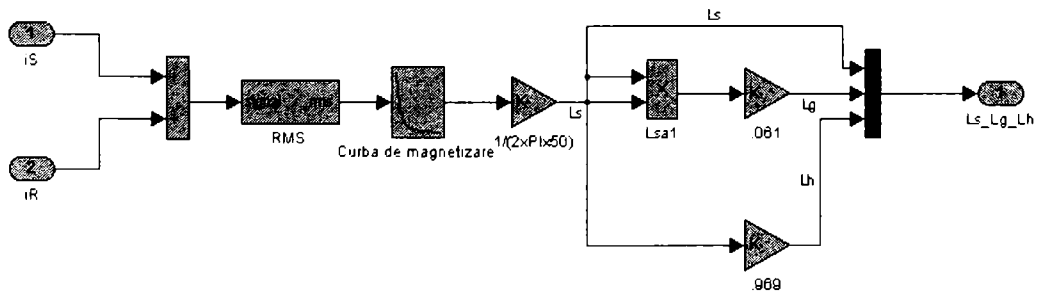


Fig.3.7 Implementarea dependenței inductanțelor de curentul de magnetizare

3.2.1.9 Efectul pelicular în rotor Varianta teoretică

Ecuațiile care descriu efectul pelicular în rotor au fost prezentate în capitolul anterior, în paragraful 2.6. În continuare se va simula efectul pelicular în rotor prin implementarea în Matlab - Simulink, pentru un exemplu concret.

Tab.3.3 Adâncimea de pătrundere

Regim de funcționare	f_{RR} [Hz]	$D=f(R_{RR})$ [mm]
Repaus	50	8.27
Nominal	2	41.35

În cazul aplicației numerice considerate, pentru calculul rezistenței rotorice R_R' presupunem forma „clasică” a secțiunii transversale a creștăturii rotor, cu o suprafață de $A=74.6 \text{ mm}^2$, figura 2.10, având următoarele dimensiuni:

$$\begin{aligned} h &= 19.2 \text{ mm} & B &= 5.4 \text{ mm} & R &= 1.6 \text{ mm} \\ s &= 2 \text{ mm} & h_1 &= 1.2 \text{ mm} & A &= 74.6 \text{ mm}^2 \end{aligned}$$

Cele trei suprafețe, figura 2.11, A_A , A_B și A_C au aproximativ următoarele valori:

$$A_A = 4 \text{ mm}^2 \quad A_B = 60 \text{ mm}^2 \quad A_C = 10 \text{ mm}^2$$

Aceasta duce la o suprafață totală a creștăturii de $A_{\text{Creștatura}} = 74 \text{ mm}^2$ și care nu influențează R_R' . Din momentul în care suprafața disponibilă a creștăturii se micșorează, se înregistrează o modificare a rezistenței rotorice R_{Rd}' după cum urmează:

$$R_{Rd}' = R_R' \frac{A_{\text{Creștatura}}}{A_{\text{Creștatura}_d}} \quad (3.24)$$

R_{Rd}' - rezistența rotorică în funcție de adâncimea de pătrundere

Calcularea suprafeței creștăturii cu influența adâncimii de pătrundere [15], are loc treptat, în patru situații:

- Dacă $d > h - h_1 = 18 \text{ mm}$, rezistența rotorică nu este limitată
- Dacă $16.4 \text{ mm} = h - h_1 - R < d < h - h_1 = 18 \text{ mm}$, atunci este valabil

$$A_{\text{Creștatura}_d} = R^2 \frac{\pi}{4} - \frac{4}{3} (R - h_A) \sqrt{h_A (2R - h_A)} + A_B + A_C \quad h_A = h - h_1 - d \quad (3.25)$$

- Dacă $2.7 \text{ mm} = h - h_1 - R - B/2 < d < h - h_1 - R = 16.4 \text{ mm}$, atunci este valabil

$$A_{\text{Creștatura}_d} = h_B (B - \tan(\alpha/2) h_B) + A_C \quad h_B = d - \frac{B}{2} \quad (3.26)$$

- Dacă $0 < d < h - h_1 - R - B/2 = 2.7 \text{ mm}$, atunci:

$$A_{\text{Creștatura}_d} = \frac{4}{3} h_C \sqrt{h_C (B - h_C)} \quad h_C = d \quad (3.27)$$

Pentru o prelucrare eficientă, suprafața utilă a creștăturii, în funcție de adâncimea de pătrundere d se consideră liniarizată cu patru drepte (3.28) și figura 3.8:

$$\begin{aligned} A_{\text{Creștatura}_1}(d < 10.7) &= 4.65d - 0.05 & A_{\text{Creștatura}_2}(10.7 < d < 16.4) &= 3.7d + 10.1 \\ A_{\text{Creștatura}_3}(16.4 < d < 18) &= 2.1d + 36.25 & A_{\text{Creștatura}_4}(d > 18) &= 74 \end{aligned} \quad (3.28)$$

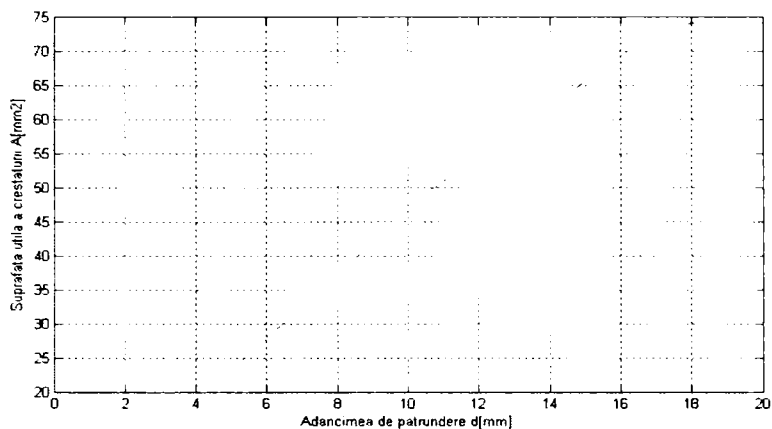


Fig. 3.8 Liniarizarea suprafeței utile

Relațiile (3.24), (3.25) și (3.28) care descriu influența efectului pelicular asupra valorii rezistenței rotorice, au fost implementate în mediul Matlab / Simulink așa cum este arătat în figura 3.9:

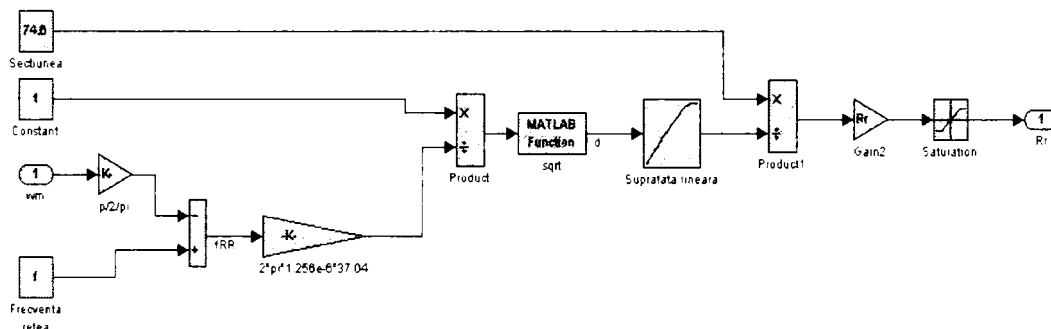


Fig. 3.9 Implementarea efectului pelicular asupra rezistenței rotorice

Varianta experimentală, propusă în paragraful 2.6, urmează să fie implementată în Matlab Simulink și comparată cu metoda teoretică.

Turația nominală a mașinii asincrone de 5.5 [kW] analizate, este de 1440 [rpm].

Implementarea în Matlab Simulink a acestei dependențe, (2.73), (2.74) este prezentată în figura următoare:

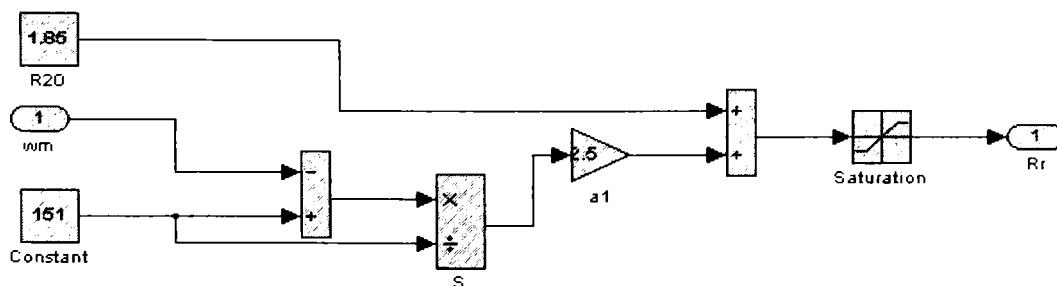


Fig. 3.10 Variația rezistenței rotorice cu alunecarea implementată în Matlab - Simulink

Se va face în continuare o prezentare a evoluției curentului, figura 3.11.a, și turației, figura 3.11.b, în funcție de cele două metode de implementare a efectului pelicular asupra rezistenței rotorice:

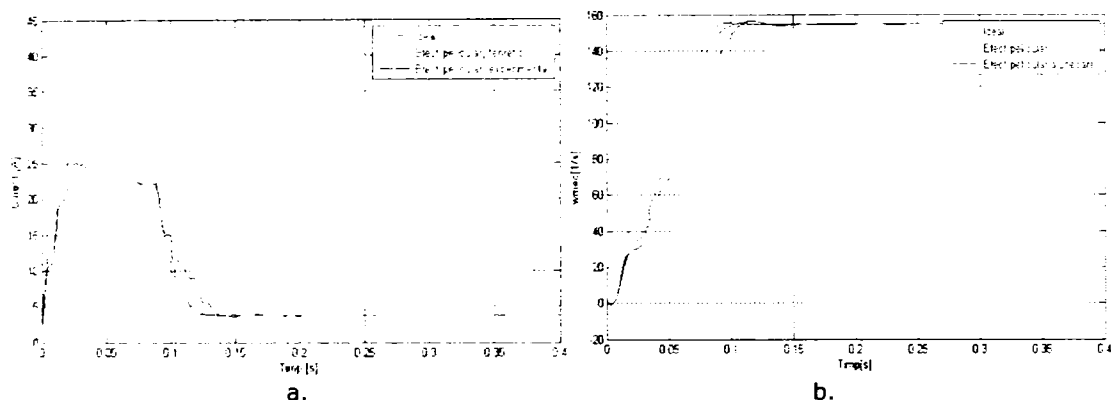


Fig.3.11. a) Evoluția în timp a curentului în cazurile: variantă ideală, efect pelicular calculat teoretic, efect pelicular estimat experimental b) evoluția în timp a turației în cazurile: variantă ideală, efect pelicular calculat teoretic, efect pelicular estimat experimental

Pentru valorile $R_{2N}=1.95[\Omega]$, $R_{2P}=4.35[\Omega]$ și $R_{20}=1.85[\Omega]$ din sistemul de ecuații (2.72) se determină valoarea coeficientului a_1 din (2.71). S-a constatat în urma implementării celor două metode, că cea în care se ține cont de adâncimea de pătrundere necesită un volum de calcul mai mare și corespunzător un interval de timp mai ridicat în derularea simulării.

3.2.2 Mașina asincronă reprezentată în coordonatele xy ale fluxului rotoric

Pentru reglarea bazată pe fluxul rotoric al unei mașini asincrone, este nevoie în regulator de un model al mașinii care să furnizeze o reconstruire a fluxului rotoric și să genereze frecvența unghiulară a sistemului de coordonate. În locul reprezentării fazoriale a mașinii în sistemul fix de coordonate statoric $\alpha\beta$, sistemul de coordonare este orientat pe fluxul mașinii (sistemul de coordonare xy). În regim staționar, sistemul de coordonate xy se deplasează sincron cu mărimile de blocare. Condiții foarte bune pentru reglare se obțin atunci când sistemul xy este orientat pe fluxul rotoric înlănțuit ψ_R . Ecuațiile mașinii asincrone sunt astfel reprezentate, încât momentul, turația și fluxul rotoric să poată fi descrise prin curenții statorici [22].

Se pun în practică următoarele premise:

- ψ_R este astfel reglat, încât fazorul fluxului să fie pe axa x iar componenta axei y să devină nulă: $|\psi_R| = \psi_{R,x}$
- curenții statorici sunt prestabiliți pentru mașină

Cu aceste premise rezultă în sistemul de coordonate orientat după flux o separare a componentei x și y a curentului statoric.

$$\psi_{R,x} = \frac{1}{T_R} \int (i_{s,x} \cdot L_h - \psi_{R,x}) dt \quad (3.29)$$

$$\omega_k = i_{s,y} \frac{L_h}{\psi_{R,x} \cdot T_R} + p\omega_{mec} \quad (3.30)$$

$$M_{mec} = \frac{3p}{2} \frac{L_h}{L_R} \psi_{R,x} i_{s,y} \quad (3.31)$$

$$T_R = \frac{L_R}{R_R} \quad (3.32)$$

Componentele x și y ale curentului statoric sunt independente în sistemul de coordonate orientate după fluxul rotoric: componenta x stabilește lungimea fazorului fluxului rotoric, în timp ce componenta y este cea care formează cuplul electromagnetic.

La punerea în funcție, componenta x ar trebui conectată înaintea componentei y , în vederea creării câmpului magnetic.

Ecuțiile (3.29) – (3.32) care descriu mașina asincronă cu orientare în coordonatele fluxului rotoric, sunt implementate la nivel de schemă bloc [31] în figura 3.12 și implementate în Matlab – Simulink în figura 3.13.

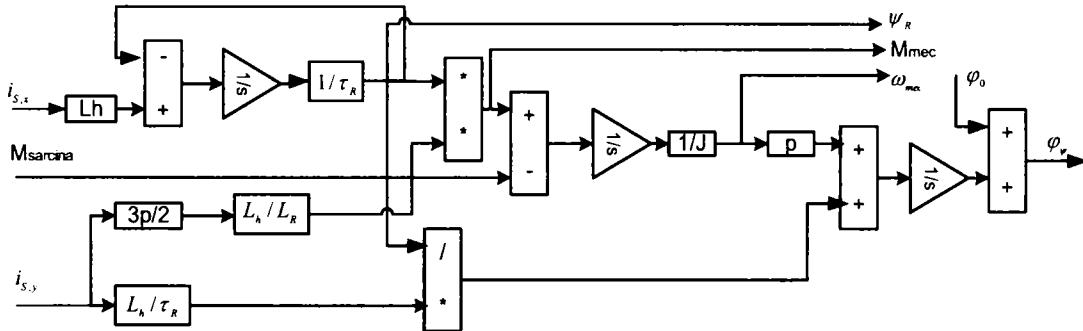


Fig.3.12 Schema bloc a mașinii asincrone cu orientarea după coordonatele fluxului rotoric

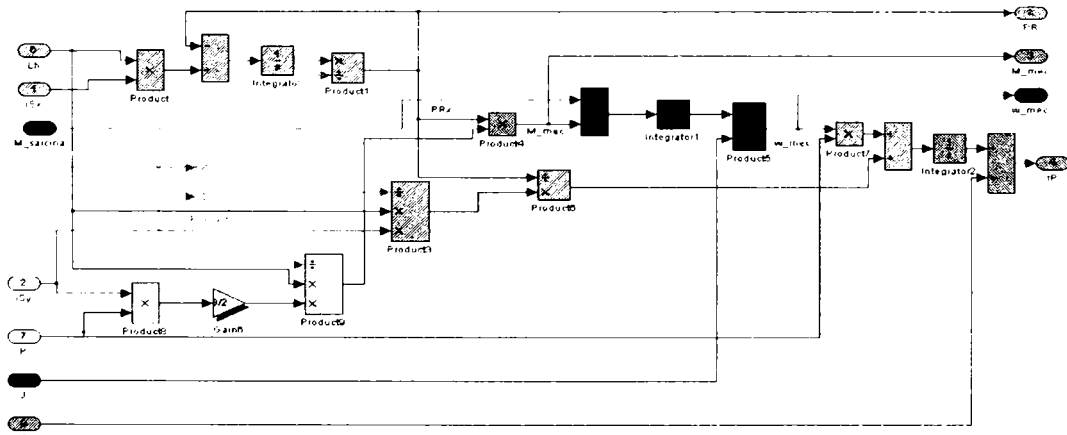


Fig.3.13 Implementarea în Simulink a mașinii asincrone cu orientarea după coordonatele fluxului rotoric

3.2.3 Analiza modelului mașinii asincrone alimentat în tensiune

3.2.3.1 Regim staționar la rețea cu frecvență fixă

Regim staționar cu frecvență fixă înseamnă că mașina asincronă este conectată direct la rețea (400 V / 50 Hz)

3.2.3.1.1 Regim motor- generator

Regim motor înseamnă transmiterea puterii mecanice către arbore [18]. În regim de generator, când mașina este conectată la o rețea fixă, puterea mecanică este cedată sub formă de putere electrică activă rețelei.

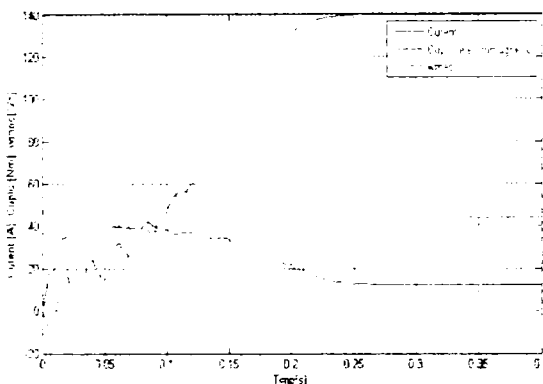


Fig.3.14 Regim motor, sarcina 36 Nm

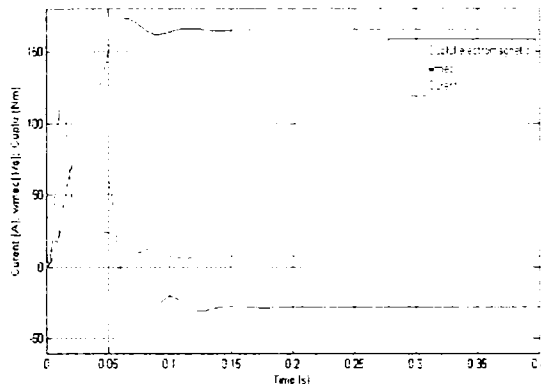


Fig.3.15 Regim generator, sarcina -36 Nm

Din figura 3.14 se constată că turația nu atinge valoare turației sincrone. Cuplul electromagnetic este situat peste momentul de sarcină, deoarece pierderea necesită și moment de turație. Curentul de pornire este mult mai mare față de curentul nominal.

Figura 3.15 prezintă evoluția turației, a cuplului electromagnetic și a curentului pentru modelul implementat în regim de generator. Turația este și în regim de generator pozitivă, dar valoarea ei este peste turația sincronă (alunecare negativă!). Cuplul electromagnetic, datorat pierderilor, este mai mic decât momentul mecanic injectat. Curentul astfel injectat este, din acest motiv, de asemenea mai redus.

3.2.3.1.2 Verificarea influenței temperaturii

Temperatura are o influență sporită în special asupra dinamicii mașinii. Mașina rece manifestă o inerție mult mai ridicată decât mașina încălzită. La mașina încălzită, valorile rezistențelor sunt mult mai mari.

Din temperaturile prescrise ale statorului, rezultă temperaturile rotorice conform ecuației (3.15).

$$T_S = 10.3^{\circ}C \quad T_R = 10.3^{\circ}C \quad T_S = 50^{\circ}C \quad T_R = 80^{\circ}C \quad T_S = 85^{\circ}C \quad T_R = 150^{\circ}C$$

Amplitudinile curenților sunt aproximativ egale. Valorile diferite ale turației sunt rezultatul diferitelor valori ale cuplului electromagnetic, a căror valoare rezultă din curenții și rezistențele statorice și rotorice dependente de temperatură, figura 3.16.

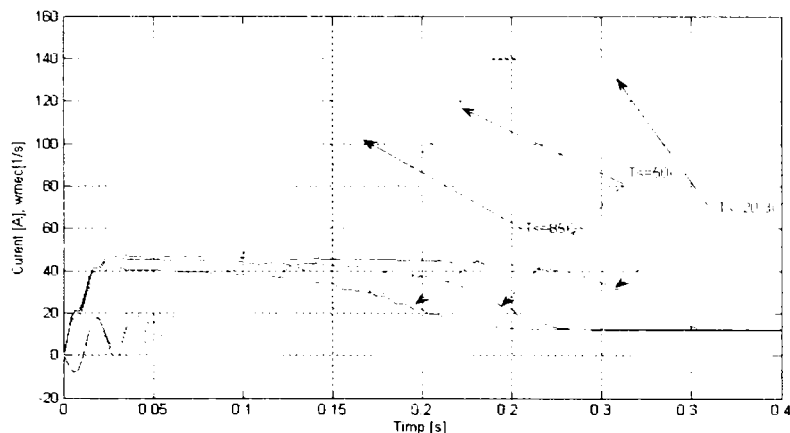


Fig.3.16 Influența temperaturii asupra evoluției în timp a turației și a curentului

3.2.3.1.3 Diferențe la modelele implementate

În principiu, s-au construit mai multe variante:

- *Varianta 1*: Mașina ideală cu posibilitatea de introducere a temperaturii statorului
- *Varianta 2*: Mașina cu efect pelicular al curentului, având de asemenea temperatura statorului ca și parametru
- *Varianta 3*: Mașina cu inductanțe dependente de curentul de magnetizare, având de asemenea temperatura statorului ca și parametru
- *Varianta 4*: Mașina cu efect pelicular al curentului și cu inductanțe dependente de curentul de magnetizare și alegerea temperaturii statorului

Pentru a putea oferi o analiză de ansamblu obiectivă asupra principalilor parametrii care caracterizează funcționarea mașinii, acestea vor fi prezentate separat. Simularea are loc în regimul nominal, la sarcina de 36 [Nm] și temperatura $T = 85^{\circ}\text{C}$.

Analizând curenții în cele 4 variante implementate, figura 3.17, se constată că: amplitudinea cea mai mare de curent o înregistrăm la varianta 3, cu valorile inductanțelor dependente de curentul de magnetizare; dacă se conectează variantele în care se ține cont de efectul curentului pelicular (2, 4) se remarcă la pornire o amplitudine mai scăzută a curentului; la un curent mic, fluxul este și el mai mic și durata de timp până la atingerea turației nominale este și ea mai ridicată, motiv pentru care curentul de pornire rămâne ridicat timp mai îndelungat.

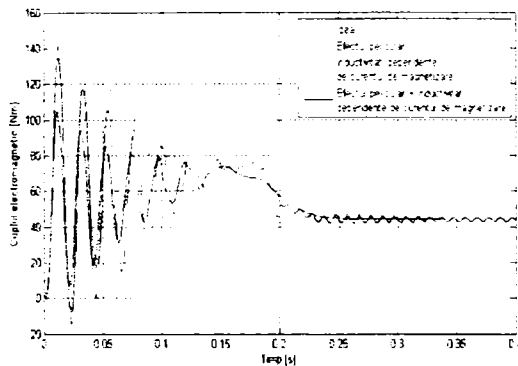
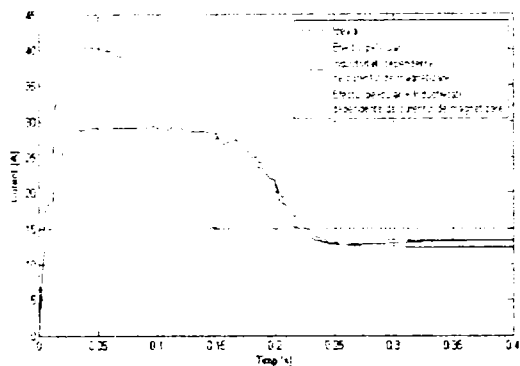


Fig.3.17 Evoluția în timp a curentului la pornire Fig.3.18 Evoluția cuplului electromagnetic

Cuplurile electromagnetice, figura 3.18, au principial aceeași evoluție: la început amplitudini ridicate apoi coborârea la valoarea aproximativă a momentului de sarcină. Prin efectul pelicular, stingerea este mai slabă decât în situațiile în care nu se ține cont de efectul curentului pelicular. Situațiile pentru modelul cu mașina ideală și mașina cu inductanțe dependente de curentul de magnetizare au prin curentul mai mic corespunzător și cupluri electromagnetice mai scăzute.

Turația, respectiv frecvența mecanică se deosebesc doar în accelerație, figura 3.19. Se remarcă influența inductanțelor dependente de curentul de magnetizare la pornirea motorului. Efectul pelicular compensează viteza de pornire, astfel încât se poate spune: efectul curentului pelicular împreună cu dependența inductanțelor față de curentul de magnetizare se comportă, din punct de vedere dinamic, ca și mașina ideală.

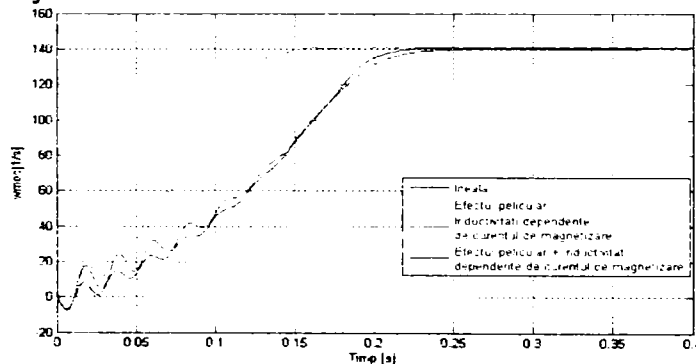


Fig.3.19 Evoluția în timp a turației la diferite variante

3.2.3.1.4 Schimbarea de sarcină

Aici urmărim reacția mașinii asincrone implementate cu referire la sarcini diferite. Pentru simulare se utilizează varianta ideală (*varianta 1*).

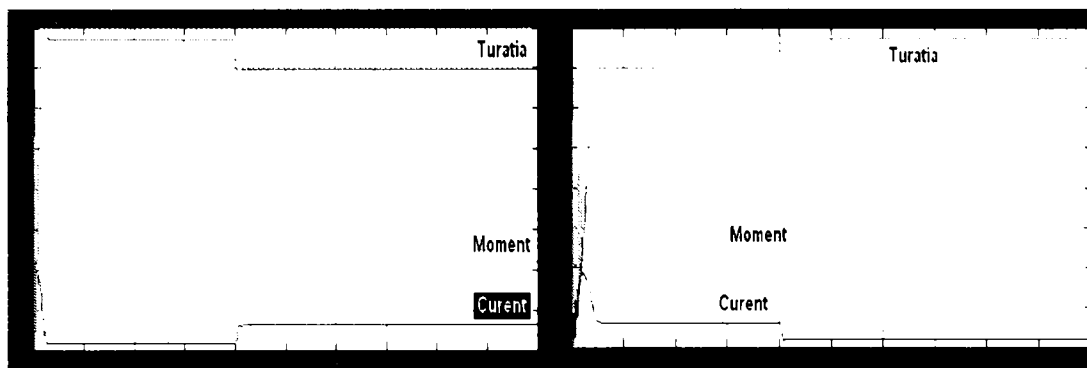


Fig.3.20 Conectarea bruscă a sarcinii

Fig.3.21 Deconectarea bruscă a sarcinii

Se observă că o schimbare bruscă a sarcinii, figura 3.20 și 3.21, aduce după sine următoarele influențe:

- Turația se stabilizează printr-o pendulare sub- respectiv peste valoarea stabilă;
- Momentul se comportă la fel ca și turația;
- Prin mașină trece curent nominal sau curentul de mers în gol.

În continuare, se simulează conectarea sarcinii sub formă de rampă:

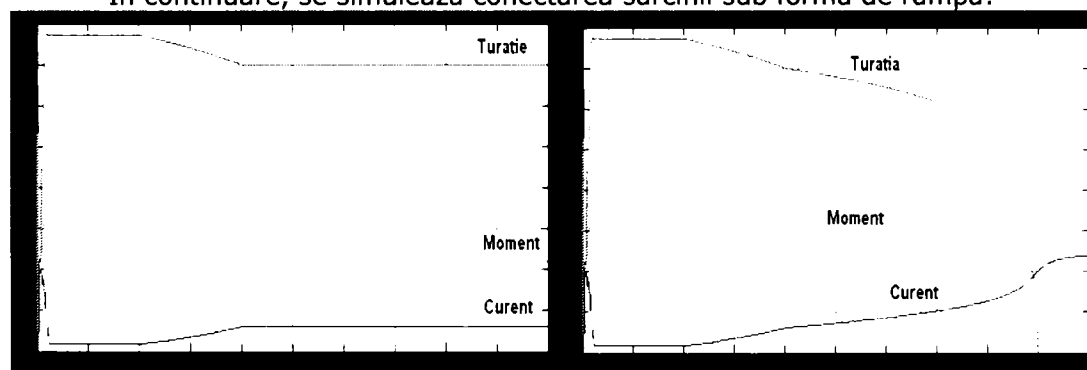


Fig.3.22 Conectarea sarcinii rampă

Fig.3.23 Creșterea sarcinii până când $\omega_{mec} = 0$

Dacă sarcina este conectată treptat, figura 3.22, se remarcă un răspuns corespunzător al mașinii asincrone. Momentul și curentul cresc liniar, turația scade liniar. Ultima simulare urmărește o solicitare a motorului până în momentul în care turația scade la zero iar motorul este oprit, figura 3.23. Momentul rezistent se găsește la aproximativ dublul momentului nominal.

3.2.3.2 Regimul staționar la frecvență variabilă

În acest mod de funcționare, mașina este conectată în continuare la rețeaua trifazată simetrică. Ceea ce se modifică este frecvența și tensiunea rețelei. Tensiunea de alimentare o alegem proporțional cu frecvența. Vom simula funcționarea mașinii cu *varianta 4* (efect pelicular și inductanțe dependente de curentul de magnetizare) pentru patru frecvențe diferite (25 Hz, 50 Hz, 75 Hz și 125 Hz). Momentul de sarcină rămâne la 36 Nm.

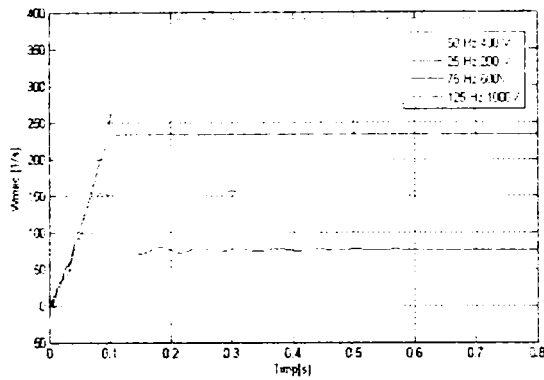


Fig.3.24 Turația la frecvențe diferite

Turația se comportă proporțional, figura 3.24, iar odată cu creșterea frecvențelor, alunecarea devine mai scăzută.

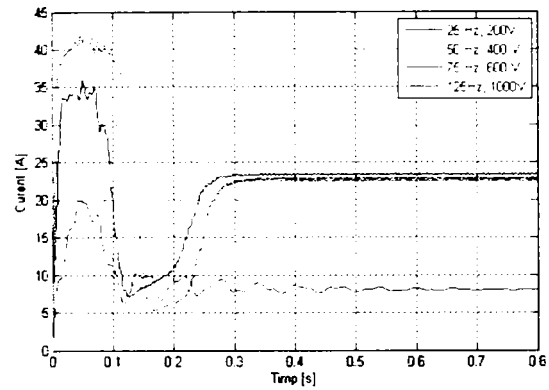


Fig.3.25 Curentul la frecvențe diferite

Curentul de pornire este la frecvențe mai mari, mai mare, figura 3.25. Curentul staționar ar trebui să fie aproximativ la fel de mare.

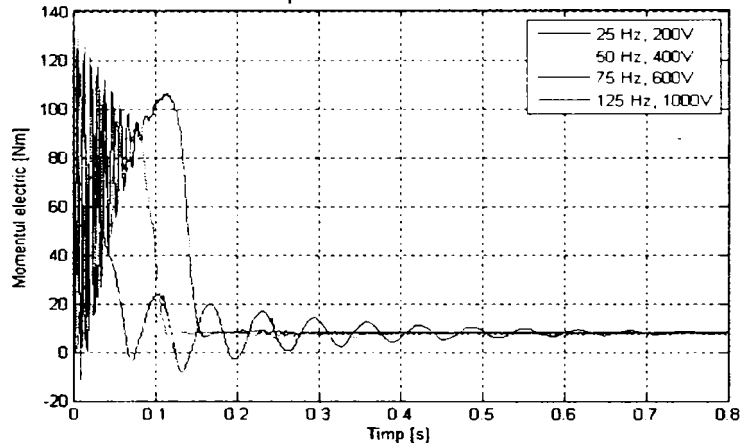


Fig.3.26 Momentul la frecvențe diferite

Prin durata de timp mai ridicată la pornire având frecvența mai ridicată, se explică rămânerea cuplului electromagnetic la valoarea sa maximă mai mult față de celelalte valori, înregistrate la frecvențe mai scăzute, figura 3.26.

Implementarea schemei complete a mașinii asincrone [116], alimentate în tensiune, în coordonate $\alpha\beta$: este prezentată în figura 3.27, modelul electric, ecuațiile (3.6) până la (3.9) figura 3.28 iar modelul mecanic al mașinii asincrone, ecuațiile (3.10) până la (3.12), figura 3.29.

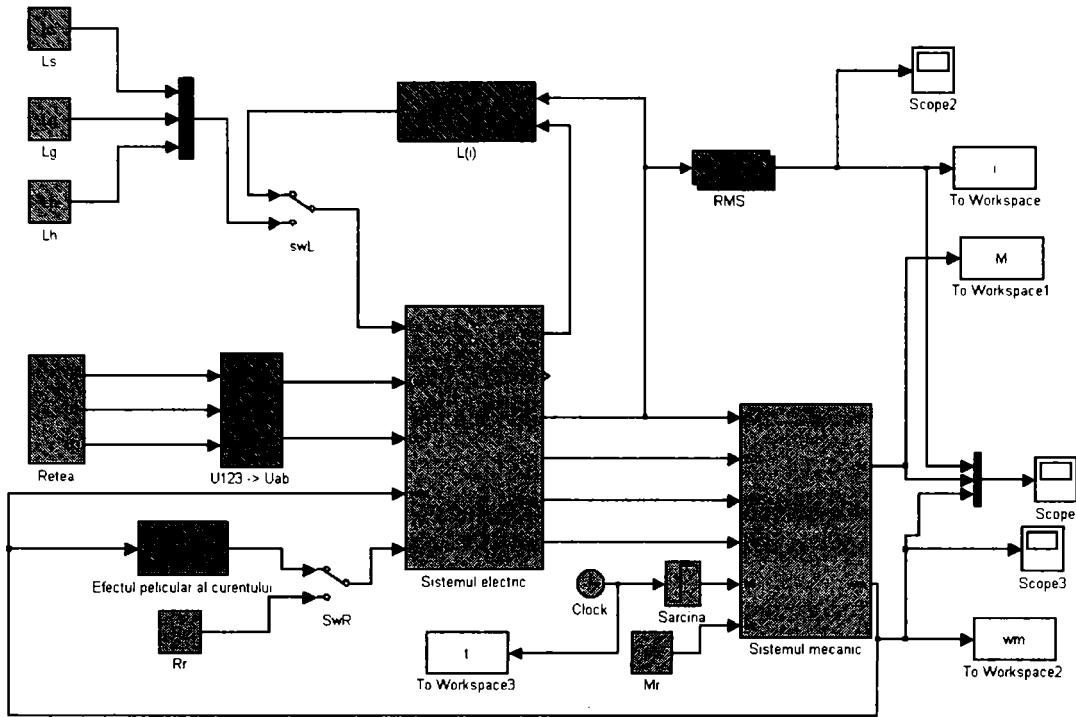


Fig.3.27 Schema mașinii asincrone implementate în MatLab / Simulink

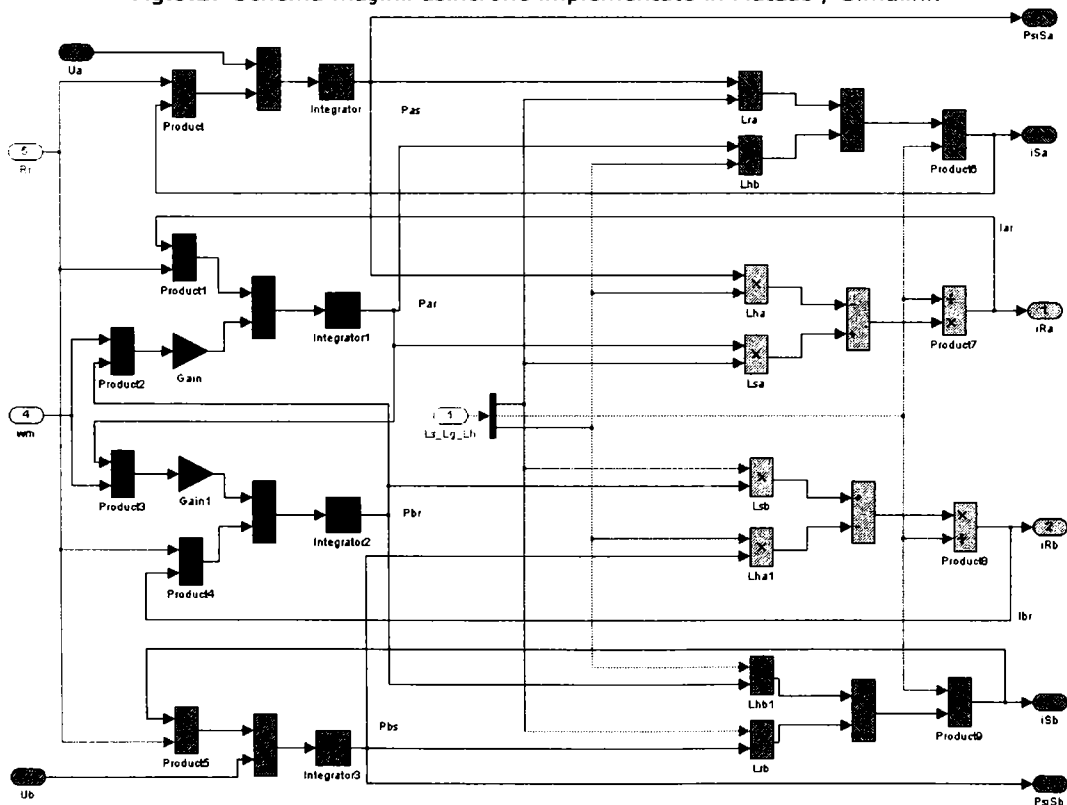


Fig.3.28 Modelul electric al mașinii asincrone implementat în MatLab / Simulink

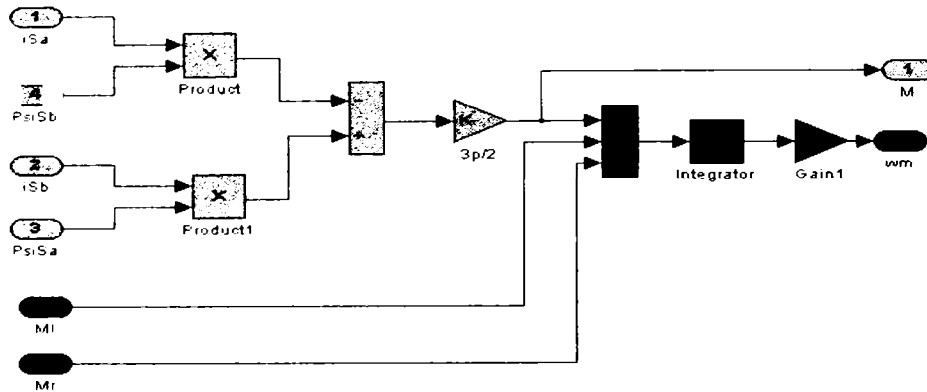


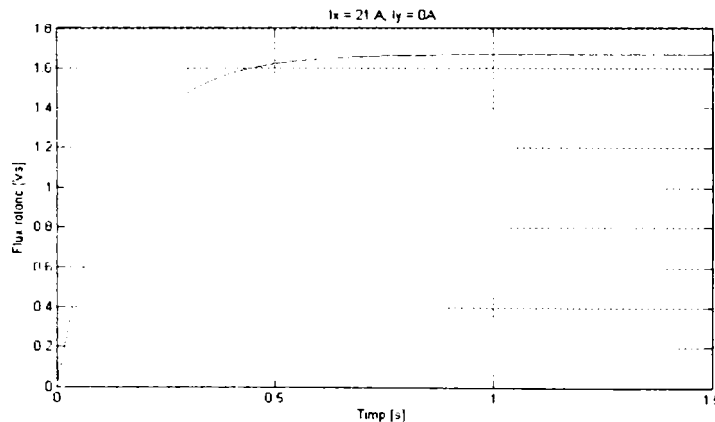
Fig.3.29 Modelul mecanic al mașinii asincrone implementat în Matlab / Simulink

3.2.4 Verificarea implementării mașinii asincrone cu orientarea după coordonatele fluxului rotoric în regim staționar

Pentru implementarea și verificarea modelului mașinii asincrone alimentată în curent, exprimată în coordonate xy , se utilizează următorii parametri:

- Parametrii mașinii asincrone: *alimentată în curent, coordonate xy*
- Parametrii de simulare: *Stop time 10s, ode 45, variable step*
- Alimentare: *două surse de curent continuu I_x (componenta generatoare de flux, I_y componenta generatoare de moment)*

Având componenta I_x a curentului de 21 A se obține valoarea de 1.7 Vs a fluxului rotoric, figura 3.30.

Fig. 3.30 Variația în timp a fluxului rotoric pentru $I_x = 21A$; $I_y = 0A$

Următoarea verificare a modelului, presupune urmărirea evoluției frecvenței unghiulare, figura 3.31 și a momentului mecanic, figura 3.32, dacă mașina are conectată o sarcină de 23 Nm iar componenta I_y este diferită de zero:

- Parametrii mașinii asincrone: *alimentată în curent, coordonate xy , $M_{sarcina} = 23 Nm$*
- Parametrii de simulare: *Stop time 10s, ode 45, variable step*
- Alimentare: *două surse de curent continuu $I_x = 21 A$ (componenta generatoare de flux, $I_y = 25 A$ componenta generatoare de moment)*

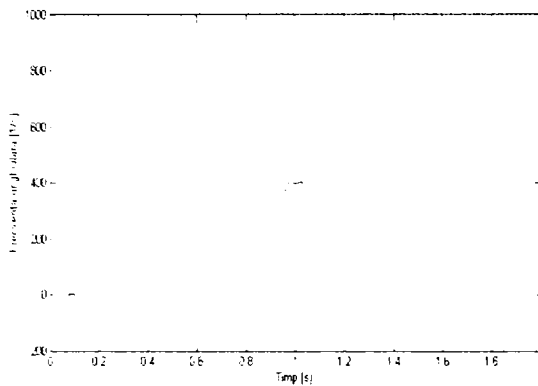


Fig.3.31 Variația în timp a frecvenței unghiulare

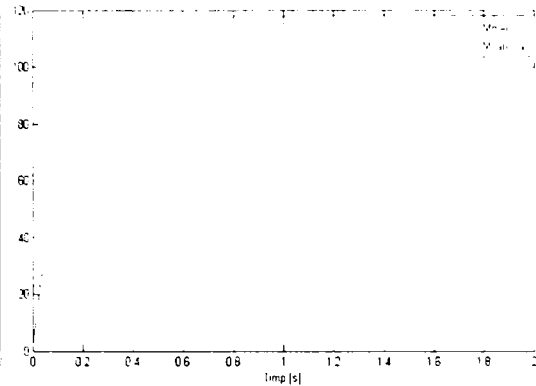


Fig.3.32 Variația momentului mecanic

3.3 Dependența fluxului de curentul de magnetizare

3.3.1 Calcularea gradului de saturație a miezului din compoziția armonică a curentului.

În baza celor prezentate în capitolul anterior, paragraful 2.7, se urmărește în continuare implementarea etapelor de calcul, pentru curba de magnetizare a unei mașini asincrone determinate experimental.

SATURAȚIA MAGNETICĂ LA MAȘINA ASINCRONĂ

Tab. 3.4 Curba de magnetizare $\psi_m = f(I_m)$

I_m [A]	ψ_m [Wb]	I_m [A]	ψ_m [Wb]	I_m [A]	ψ_m [Wb]
.1732050808	0.034890	4.6765371	.89493175	9.179869282	1.16149908
.5196152	.1046726	5.0229473	.89522656	9.526279444	1.17068089
.8660254	.174454407	5.3693575	.931953810	9.8722689	1.1780263
1.2124355	.24423617	5.7157676	.96409104	10.219099	1.1839945
1.558845	.318608839	6.062177828	.996226487	10.565509	1.189503
1.90525588	.388906029	6.40858799	1.01918101	10.91192	1.195471
2.25166605	.458172366	6.7549815	1.046726448	11.085125	1.201439
2.59807621	.527954129	7.11014081	1.06509007	11.4315353	1.207408
2.9448637	.578454089	7.44781847	1.0834536	11.7779454	1.213376
3.29089653	.642726761	7.7942286	1.1018173	12.1243556	1.219344
3.63730669	.71159034	8.14063879	1.1201809	12.470765	1.2294448
3.9837168	.7574994	8.48704895	1.1385445	12.817175	1.234494
4.330127	.803408457	8.83345912	1.1523172	13.1635861	1.237708

De pe curba $\psi_m(I_m)$ se obțin coordonatele punctelor $P_{(k)}$:

$$P_1: \psi_1 = 0.07[\text{Wb}]; I_1 = 0.346[\text{A}]$$

$$P_2: \psi_2 = 0.35[\text{Wb}]; I_2 = 1.73[\text{A}]$$

$$P_3: \psi_3 = 0.6[\text{Wb}]; I_3 = 3.118[\text{A}]$$

$$P_4: \psi_4 = 0.7[\text{Wb}]; I_4 = 3.63[\text{A}]$$

$$P_5: \psi_5 = 0.8[\text{Wb}]; I_5 = 4.33[\text{A}]$$

$$P_6: \psi_6 = 0.9[\text{Wb}]; I_6 = 5.03[\text{A}]$$

$$P_7: \psi_7 = 0.96[\text{Wb}]; I_7 = 5.542[\text{A}]$$

$$P_8: \psi_8 = 1.02[\text{Wb}]; I_8 = 6.4[\text{A}] \quad (3.33)$$

$$P_9: \psi_9 = 1.1[\text{Wb}]; I_9 = 7.794[\text{A}]$$

$$P_{10}: \psi_{10} = 1.19[\text{Wb}]; I_{10} = 10.22[\text{A}]$$

$$P_{11}: \psi_{11} = 1.245[\text{Wb}]; I_{11} = 13.337[\text{A}]$$

și rezultă sistemul, înlocuind în (2.99):

$$\begin{aligned}
& 0.07a_1 + [0.07]^2 a_2 + [0.07]^3 a_3 + [0.07]^4 a_4 + [0.07]^5 a_5 + [0.07]^6 a_6 + [0.07]^7 a_7 + \\
& + [0.07]^8 a_8 + [0.07]^9 a_9 + [0.07]^{10} a_{10} + [0.07]^{11} a_{11} = 0.346 \\
& 0.35a_1 + [0.35]^2 a_2 + [0.35]^3 a_3 + [0.35]^4 a_4 + [0.35]^5 a_5 + [0.35]^6 a_6 + [0.35]^7 a_7 + \\
& + [0.35]^8 a_8 + [0.35]^9 a_9 + [0.35]^{10} a_{10} + [0.35]^{11} a_{11} = 1.73 \\
& 0.6a_1 + [0.6]^2 a_2 + [0.6]^3 a_3 + [0.6]^4 a_4 + [0.6]^5 a_5 + [0.6]^6 a_6 + [0.6]^7 a_7 + \\
& + [0.6]^8 a_8 + [0.6]^9 a_9 + [0.6]^{10} a_{10} + [0.6]^{11} a_{11} = 3.118 \\
& 0.7a_1 + [0.7]^2 a_2 + [0.7]^3 a_3 + [0.7]^4 a_4 + [0.7]^5 a_5 + [0.7]^6 a_6 + [0.7]^7 a_7 + \\
& + [0.7]^8 a_8 + [0.7]^9 a_9 + [0.7]^{10} a_{10} + [0.7]^{11} a_{11} = 3.63 \\
& 0.8a_1 + [0.8]^2 a_2 + [0.8]^3 a_3 + [0.8]^4 a_4 + [0.8]^5 a_5 + [0.8]^6 a_6 + [0.8]^7 a_7 + \\
& + [0.8]^8 a_8 + [0.8]^9 a_9 + [0.8]^{10} a_{10} + [0.8]^{11} a_{11} = 4.33 \\
& 0.9a_1 + [0.9]^2 a_2 + [0.9]^3 a_3 + [0.9]^4 a_4 + [0.9]^5 a_5 + [0.9]^6 a_6 + [0.9]^7 a_7 + \\
& + [0.9]^8 a_8 + [0.9]^9 a_9 + [0.9]^{10} a_{10} + [0.9]^{11} a_{11} = 5.03 \\
& 0.96a_1 + [0.96]^2 a_2 + [0.96]^3 a_3 + [0.96]^4 a_4 + [0.96]^5 a_5 + [0.96]^6 a_6 + [0.96]^7 a_7 + \\
& + [0.96]^8 a_8 + [0.96]^9 a_9 + [0.96]^{10} a_{10} + [0.96]^{11} a_{11} = 5.42 \\
& 1.02a_1 + [1.02]^2 a_2 + [1.02]^3 a_3 + [1.02]^4 a_4 + [1.02]^5 a_5 + [1.02]^6 a_6 + [1.02]^7 a_7 + \\
& + [1.02]^8 a_8 + [1.02]^9 a_9 + [1.02]^{10} a_{10} + [1.02]^{11} a_{11} = 6.4 \\
& 1.01a_1 + [1.1]^2 a_2 + [1.1]^3 a_3 + [1.1]^4 a_4 + [1.1]^5 a_5 + [1.1]^6 a_6 + [1.1]^7 a_7 + \\
& + [1.1]^8 a_8 + [1.1]^9 a_9 + [1.1]^{10} a_{10} + [1.1]^{11} a_{11} = 7.79 \\
& 1.19a_1 + [1.19]^2 a_2 + [1.19]^3 a_3 + [1.19]^4 a_4 + [1.19]^5 a_5 + [1.19]^6 a_6 + [1.19]^7 a_7 + \\
& + [1.19]^{10} a_{10} + [1.19]^{11} a_{11} = 10.22 \\
& 1.24a_1 + [1.19]^2 a_2 + [1.24]^3 a_3 + [1.24]^4 a_4 + [1.24]^5 a_5 + [1.24]^6 a_6 + [1.24]^7 a_7 + \\
& + [1.24]^8 a_8 + [1.24]^9 a_9 + [1.24]^{10} a_{10} + [1.24]^{11} a_{11} = 13.37
\end{aligned} \tag{3.34}$$

cu soluțiile:

$$\begin{aligned}
& a_1 = -3.2378, \quad a_2 = 8.4987, \quad a_3 = -7.51, \quad a_4 = -3.43, \quad a_5 = -9.46, \quad a_6 = -1.6833, \\
& a_7 = -1.985, \quad a_8 = 1.548, \quad a_9 = -7.677, \quad a_{10} = 2.197, \quad a_{11} = -2.76
\end{aligned}$$

Pentru coeficientul $A = \frac{380}{314} = 1.2102$ se obțin valorile coeficienților B_k

(2.100):

$$\begin{aligned}
B_0 &= \frac{a_2 A^2}{2} + \frac{3a_4 A^4}{8} + \frac{5a_6 A^6}{16} + \frac{35a_8 A^8}{128} + \frac{63a_{10} A^{10}}{256} \approx 0 \\
B_1 &= a_1 A + \frac{3a_3 A^3}{4} + \frac{5a_5 A^5}{8} + \frac{35a_7 A^7}{64} + \frac{63a_9 A^9}{128} + \frac{231a_{11} A^{11}}{512} = 8.8203 \\
B_2 &= -\frac{a_2 A^2}{2} - \frac{a_4 A^4}{2} - \frac{15a_6 A^6}{32} - \frac{7a_8 A^8}{16} - \frac{105a_{10} A^{10}}{256} \approx 0 \\
B_3 &= -\frac{a_3 A^3}{4} - \frac{5a_5 A^5}{16} - \frac{21a_7 A^7}{64} - \frac{21a_9 A^9}{64} - \frac{165a_{11} A^{11}}{512} = 1.744
\end{aligned} \tag{3.35}$$

$$B_4 = \frac{a_4 A^4}{8} + \frac{3a_6 A^6}{16} + \frac{7a_8 A^8}{32} + \frac{15a_{10} A^{10}}{64} \approx 0$$

$$B_5 = \frac{5a_5 A^5}{16} + \frac{7a_7 A^7}{64} + \frac{9a_9 A^9}{64} + \frac{165a_{11} A^{11}}{1024} = 6.6913$$

$$B_6 = -\frac{a_6 A^6}{32} - \frac{a_8 A^8}{16} - \frac{45a_{10} A^{10}}{512} \approx 0 \quad B_7 = -\frac{a_7 A^7}{64} - \frac{9a_9 A^9}{256} - \frac{55a_{11} A^{11}}{1024} = 0.27312$$

$$B_8 = \frac{a_8 A^8}{128} + \frac{5a_{10} A^{10}}{256} \approx 0 \quad B_9 = \frac{a_9 A^9}{256} + \frac{11a_{11} A^{11}}{1024} = 2.2940 \times 10^{-2}$$

$$B_{10} = -\frac{a_{10} A^{10}}{512} \approx 0 \quad B_{11} = -\frac{a_{11} A^{11}}{1024} = 2.6119 \times 10^{-2}$$

Compoziția armonică a curentului de magnetizare [24] este de forma:

$$I_m(t) = 8.8203 \sin(\omega t) + 1.744 \sin(3\omega t) + 6.6913 \sin(5\omega t) + 0.27312 \sin(7\omega t) + 2.2940 \times 10^{-2} \sin(9\omega t) + 2.6119 \times 10^{-2} \sin(11\omega t) \quad (3.36)$$

După fundamentală cea mai importantă armonică este armonică a 5-a.

Urmează apoi ca și valoare armonică a 3-a, a 7-a și cu un ordin de mărime mai mici armonicile 9 și 11.

Fiind date tensiunea la borne $U = 1.73 \times 220 = 380V$ și $M_{elmg} = M_{rez} = 20 \text{ Nm}$ se pot calcula mărimile:

- flux magnetic ψ_m :

$$\psi_m = \frac{U}{\omega_1} = \frac{380}{314} = 1.21 [\text{Wb}] \quad (3.37)$$

- curentul de magnetizare $I_m = 11.6 [\text{A}]$ (din funcția $\psi_m = f(I_m)$ dedusă experimental)

- curentul statoric I_d :

$$I_d = -\frac{M_{elmg}}{\rho_1 \psi_m} = -\frac{20}{2 \times 1.21} = -8.256 [\text{A}] \quad (3.38)$$

- alunecarea s :

$$s = -\frac{R_2 I_d}{\omega_1 \psi_m} = \frac{1.6 \times 8.265}{314 \times 1.21} = 0.0348 \quad (3.39)$$

Curentul statoric al fundamentalei impus de cuplul rezistent este:

$$i_{s(1)} = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \sqrt{2} \sin\left(\omega t + \arctg \frac{I_q}{I_d}\right) \quad (3.40)$$

și are valoarea $i_{s(1)} = 8.265 \sqrt{2} \sin(\omega t)$

și astfel rezultă prin însumare curentul total al fundamentalei:

$$I_{s(1)} = \underbrace{8.265 \sqrt{2} \sin(\omega t)}_{\text{cuplu}} + \underbrace{8.8203 \sqrt{2} \sin(\omega t)}_{\text{magnetizare}} = 20.47 \text{ in}(\omega t) \quad (3.41)$$

Compoziția armonică a curentului statoric $I_{s(t)}$ este de forma

$$I_S(t) = 20.47 \sin(\omega t) - 1.744 \sin(3\omega t) + 6.6913 \sin(5\omega t) - 0.27312 \sin(7\omega t) + 2.2940 \times 10^{-2} \sin(9\omega t) + 2.6199 \times 10^{-2} \sin(11\omega t)$$

3.3.2 Determinarea performanțelor în regim de motor

Calculul performanțelor la o mașină asincronă saturată, alimentată de la o tensiune U și la un cuplu electromagnetic M_{elm} dat [5], se bazează pe următorul procedeu:

1. Fiindcă

$$\psi_{md1} = \psi_{mq1} = \psi_m \quad (3.42)$$

din

$$U = \omega \psi_m \quad (3.43)$$

se obține fluxul util ψ_m ;

2. Din curba experimentală $\psi_m(I_m)$ se obține curentul de magnetizare I_m ;

3. Din sistemul de 7 ecuații, (3.44):

$$\begin{aligned} U &= \omega_1 \psi_m \\ 0 &= R_2(I_{md} - I_d) - s\omega_1[\psi_{md}] \\ 0 &= R_2(I_{mq} - I_q) - s\omega_1[\psi_d] \\ \psi_m &= \sqrt{\psi_{md}^2 + \psi_{mq}^2} \\ \psi_{md} &= \frac{\psi_m}{I_m} I_{md} \\ \psi_{mq} &= \frac{\psi_m}{I_m} I_{mq} \\ I_m &= \sqrt{I_{md}^2 + I_{mq}^2} \\ M_{elm} &= p_1(I_q \psi_{md} - I_d \psi_{mq}) \end{aligned} \quad (3.44)$$

se obțin necunoscutele: ψ_{md} , I_{md} , ψ_{mq} , I_{mq} , I_q , I_d .

4. Se obține curentul real din relația precizată anterior:

$$I = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (3.45)$$

3.3.2.1 Compoziția armonică a curentului la tensiune la borne variabilă și cuplu rezistent constant

U - variabil

$$M_{elm} = M_{rez} = ct$$

La modificarea tensiunii la borne U compoziția armonică a curentului se schimbă. Calculul armonicilor curentului absorbit de mașina asincronă are în vedere că la acest tip de motor ($\psi_{md1} = \psi_{mq1}$) există o singură curbă de magnetizare, figura 2.16 sau tabelar, tabelul 3.4.

La I_m dat și la neglijarea rezistențelor statorice și a inductanțelor de dispersie sistemul de ecuații simplificat devine:

$$\begin{aligned} U &= -\omega_1 \psi_{mq} \\ 0 &= \psi_{md}, \text{ ceea ce impune } \psi_m = \psi_{mq} \text{ și } I_{md} = 0 \\ 0 &= R_2(I_{md} - I_d) - s\omega_1 \psi_{mq} \\ 0 &= R_2(I_{md} - I_d) - s\omega_1 \psi_{mq} \end{aligned} \quad (3.46)$$

$$\psi_m = \psi_{mq} = f(I_m)$$

$$M_{elmg} = -p_1 I_d \psi_{mq}$$

sau

$$U = -\omega_1 \psi_{mq}$$

$$I_d = -\frac{s\omega_1 \psi_m}{R_2},$$

$$I_m = I_{mq} = I_q$$

$$I_q = I_m$$

(3.47)

$$\psi_{mq} = \psi_m$$

$$\text{Funcția: } \psi_m = f(I_m)$$

$$M_{elmag} = -p_1 I_d \psi_{mq}$$

La tensiunea de alimentare sinusoidală U rezultă un flux ψ_m sinusoidal și deci I_m va conține o sumă de armonici așa cum rezultă din figura 2.17 (care dă variația $I_m(t)$). Sistemul se va rezolva în cele două moduri prezentate în capitolul II.

La o tensiune U sinusoidală se obține, datorită saturației, un curent ne-sinusoidal având următoarea compoziție armonică:

$$I_{s(1)} = I_d + jI_{q(1)} \text{ sau } i_{s(1)} = \sqrt{I_d^2 + I_{q(1)}^2} \sqrt{2} \sin\left[\omega t + \arctg\left(\frac{I_{q(1)}}{I_d}\right)\right] \quad (3.48)$$

$$I_s = jI_{q(k)} \text{ sau } i_s(k) = \sqrt{2} I_{q(k)} \sin\left(k\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.49)$$

Cazul 1

$$U = 220[V]$$

Fiind date tensiunea la borne $U = 1.73 \times 220 = 380V$ și $M_{elmg} = M_{rez} = 20$ Nm se pot calcula mărimile:

- flux magnetic ψ_m :

$$\psi_m = \frac{U}{\omega_1} = \frac{380}{314} = 1.21[Wb] \quad (3.50)$$

- curentul de magnetizare $I_m = 11.6[A]$ (din funcția $\psi_m = f(I_m)$ dedusă experimental)

- curentul statoric I_d :

$$I_d = -\frac{M_{elmg}}{p_1 \psi_m} = -\frac{20}{2 \times 1.21} = -8.256[A] \quad (3.51)$$

- alunecarea s :

$$s = -\frac{R_2 I_d}{\omega_1 \psi_m} = \frac{1.6 \times 8.265}{314 \times 1.21} = 0.0348 \quad (3.52)$$

Curentul statoric al fundamentalei impus de cuplul rezistent este:

$$i_{s(1)} = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \sqrt{2} \sin\left(\omega t + \arctg \frac{I_q}{I_d}\right) \quad (3.53)$$

și are valoarea $i_{s(1)} = 8.265\sqrt{2} \sin(\omega t)$

Funcția $\psi_m = f(I_m)$ se poate aproxima printr-o expresie polinomială de grad 11 de forma:

$$i_m(t) = a_1\psi_m + a_2\psi_m^2 + a_3\psi_m^3 + a_4\psi_m^4 + a_5\psi_m^5 + a_6\psi_m^6 + a_7\psi_m^7 + a_8\psi_m^8 + a_9\psi_m^9 + a_{10}\psi_m^{10} + a_{11}\psi_m^{11} \quad (3.54)$$

Deoarece tensiunea de alimentare are o variație sinusoidală, fluxul ψ_m se poate scrie astfel:

$$\psi_m(t) = A \sin(\omega_1 t) \quad (3.55)$$

unde

$$A = \frac{U}{\omega_1} \quad (3.56)$$

și expresia curentului $i_{m(t)}$ devine:

$$i_m(t) = a_1 A \sin(\omega t) + a_2 A^2 \sin^2(\omega t) + a_3 A^3 \sin^3(\omega t) + a_4 A^4 \sin^4(\omega t) + a_5 A^5 \sin^5(\omega t) + a_6 A^6 \sin^6(\omega t) + a_7 A^7 \sin^7(\omega t) + a_8 A^8 \sin^8(\omega t) + a_9 A^9 \sin^9(\omega t) + a_{10} A^{10} \sin^{10}(\omega t) + a_{11} A^{11} \sin^{11}(\omega t) = \quad (3.57)$$

$$B_1 \sin(\omega t) + B_3 \sin(3\omega t) + B_5 \sin(5\omega t) + B_7 \sin(7\omega t) + B_9 \sin(9\omega t) + B_{11} \sin(11\omega t) + B_2 \cos(2\omega t) + B_4 \cos(4\omega t) + B_6 \cos(6\omega t) + B_8 \cos(8\omega t) + B_{10} \cos(10\omega t) + B_0$$

unde coeficienții B se calculează după (2.100).

Deoarece funcția $i_{m(t)}$ este periodică și simetrică față de ordonata $t = T/4$ termenul liber B_0 și termenii în $\cos(K\omega t)$ sunt nuli și descompunerea în serie a lui $i_{m(t)}$ devine:

$$i_m(t) = \sum_{k=1}^n B_k \sin(K\omega t) \quad (3.58)$$

Așa cum se observă din expresia coeficienților B_k se impune determinarea coeficienților $a_1, a_3, a_5, a_7, a_9, a_{11}$. Coeficienții a_k se determină din curba experimentală $\psi_m(I_m)$, figura 2.19, în felul următor:

- se aleg 6 puncte pe curba $\psi_m(I_m)$: $P_1, P_3, P_5, P_7, P_9, P_{11}$.
- se formează sistemul algebric:

$$\begin{aligned} I_1 &= a_1\psi_1 + a_3\psi_1^3 + a_5\psi_1^5 + a_7\psi_1^7 + a_9\psi_1^9 + a_{11}\psi_1^{11} \\ I_3 &= a_1\psi_3 + a_3\psi_3^3 + a_5\psi_3^5 + a_7\psi_3^7 + a_9\psi_3^9 + a_{11}\psi_3^{11} \\ I_5 &= a_1\psi_5 + a_3\psi_5^3 + a_5\psi_5^5 + a_7\psi_5^7 + a_9\psi_5^9 + a_{11}\psi_5^{11} \\ I_7 &= a_1\psi_7 + a_3\psi_7^3 + a_5\psi_7^5 + a_7\psi_7^7 + a_9\psi_7^9 + a_{11}\psi_7^{11} \\ I_9 &= a_1\psi_9 + a_3\psi_9^3 + a_5\psi_9^5 + a_7\psi_9^7 + a_9\psi_9^9 + a_{11}\psi_9^{11} \\ I_{11} &= a_1\psi_{11} + a_3\psi_{11}^3 + a_5\psi_{11}^5 + a_7\psi_{11}^7 + a_9\psi_{11}^9 + a_{11}\psi_{11}^{11} \end{aligned} \quad (3.59)$$

- se rezolvă sistemul în necunoscutele $a_1, a_3, a_5, a_7, a_9, a_{11}$.

Se calculează pentru o anumită valoare dată a coeficientului $A = U/\omega_1$,

valorile coeficienților B_k .

Numeric, sistemul devine:

$$0.07a_1 + [0.07]^3 a_3 + [0.07]^5 a_5 + [0.07]^7 a_7 + [0.07]^9 a_9 + [0.07]^{11} a_{11} = 0.346$$

$$0.6a_1 + [0.6]^3 a_3 + [0.6]^5 a_5 + [0.6]^7 a_7 + [0.6]^9 a_9 + [0.6]^{11} a_{11} = 3.118$$

$$0.8a_1 + [0.8]^3 a_3 + [0.8]^5 a_5 + [0.8]^7 a_7 + [0.8]^9 a_9 + [0.8]^{11} a_{11} = 4.33 \quad (3.60)$$

$$0.96a_1 + [0.96]^3 a_3 + [0.96]^5 a_5 + [0.96]^7 a_7 + [0.96]^9 a_9 + [0.96]^{11} a_{11} = 5.42$$

$$1.1a_1 + [1.1]^3 a_3 + [1.1]^5 a_5 + [1.1]^7 a_7 + [1.1]^9 a_9 + [1.1]^{11} a_{11} = 7.79$$

$$1.24a_1 + [1.24]^3 a_3 + [1.24]^5 a_5 + [1.24]^7 a_7 + [1.24]^9 a_9 + [1.24]^{11} a_{11} = 13.37$$

cu soluțiile:

$$a_1 = 4.9468, a_3 = -0.84287, a_5 = 9.1345, a_7 = -18.224, a_9 = 14.264, a_{11} = -3.2797$$

Pentru coeficientul $A = \frac{380}{314} = 1.2102$ se obțin valorile coeficienților B_k :

$$B_0 = \frac{a_2 A^2}{2} + \frac{3a_4 A^4}{8} + \frac{5a_6 A^6}{16} + \frac{35a_8 A^8}{128} + \frac{63a_{10} A^{10}}{256} \approx 0$$

$$B_1 = a_1 A + \frac{3a_3 A^3}{4} + \frac{5a_5 A^5}{8} + \frac{35a_7 A^7}{64} + \frac{63a_9 A^9}{128} + \frac{231a_{11} A^{11}}{512} = 8.8203$$

$$B_3 = -\frac{a_3 A^3}{4} - \frac{5a_5 A^5}{16} - \frac{21a_7 A^7}{64} - \frac{21a_9 A^9}{64} - \frac{165a_{11} A^{11}}{512} = -1.744 \quad (3.61)$$

$$B_5 = \frac{5a_5 A^5}{16} + \frac{7a_7 A^7}{64} + \frac{9a_9 A^9}{64} + \frac{165a_{11} A^{11}}{1024} = 6.6913$$

$$B_7 = -\frac{a_7 A^7}{64} - \frac{9a_9 A^9}{256} - \frac{55a_{11} A^{11}}{1024} = -0.27312$$

$$B_9 = \frac{a_9 A^9}{256} + \frac{11a_{11} A^{11}}{1024} = 2.2940 \times 10^{-2} \quad B_{11} = -\frac{a_{11} A^{11}}{1024} = 2.6119 \times 10^{-2}$$

Compoziția armonică a curentului de magnetizare este de forma:

$$I_m(t) = 8.8203 \sin(\omega t) - 1.744 \sin(3\omega t) + 6.6913 \sin(5\omega t) - 0.27312 \sin(7\omega t) + 2.2940 \times 10^{-2} \sin(9\omega t) + 2.6119 \times 10^{-2} \sin(11\omega t) \quad (3.62)$$

După fundamentală cea mai importantă armonică este armonica a 5-a.

Urmează apoi ca și valoare armonică a 3-a, a 7-a și cu un ordin de mărime mai mici armonicile 9 și 11.

Tabelul 3.5 sintetizează rezultatele obținute în urma parcurgerii etapelor de calcul care conduc la obținerea compoziției armonice a curentului de magnetizare, pentru diferite valori ale tensiunii de alimentare.

Tab. 3.5 Compoziția armonică a curentului de magnetizare

Tensiunea la borne; $M_{elmag} = M_{rez}$	Flux Magnetic (3.50) ψ_m [Wb]	Curentul [A] de Magnetizare din $\psi_m = f(I_m)$	Curentul Statoric (3.53) I_d [A]	Alunecarea s (3.52)	Compoziția armonică a curentului de magnetizare
230 [V] 20 [Nm]	$\psi_m = 1.2687$	$I_m = 13.5$	$I_d = -7.93$	$s = 0.032$	$10.287 \sin(\omega t) - 2.4767 \sin(3\omega t) + 10.053 \sin(5\omega t) - 0.25059 \sin(7\omega t) - 0.05792 \sin(9\omega t) + 5.9354 \times 10^{-2} \sin(11\omega t)$

240 [V] 20 [Nm]	$\psi_m = 1.32$	$I_m = 14.144$	$I_d = -7.575$	$s = 0.0292$	11.232sin(ωt)- 2.6923sin(3 ωt) + 14.156 sin(5 ωt) + 8.5393 sin(7 ωt) - 0.27836sin(9 ωt) + 0.12297 $\times 10^{-2}$ sin(11 ωt)
250 [V] 20 [Nm]	$\psi_m = 1.377$	$I_m = 14.755$	$I_d = -7.26$	$s = 0.0268$	12.386sin(ωt)- 2.97sin(3 ωt) + 16.261 sin(5 ωt) + 0.49764 sin(7 ωt)- 0.5212sin(9 ωt) + 0.18202 sin(11 ωt)
260 [V] 20 [Nm]	$\psi_m = 1.434$	$I_m = 15.355$	$I_d = -6.98$	$s = 0.0248$	13.556sin(ωt)- 3.103sin(3 ωt) + 17.882 sin(5 ωt) + 1.1089sin(7 ωt)- 0.84490sin(9 ωt) + 0.25381 sin(11 ωt)

3.3.2.2 Compoziția armonică a curentului la cuplu variabil și tensiune constantă

La modificarea cuplului, compoziția armonică a curentului se schimbă. Calculul armonicilor absorbit de mașina asincronă are în vedere că la acest tip de motor ($\psi_{md1} = \psi_{mq1}$) există o singură curbă de magnetizare.

$$U = 380 \text{ [V]}$$

M_{elmg} - variabil

Cazul 1:

$$M_{elmg} = 10 \text{ [Nm]}$$

$$\psi_m = \frac{U}{\omega_1} = \frac{380}{314} = 1.21 \text{ [Wb]}; I_q = I_m = 11.6$$

$$I_d = -\frac{M_{elmg}}{p_1 \psi_m} = \frac{10}{2 \times 1.21} = 4.132 \text{ [A]} \quad (3.63)$$

$$s = -\frac{R_2 I_d}{\omega_1 \psi_m} = \frac{1.6 \times 6.98}{314 \times 1.434} = 0.017$$

Funcția $\psi_m = f(I_m)$ se poate aproxima printr-o expresie polinomială de grad 11 de forma:

$$i_m(t) = a_1 \psi_m + a_2 \psi_m^2 + a_3 \psi_m^3 + a_4 \psi_m^4 + a_5 \psi_m^5 + a_6 \psi_m^6 + a_7 \psi_m^7 + a_8 \psi_m^8 + a_9 \psi_m^9 + a_{10} \psi_m^{10} + a_{11} \psi_m^{11}$$

Numeric, sistemul în necunoscutele a_k devine:

$$0.07a_1 + [0.07]^3 a_3 + [0.07]^5 a_5 + [0.07]^7 a_7 + [0.07]^9 a_9 + [0.07]^{11} a_{11} = 0.346$$

$$0.6a_1 + [0.6]^3 a_3 + [0.6]^5 a_5 + [0.6]^7 a_7 + [0.6]^9 a_9 + [0.6]^{11} a_{11} = 3.118$$

$$0.8a_1 + [0.8]^3 a_3 + [0.8]^5 a_5 + [0.8]^7 a_7 + [0.8]^9 a_9 + [0.8]^{11} a_{11} = 4.33$$

$$0.96a_1 - [0.96]^3 a_3 + [0.96]^5 a_5 + [0.96]^7 a_7 + [0.96]^9 a_9 + [0.96]^{11} a_{11} = 5.542$$

$$1.1a_1 - [1.1]^3 a_3 + [1.1]^5 a_5 + [1.1]^7 a_7 + [1.1]^9 a_9 + [1.1]^{11} a_{11} = 7.794 \quad (3.64)$$

$$1.21a_1 - [1.21]^3 a_3 + [1.21]^5 a_5 + [1.21]^7 a_7 + [1.21]^9 a_9 + [1.21]^{11} a_{11} = 11.6$$

cu soluțiile:

$$a_1 = 4.9467, a_3 = -0.82936, a_5 = 9.0517, a_7 = -18.046, a_9 = 14.104, a_{11} = -3.2287$$

Pentru coeficientul $A = 220 \times 1.73/314 = 1.2121$ se obțin valorile coeficienților B_k :

$$B_1 = a_1 A - \frac{3a_3 A^3}{4} - \frac{5a_5 A^5}{8} - \frac{35a_7 A^7}{64} + \frac{63a_9 A^9}{128} + \frac{231a_{11} A^{11}}{512} = 8.8714$$

$$B_3 = -\frac{a_3 A^3}{4} - \frac{5a_5 A^5}{16} - \frac{21a_7 A^7}{64} - \frac{21a_9 A^9}{64} - \frac{165a_{11} A^{11}}{512} = -1.7728 \quad (3.65)$$

$$B_5 = \frac{5a_5 A^5}{16} - \frac{7a_7 A^7}{64} - \frac{9a_9 A^9}{64} + \frac{165a_{11} A^{11}}{1024} = 6.698$$

$$B_7 = -\frac{a_7 A^7}{64} - \frac{9a_9 A^9}{256} - \frac{55a_{11} A^{11}}{1024} = -0.27752$$

$$B_9 = \frac{a_9 A^9}{256} - \frac{11a_{11} A^{11}}{1024} = -0.023366 \quad B_{11} = -\frac{a_{11} A^{11}}{1024} = 0.026161$$

Compoziția armonică a curentului de magnetizare este de forma:

$$I_m(t) = 8.8714 \sin(\omega t) - 1.7728 \sin(3\omega t) + 6.698 \sin(5\omega t) + 0.27752 \sin(7\omega t) + 0.023366 \sin(9\omega t) + 0.026161 \sin(11\omega t) \quad (3.66)$$

Amplitudinea curentului fundamentalei are valoarea:

$$I_1 = \sqrt{2} \sqrt{I_d^2 + I_q^2} = 1.41 \sqrt{11.6^2 + 4.132^2} = 17.363 [A] \quad (3.67)$$

Tabelul 3.6 sintetizează etapele de calcul și rezultatul obținut pentru compoziția armonică a curentului de magnetizare și amplitudinea curentului fundamentalei, pentru situația în care tensiunea de alimentare își păstrează constantă valoarea, iar cuplul se modifică.

Tab. 3.6 Compoziția armonică a curentului de magnetizare la U constant și $M_{e\text{img}}$ variabil

$M_{e\text{img}}$ [Nm]	Flux Magnetic (3.63) ψ_m [Wb]	Curentul [A] de magnetizare $\psi_m = f(I_m)$	Curentul Statoric (3.63) I_d [A]	Alunecarea s (3.63)	Compoziția armonică a curentului de magnetizare + Amplitudinea curentului fundamentalei (3.67)
20	$\psi_m = 1.21$	$I_m = 11.6 = I_c$	$I_d = -8.265$	$s = 0.0348$	$8.8714 \sin(\omega t) - 1.7728 \sin(3\omega t) + 6.698 \sin(5\omega t) + 0.27752 \sin(7\omega t) + 0.023366 \sin(9\omega t) + 0.026161 \sin(11\omega t)$ $I_1 = \sqrt{2} \sqrt{I_d^2 + I_q^2} = 20.08 [A]$
30	$\psi_m = 1.21$	$I_m = 11.6 = I_c$	$I_d = 12.4$	$s = 0.052$	$8.8714 \sin(\omega t) - 1.7728 \sin(3\omega t) + 6.698 \sin(5\omega t) + 0.27752 \sin(7\omega t) + 0.023366 \sin(9\omega t) + 0.026161 \sin(11\omega t)$ $I_1 = \sqrt{2} \sqrt{I_d^2 - I_q^2} = 23.94 [A]$

Observație: prin modificarea cuplului electromagnetic, deoarece tensiunea nu se schimbă, compoziția armonică a curentului de magnetizare rămâne aceeași în toate cele 3 cazuri analizate.

3.4 Controlul turației la mașina asincronă saturată

Din sistemul scris în cazul general (2.18) și (2.32) [19], [83] se obține un model matematic simplificat [5], la neglijarea rezistențelor statorice și a inductivităților de dispersie:

$$\begin{aligned} U &= -\omega_1 \psi_{mq} & 0 &= \omega_1 \psi_{md} \\ 0 &= R_2(I_{md} - I_d) - s\omega_1 \psi_{mq} & 0 &= R_2(I_{mq} - I_q) + s\omega_1 \psi_{md} \\ M_{elm} &= p_1 [I_q \psi_{md} - I_d \psi_{mq}] & & \\ \psi_{md} &= \frac{\psi_m}{I_m} I_{md} & \psi_{mq} &= \frac{\psi_m}{I_m} I_{mq} \\ \psi_m &= f(I_m), \text{ - funcție dedusă experimental} \end{aligned} \quad (3.68)$$

sau [88]

$$\begin{aligned} U &= -\omega_1 \psi_{mq} & \psi_m &= \psi_{mq} \\ I_m &= I_{mq} = I_q & 0 &= R_2 I_d + s\omega_1 \psi_m \\ \psi_m &= f(I_m), \text{ - funcție dedusă experimental} \\ M_{elm} &= p_1 I_d \psi_m \end{aligned} \quad (3.69)$$

Menținând **gradul de saturație, controlul turației** se realizează după următorul algoritm:

- mărimile prescrise: cuplul electromagnetic M_{elm} și turația rotorului n .
- mărimile ce se reglează: tensiunea U și frecvența f .

Etapa 1 Cunoscând cuplul electromagnetic M_{elm} și fluxul de magnetizare ψ_m nemodificându-se, rezultă curentul statoric I_d :

$$I_d = \frac{M_{elm}}{p_1 \psi_m} \quad (3.70)$$

Etapa 2 Se calculează pulsația curenților rotorici folosind relația:

$$\omega_r = \omega_1 - \omega_{mec} = s\omega_1 = \frac{R_2 I_d}{\psi_m} \quad (3.71)$$

Etapa 3 Cunoscând turația rotorului (mărime prescrisă) n ($\omega_{mec} = 2\pi n$) și pulsația curenților rotorici ω_r , rezultă pulsația curenților statorici:

$$\omega_1 = \omega_r + 2\pi n \quad (3.72)$$

și deci frecvența statorică este:

$$f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} \quad (3.73)$$

Etapa 4 Cunoscându-se frecvența statorică și fluxul ψ_m se obține tensiunea la borne U :

$$U = \omega_1 \psi_m \quad (3.74)$$

Cele 4 etape de reglare, practic, se realizează implementând algoritmul propus folosind un microprocesor ce comandă, invertorul I în figura 3.33.

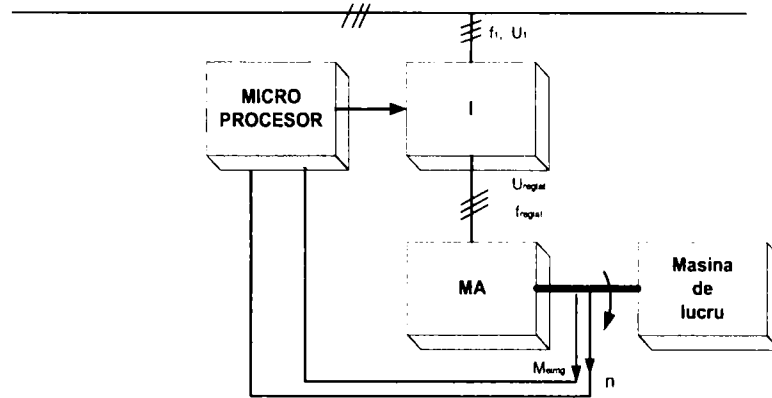


Fig.3.33 Controlul turației la mașina asincronă saturată

Cunoscând valoarea fluxului ψ_m , în cazul acestui procedeu de control al turației, se pot estima foarte exact armonicile superioare și deci se pot lua măsuri de filtrare a lor.

3.5 Concluzii

Prin simulările date la diversele sarcini și la considerarea efectului pelicular și a saturației magnetice se obțin rezultate teoretice care se regăsesc în verificările experimentale menționate în literatură. Prin simulare se poate vedea influența ce o au asupra modelului diverse părți componente (în cazul saturației influența tensiunii asupra nivelului armonicilor, în cazul efectului pelicular influența geometriei rotorice asupra rezistenței rotorice).

Modelarea și simularea mașinii asincrone trebuie să țină seama de:

- saturația magnetică - la tensiuni ce depășesc frecvent pragul valorilor corespunzătoare miezurilor nesaturate
- de efectul pelicular din barele rotorice, mai ales la frecvențe rotorice ridicate (porniri, reversări de turație, șocuri mari de sarcină).
- Influența temperaturii asupra valorii rezistențelor.

Autorul a realizat o adaptare și implementare în mediul Simulink a dependenței rezistenței rotorice față de alunecare.

De toate aspectele anterior amintite s-a ținut cont în implementarea în Matlab Simulink.

Simulările au avut în vedere:

- regimul de pornire
- strategii de modificare a turației
- schimbări de sarcină.

Saturația magnetică este scoasă în evidență prin armonicile curentului statoric. Compoziția armonică a curentului este o măsură a gradului de saturație și așa cum s-a demonstrat în prezenta teză de doctorat, la tensiuni ridicate, armonicile superioare devin importante. La finele capitolului se dă strategia de control a turației, caracterizată prin 4 etape, în urma cărora se determină tensiunea și frecvența de alimentare a mașinii. Au fost luate în considerare mașinile puternic sollicitate magnetic, care fiind mai ieftine, pătrund tot mai des pe piață. Modelul matematic ales la evaluarea saturației magnetice este corect, deoarece acesta reflectă realitatea într-o foarte mare măsură, având la bază caracteristica de magnetizare a motorului analizat.

4. STRUCTURI DE CONDUCERE PENTRU MAȘINA ASINCRONĂ FUNCȚIONÂND LA TURAȚIE VARIABILĂ

4.1 Introducere

În acest capitol se dezvoltă strategiile de conducere a mașinii asincrone după flux statoric și flux rotoric. Simulările în Matlab – Simulink la flux statoric au în vedere sisteme de conducere bazate pe alimentarea mașinii prin invertoare de frecvență. Modul de comportare al sistemului se vede din simulările numerice din Matlab – Simulink. Reglarea la flux statoric controlat constă în determinarea tensiunii și frecvenței pentru un cuplu și o turație dată.

Acordarea reguletoarelor se face prin simulări numerice pentru diverse regimuri de funcționare. La sfârșitul capitolului, se realizează o analiză comparativă a celor două metode de reglare, după flux statoric și flux rotoric

4.2 Clasificarea metodelor de conducere a mașinii asincrone

Mașina asincronă, grație avantajelor: construcție simplă, fiabilitate, robustețe și preț de cost scăzut, și-a găsit o largă aplicare în aplicațiile industriale. Pe lângă robustețe, proprietățile dinamice foarte bune la o conducere corespunzătoare, reprezintă un motiv suplimentar pentru lărga ei răspândire [49].

Tehnica de conducere a mașinii asincrone prin orientare după câmp (FOC – Field Orientated Control) și-a găsit o largă utilizare în industrie (începând cu anii 80), și de atunci s-a perfecționat în continuu [41]. Metoda DTC (Direct Torque Control) a apărut ca necesitate de a mări viteza de răspuns a cuplului la mașina asincronă. Obiectivul a fost atins prin imprimarea forțată a fluxului și cuplului dorite în mașină, fără intermedierea unor bucle de reacție inversă sau a unui modulator de tensiune. Aceste merite sunt totuși contrabalansate de ondulații ale cuplului și de frecvența variabilă de comutare a invertoarelor de alimentare. Conceptul de bază al conducerii directe după cuplu (DTC) constă în controlul simultan al fluxului statoric și al cuplului electromagnetic al mașinii asincrone.

S-au dezvoltat mai multe variante de implementare DTC: direct self control (DSC), constant switching frequency (CSW), DTC cu modulație prin vector spațial DTC – SVM (DTC with Space Vector Modulation) sau o variantă în combinație cu logica neuro-fuzzy (LNF) [110].

Metodele de control ale mașinii asincrone se împart în metode scalare și metode vectoriale, prezentate în figura 4.1. Controlul scalar este bazat pe relația directă în regim staționar a parametrilor, exprimate numai prin amplitudinile și frecvența (viteza unghiulară) tensiunii, curentului și fluxului. Controlul scalar nu acționează în acest spațiu în regim tranzitoriu.

În afară de FOC și DTC este indicată metoda liniarizării în buclă închisă de reacție inversă (FLC - Feedback Linearisation Control) și metoda bazată pe

pasivitate, utilizând ecuațiile lui Euler - Lagrange, exprimate în coordonate generalizate; DTC cu metoda de modulație în spațiul vectorial.

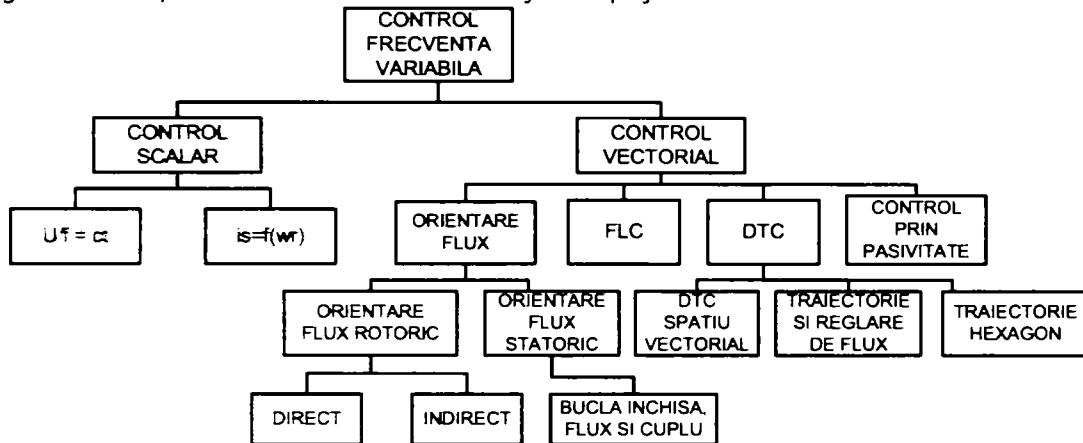


Fig.4.1 Clasificarea metodelor de control a mașinii asincrone

Proprietățile și avantajele DTC sunt:

- DTC necesită o evaluare cât mai exactă a cuplului și fluxului și ca urmare metoda nu este sensibilă la variațiile parametrilor rotorici.
- DTC este o metodă care nu are nevoie de senzori de viteză sau poziție.
- DTC posedă o structură robustă de control.

Sub aspectul strategiei de acționare a mașinii asincrone, DTC se realizează în următoarele trei grupe:

- ST-DTC (Switching Table - DTC) la care rotirea fazorilor de flux se realizează prin comutare, în baza unei table dinainte stabilită.
- Direct Self Control (DSC) metoda autocontrolului direct, bazată pe variabile numerizate (digital), cu comparatoare de flux, corespunzând la șase pași, cu traseu hexagonal închis;
- Scheme cu frecvență constantă de comutare (Constant Switching Frequency DTC schemes). Acest procedeu operează în asociație cu modulatori prin vectori spațiali (SVM - space vector modulators).

Dacă sistemul de referință, în care se implementează reglarea, se deplasează cu fluxul care trebuie menținut constant, se obține o simplificare a calculelor, deoarece mărimile apar atunci ca și mărimi constante. Această metodă de reglare poartă denumirea de FOC.

La reglarea după fluxul rotor, parametrii mașinii sunt introduși în algoritmul de conducere. Abateri ale parametrilor conduc spre o înrăutățire a comportamentului reglării. Pentru aceasta se utilizează în reglare un model al mașinii. Reacția inversă se realizează astfel: curenții de ieșire ai mașinii sunt măsurați și transformați în sistemul bifazat rotor. Aici are loc comparația cu valorile de referință ale curenților, abaterile fiind compensate prin regulatoare PI, ale căror ieșiri se adună componentelor de tensiune.

Metodele FOC necesită cunoașterea parametrilor mașinii, ceea ce, în mod special la modernizarea conducerii unor instalații unde mașinile existente sunt preluate, necesită algoritmi de identificare foarte complecși. Principalul dezavantaj al acestei metode este volumul de calcul ridicat, transformările repetate de coordonate, așa cum reiese și din schema bloc a reglării după fluxul rotor a mașinii asincrone, figura 4.42.

4.3 Reglarea după flux statoric. Direct Self Control (DSC)

Reglarea după flux statoric reprezintă un caz special al DTC – reglării directe după cuplu. Datorită simplității ei, această reglare este foarte răspândită în practică [50].

Avantajele reglării după fluxul statoric: frecvență de comutare scăzută; comportare robustă; efortul de identificare redus; utilizabilă și în cazul mașinilor sincrone.

Dezavantaje reglării după flux statoric: la turații mici, se manifestă o dinamică redusă iar reconstruirea rezistenței rotorice în regulator, conduce la alunecări.

4.3.1 Schema de ansamblu

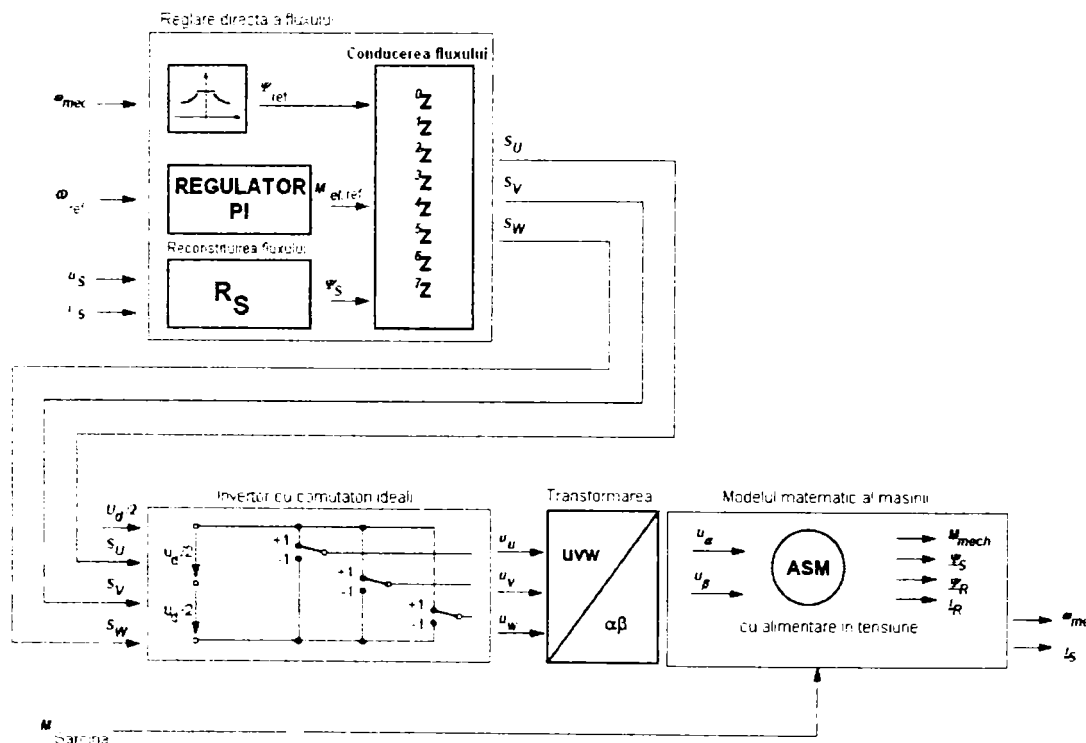


Fig. 4.2 Schema de ansamblu a reglării după flux statoric [64]

La reglarea după fluxul statoric, figura 4.2, este necesar doar un regulator de turație suprapus. Conducerea după flux generează funcțiile de comutare s_U , s_V și s_W din fluxul de referință, valoarea de referință a cuplului electromagnetic și a fluxului statoric reconstruit al mașinii [106]. Fluxul de referință rezultă din slăbirea de câmp, fluxul reconstituit al mașinii se obține cu rezistența statorului R_S iar cuplul electromagnetic de referință provine din regulatorul de turație. Invertorul comută ideal. Mașina reală este modelată ca mașină asincronă ideală cu alimentare în tensiune în coordonate $\alpha\beta$.

4.3.2 Invertorul cu comutație ideală

4.3.2.1 Puntea trifazată

Comutația ideală semnifică că semiconductoarele de putere sunt considerate ideale: conectate nu înregistrează nici o cădere de tensiune, întrerupte nici un curent de scurgere iar operațiile de comutare sunt infinit de rapide. Dacă punctul de stea al sarcinii nu este legat de circuitul de tensiune continuu intermediar, rezultă că pentru curenții i_u , i_v și i_w este valabil $i_u+i_v+i_w=0$. Tensiunea circuitului intermediar o considerăm constantă. În *modelul ideal*, semiconductorii pot fi înlocuiți cu comutatoari. De aici rezultă conexiunea echivalentă cu comutatoari, figura 4.3:

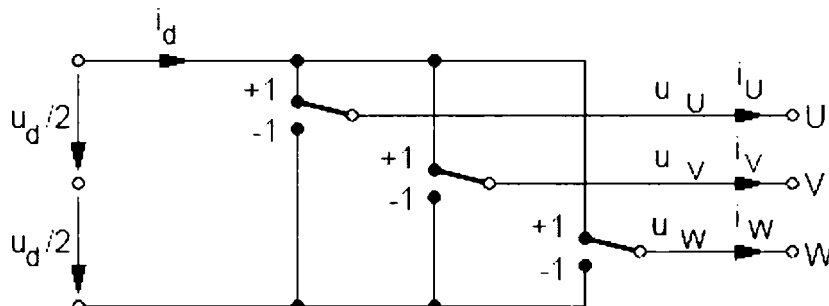


Fig.4.3 Schema echivalentă cu comutatoarii unei punți trifazate

Posibilele poziții ale celor trei comutatoare furnizează opt stări diferite ale invertorului 0Z până la 7Z :

Tab. 4.1: Stări de comutație

Starea	s_u	s_v	s_w	Starea	s_u	s_v	s_w
0Z	-1	-1	-1	4Z	-1	+1	+1
1Z	+1	-1	-1	5Z	-1	-1	+1
2Z	+1	+1	-1	6Z	+1	-1	+1
3Z	-1	+1	-1	7Z	+1	+1	+1

Modelul mașinii asincrone alimentate în tensiune este descris în sistemul de coordonate $\alpha\beta$. Din acest motiv este bine ca ieșirea invertorului să fie de asemenea privită în planul $\alpha\beta$ (sau dq) [117].

Tensiunile de linie și tensiunile de fază conectate sunt reprezentate ca fazori rotitori în planul $\alpha\beta$, figura 4.4. Din cele opt stări de comutare, 6 sunt fazori generatori de tensiune (1U până la 6U), care se regăsesc uniform repartizate pe cercul de rază $2u_d/3$. Stările 0U până la 7U sunt fazori de tensiune nuli cu lungimea zero. Originea lor se găsește în planul $\alpha\beta$.

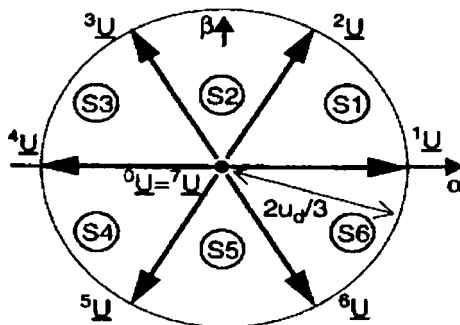


Fig.4.4 Stările de tensiune ale invertorului în reprezentarea fazorilor rotitori

4.3.2.2 Implementarea în Matlab / Simulink

Transpunerea comutatoarelor în Simulink poate fi principal realizată printr-o înmulțire. Jumătate din valoarea tensiunii circuitului intermediar ($U_d/2$) este înmulțită cu semnalul (± 1). Puntea trifazată necesită trei astfel de multiplicatori, figura 4.5.

Se vor simula câteva serii de comutări ale punții trifazate, utilizând:

- Model: *Punte trifazată, urmată de transformarea din trifazat în $\alpha\beta$ (dq)*, figura 4.6

- Ințrare: $s_{u,v,w}$ uniform repartizate („rețea trifazată dreptunghiulară”), ± 1 , $U_d=650V$ (amplitudinea tensiunii circuitului intermediar rezultată din $400\sqrt{2} + 15\%$), figura 4.7

- Parametrii de simulare: *Stop time 1.5 s, ode 45, variable-step*

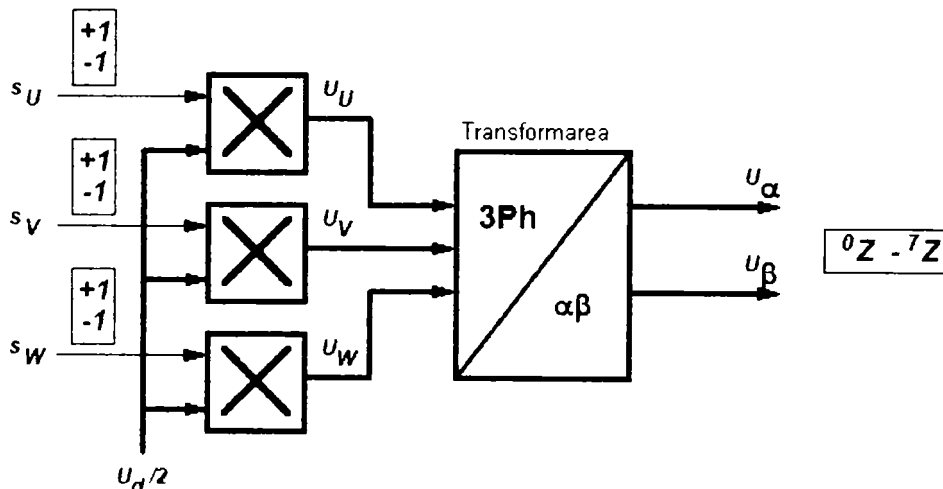


Fig. 4.5 Schema bloc a unei punți trifazate cu multiplicatori

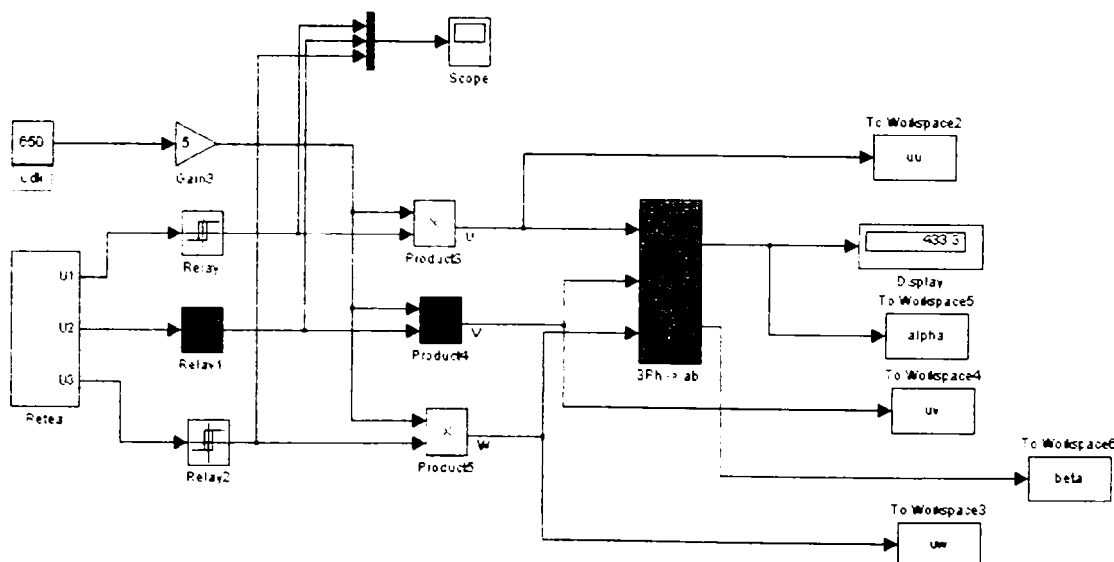


Fig.4.6 Punte trifazată, urmată de transformarea din trifazat în $\alpha\beta$

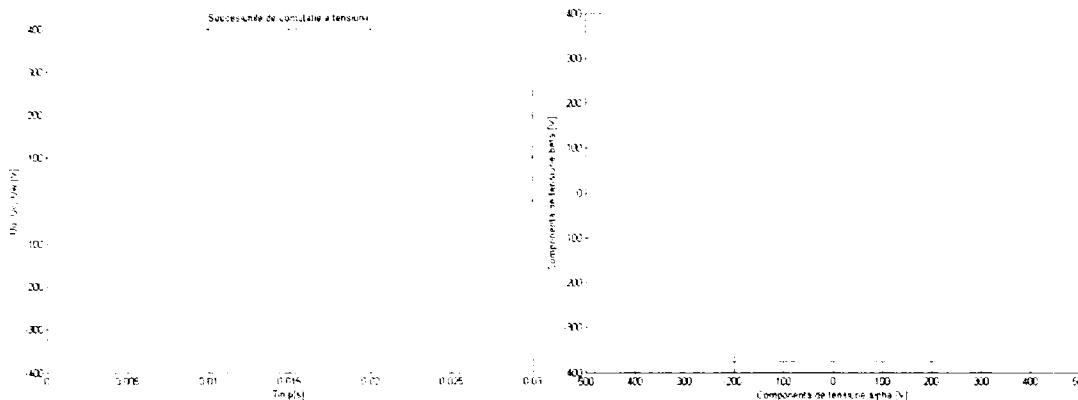


Fig.4.7 Evoluția în timp a succesiunilor de conectare Fig.4.8 Poziții de conectare în planul $\alpha\beta$ ale tensiunilor în stea

Semnalele de comutare $s_{U,V,W}$ pot lua valorile $+1$ și -1 . Semnalele de comutare sunt simetric distribuite. Tensiunea circuitului intermediar este o tensiune continuă cu o amplitudine de 650 V. Tensiunea din punctul median are valoarea ± 325 V. În planul $\alpha\beta$ se formează din cei șase fazori de tensiune un hexagon, figura 4.8. Fazorii au amplitudinea de $2 \cdot U_d / 3 = 433$ V. Stările 0U și 7U nu produc ieșire, deoarece au amplitudinea zero.

4.3.3 Reglarea fluxului

4.3.3.1 Principiul reglării fluxului

La acționări cu sarcini mari, frecvența de comutație a inverterului trebuie, pe cât posibil, menținută la valori scăzute. Aceasta se obține prin benzi de toleranță ale fluxului corespunzător ridicate, astfel frecvența de comutație a comparatorului respectiv scade corespunzător. Deja la o abatere maximală de $\pm 6.75\%$ din valoarea de referință, evoluția fazorului de flux poate degenera într-un hexagon.

Prin degenerarea într-un hexagon [110] numărul de comutări poate fi redus la minim. Cele șase stări de comutației ale unei punți trifazate, generatoare de tensiune, oferă pe rând posibilitatea parcurgerii unei laturi a hexagonului. Vârfurile hexagonului corespund trecerii la starea următoare. Punctele din figura 4-9 0U și 7U corespund stărilor de repaus.

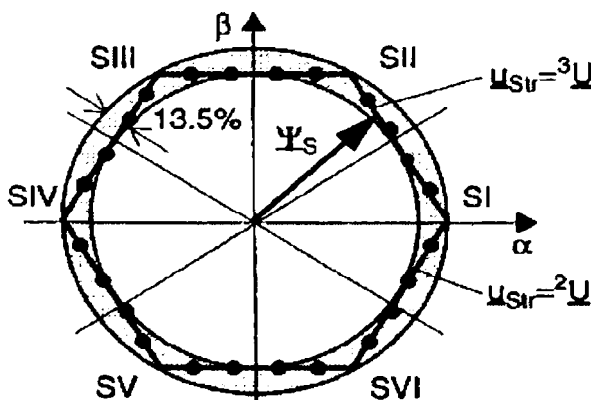


Fig.4.9 Evoluția fazorului

4.3.3.2 Implementarea în Matlab / Simulink a reglării fluxului

Reglarea fluxului poate fi realizată prin curba hexagonală utilizând com. onentele le_ate de fază [49], figura 4.10.

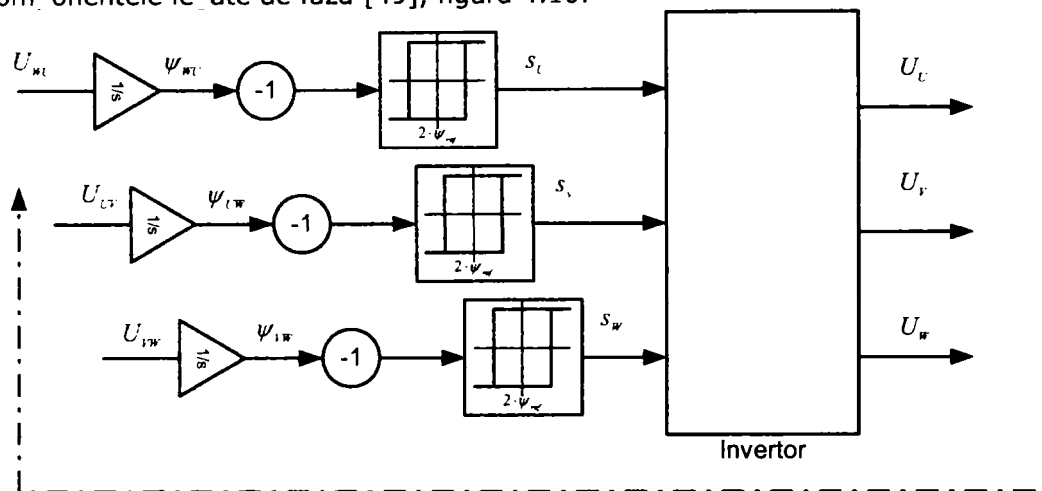


Fig.4.10 Reglarea fluxului la reglarea după flux statoric, fără stări egale cu zero (reglare la frecvența de bază)

La această reglare a fluxului stările de nul, nu pot fi conectate. Este vorba de o reglare în frecvența de bază, ceea ce înseamnă că diametrul hexagonului și viteza fazorului sunt prestabilite. Vom verifica printr-o simulare funcționarea modelului Simulink implementat și vom compara rezultatele cu cele teoretice.

Din datele nominale ale mașinii asincrone, se determină valoarea fluxului statoric [4] ($\psi_s = 1.732 \text{ Vs}$).

$$I_N = \frac{\psi_s}{L_1} \sqrt{\frac{(R_2')^2 + (\omega_r L_2')^2}{(R_2')^2 + (\sigma \omega_r L_2')^2}} \quad (4.1)$$

$$\omega_{mec} = 2\pi n_N = 2\pi \frac{1450}{60} = 151.7 [\text{rad / sec}] \quad (4.2)$$

$$\omega_r = \omega - \omega_{mec} = 157 - 151.7 = 5.2 [\text{rad / sec}] \quad (4.3)$$

$$L_U = L_1 = 0.0843 \text{ H} \quad (4.4)$$

$$\sigma = \frac{L_1 L_2 - L_U^2}{L_1 L_2} = 0.03816 \quad (4.5)$$

→ $\psi_s = 1.732 \text{ Vs}$.

Pentru verificarea și implementarea principiului de reglare a fluxului statoric [41], se implementează următoarele condiții, figura 4.11:

- Model: Reglarea fluxului fără stări de nul, punte trifazată
- Intrare: $\psi_{ref} = 1.732 \text{ Vs}$ (ψ_{ref} trebuie să reprezinte fluxul înlănțuit, deoarece se intervine cu o tensiune înlănțuită în reglarea fluxului), $U_d = 650 \text{ V}$
- Parametrii de simulare: Stop time 0.02 s, ode 45, variable-step, max stepsize 1e-3s
- Condiții inițiale ale integratoarelor: $u_{WU} = -\psi_{ref}$, $u_{LV} = 0$, $u_{VW} = +\psi_{ref}$

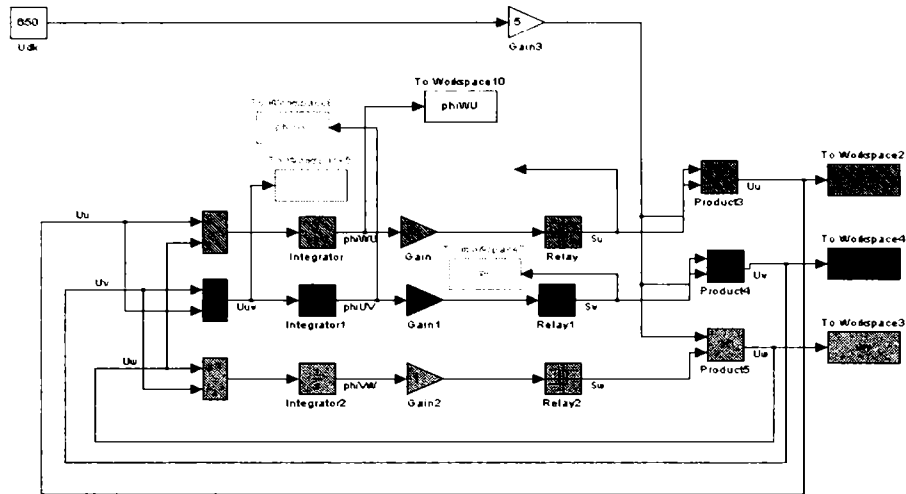


Fig.4.11 Reglarea fluxului fără stări de nul, punte trifază

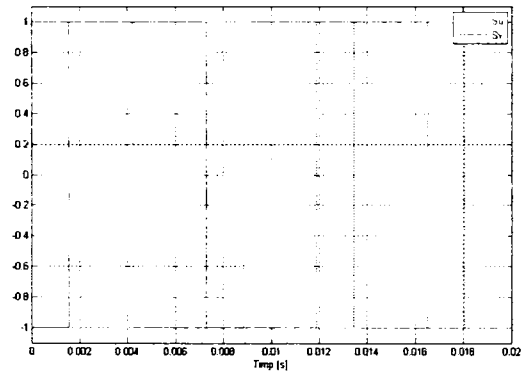


Fig.4.12 Evoluția în timp a semnalului de comutare s_u, s_v

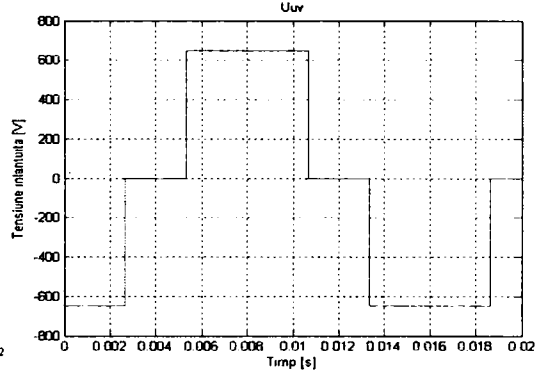


Fig. 4.13 Evoluția în timp a tensiunii înlănțuite

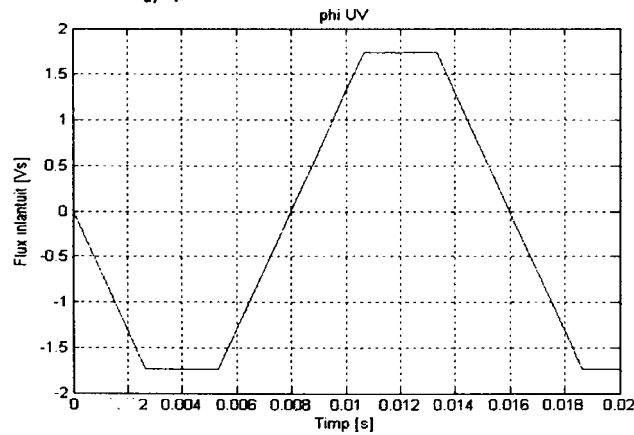


Fig.4.14 Evoluția în timp a fluxului înlănțuit

Evoluțiile din figurile 4.12, 4.13, 4.14 corespund calitativ cu cele teoretice. Expresiile tensiunilor înlănțuite din figura 4.10 de calculează conform: $u_{UV} = u_U - u_V$.

4.3.3.3 Eliminarea condițiilor inițiale

Comutatorul bipozițional (*Relay*) în Matlab are ca și semnal de start *Output when off*. Deoarece puntea este simetrică, semnalele de comutație s_U , s_V și s_W au toate valoarea -1. Tensiunile înlănțuite sunt zero. Integrarea lui zero, este fără sens, ieșirea integratorului rămâne nulă. Reglarea nu pornește deoarece nu se atinge niciodată limita de comutare iar ieșirile comutatoarelor rămân pe zero. Ca primă măsură, se prevăd integratoarele cu condiții inițiale. Datorită ne-simetriei, reglarea va porni. Condițiile inițiale determină ca regulatorul să vadă un flux neexistent în mașină [81]. Reglarea nu reglează la conectare ($t = 0s$) fluxul mașinii, care la $t = 0s$ este zero, ci fluxul simulat. Pentru a evita această eroare, nu trebuie utilizate condiții inițiale, astfel încât regulatorul se integreze pornind de la zero. Ca și soluție se prevede crearea unei ne-simetriei, în lipsa constantelor de integrare. Semnalele de stare ale comutatoarelor nu trebuie să fie simetrice.

Ca și soluție se propune: răsturnarea unui comutator urmată de schimbarea semnului la intrarea acestui comutator. Punerea în practică se concretizează prin:

- Modificarea setărilor parametrilor *Relay*: Output when on -1, output when off +1. Astfel la start, comutatorul va avea valoarea +1; celelalte două comutatoare valoarea -1;
- Amplificarea dinaintea intrării comutatorului bipozițional urmează să fie modificată de la valoarea -1 la +1.

Controlul fluxului înlănțuit în regulator, cu și fără condiții inițiale ale blocurilor integratoare, este prezentat în figura 4.15, 4.16:

- Model: *reglarea fluxului fără stări egale cu zero, punte trifazată*
- Intrare: $\psi_{ref} = 1.732 Vs$, $U_d = 650V$
- Parametrii de simulare: *Stop time 0.01 s, ode 45, variable-step, max stepsize 1e-3s*

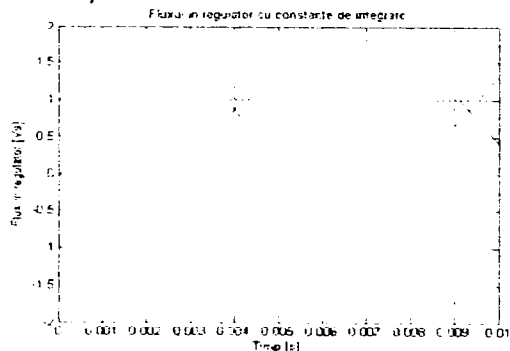


Fig.4.15 Evoluția în timp a fluxului cu constante de integrare

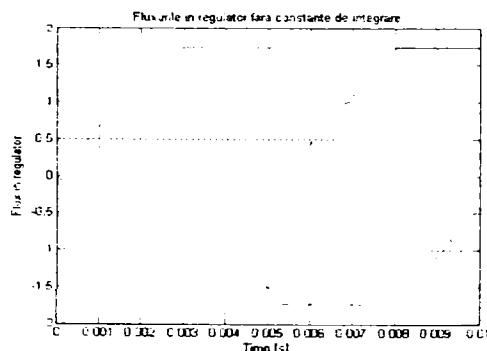


Fig.4.16 Evoluția în timp a fluxului fără constante de integrare

Spre deosebire de evoluția fluxurilor cu condiții inițiale ale integratoarelor, figura 4.15, toate fluxurile pornesc acum de la valoarea zero. Evoluțiile trapezoidale își au maximum la valoarea nominală a fluxului înlănțuit 1.732 Vs, figura 4.16.

4.3.3.4 Egalizarea fluxurilor în regulator

Pe rezistența statorică cade o tensiune care slăbește fluxul mașinii, în schimb fluxul regulatorului rămâne constant, regulatorul reglând după un flux fals.

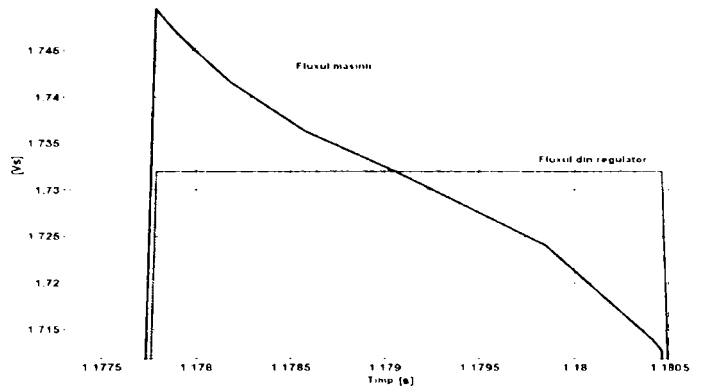


Fig.4.17 Fluxul din mașină și regulator, fără egalizare
Ecuția de bază în calculul fluxului este:

$$\psi_S = \int (u_S - i_S R_S) dt \quad (4.6)$$

Căderea de tensiune pe R_s nu este generatoare de flux. Din acest motiv, scădem produsul dintre curentul statorului și rezistența acestuia din tensiunea care intră în regulatorul de flux [81], figura 4.18.

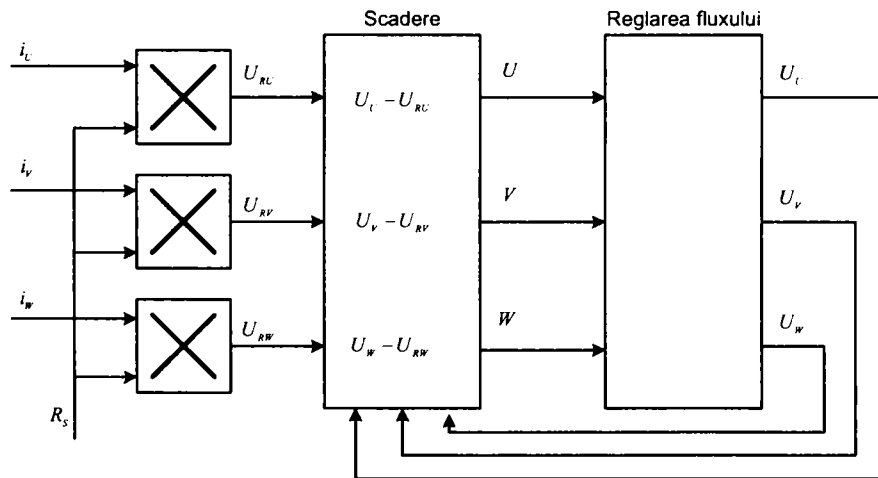


Fig.4.18 Reglarea după flux statoric, cu evidențierea căderii de tensiune pe R_s

Fluxul în regulator și în mașină sunt, în cazul mersului în gol, egali. Regulatorul reglează după fluxul corect reconstruit al mașinii. Evoluțiile fluxurilor se deosebesc din nou atunci când valorile rezistenței rotorice se schimbă în urma influenței temperaturii. În figura 4.19 se prezintă implementarea schemei bloc a reglării după flux, în Simulink.

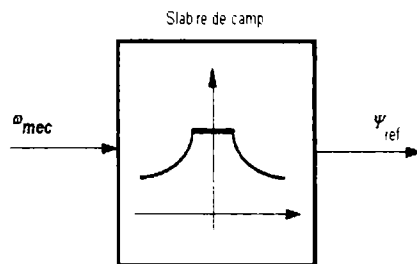


Fig.4.20 a) Blocul slăbirii de câmp

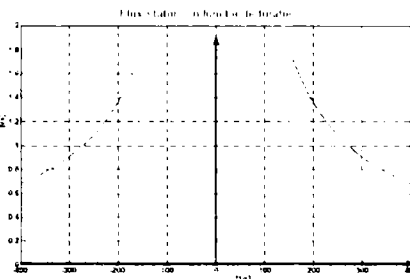


Fig.4.20 b) Evoluția slăbirii de câmp

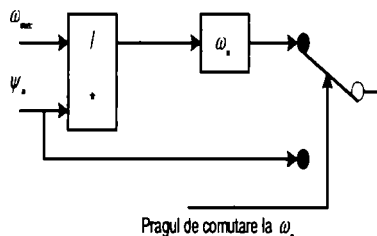


Fig.4.21 Realizarea slăbirii de câmp

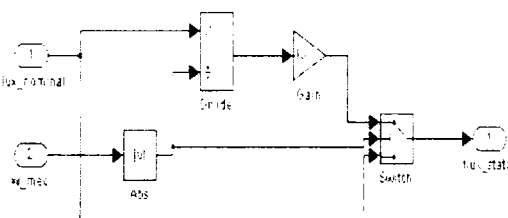


Fig.4.22 Implementarea slăbirii de câmp în Simulink

Slăbirea de câmp este adăugată schemei existente până în prezent în Simulink, figura 4.23.

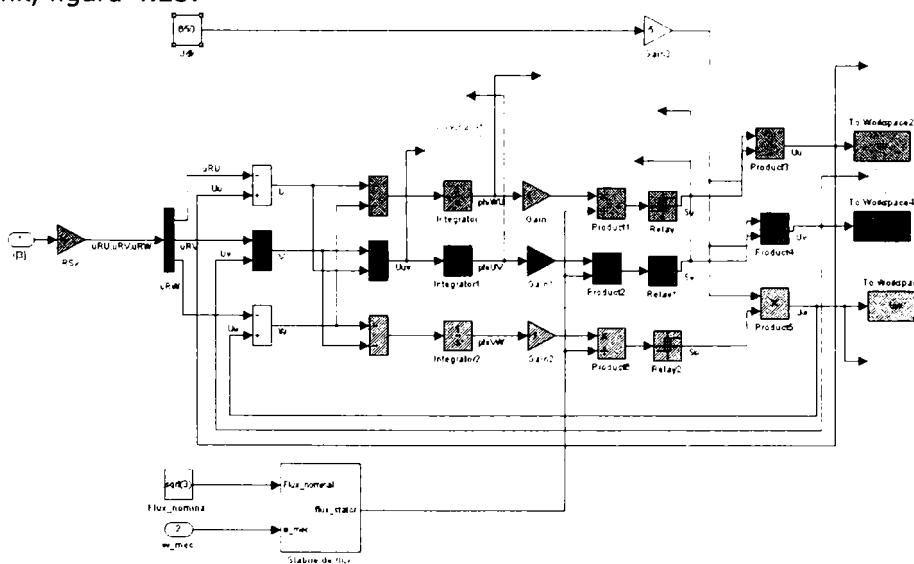


Fig.4.23 Slăbirea de câmp

4.3.5 Reglarea momentului de rotație

Dacă reglării de flux statoric i se suprapune suplimentar o reglare a momentului de rotație, va putea fi variată frecvența medie a fazorului de flux. Aceasta se obține prin introducerea de stări nule [63]. Evoluțiile trapezoidale ale componentelor fluxului raportate la fază, pot fi astfel extinse, la amplitudine constantă, în axa timpului.

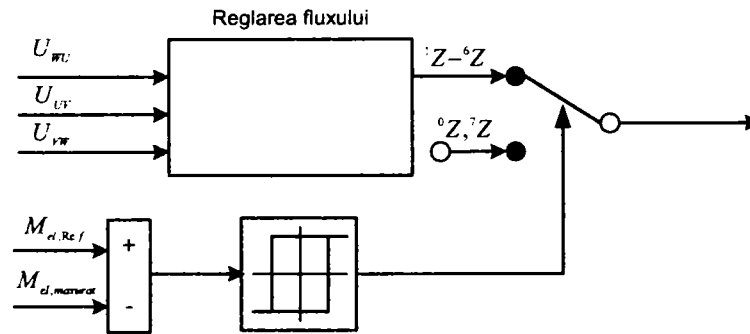


Fig.4.24 Schema bloc a reglării după flux statoric

Reglarea fluxului corespunde reglării descrise în paragraful 4.2. Circuitul basculant care urmează între ieșirea reglării de flux (stările 1U până la 6U) și fazorii de tensiune de nul sunt ieșite printr-un comutator bipozițional, figura 4.23. Pragurile de comutare ale comutatorului bipozițional, figura 4.24, influențează forma undulațiilor cuplului electromagnetic. Intrarea este dată de diferența dintre valoarea de referință și cea măsurată a cuplului electromagnetic. Valoarea măsurată provine din mașină, valoarea de referință este obținută de la ieșirea regulatorului de turație, figura 4.25.

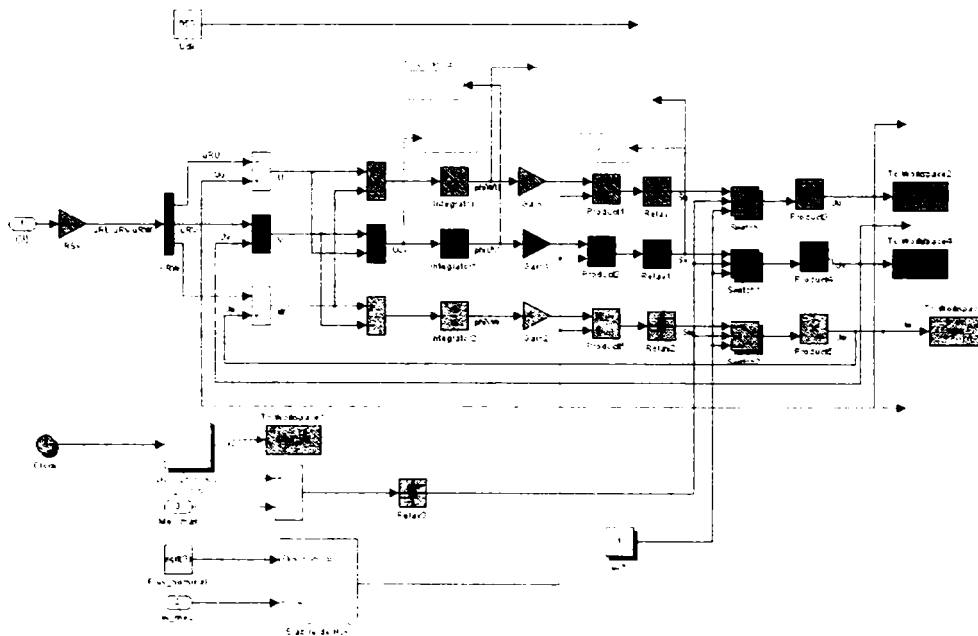


Fig.4.25 Reglarea momentului de rotație

4.3.6 Reglarea turației

4.3.6.1 Identificarea

Dimensionarea regulatorului se face pe baza răspunsului indicial [40]. Ca prim pas, se va urmări simularea cu următorii parametri:

- Model: *reglare după flux statoric, mașina asincronă cu alimentare în tensiune, inverter cu comutatoare ideale*
- Input: *Salt al $M_{el,Ref} = 10 \text{ Nm}$, fără sarcină*

- Parametrii de simulare: *Stop time 1s, ode 45, variable step, max stepsize 1e-3*

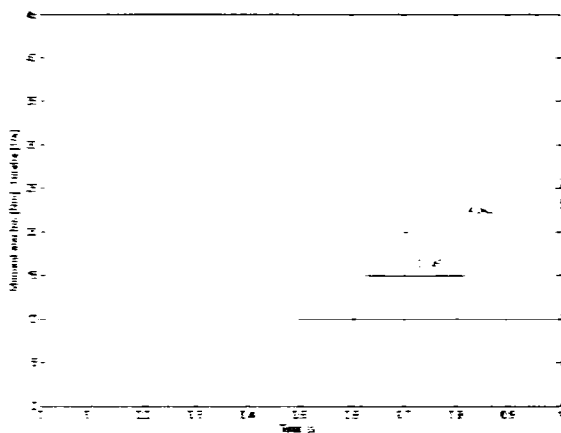


Fig.4.26 Evoluția în timp a cuplului electromagnetic, a turației

Principial mașina este un integrator, figura 4.26. Răspunsul indicial întârziat nu poate însă fi astfel identificat. Componentele rapide trebuie identificate pe altă cale. Mașina poate fi modelată ca fiind formată din o cale cu două părți. O parte este integratorul iar cealaltă parte poate fi modelată ca element PT1 [42], figura 4.27. Pentru identificarea elementului PT1, folosim din nou semnalul treaptă, urmărind de data aceasta în locul turației, cuplul electromagnetic al mașinii $M_{el,masurat}$.

Într-o primă aproximare, funcția de transfer a sistemului [33] are următoarea structură:

$$G_S(t) = \frac{\Delta\omega}{\Delta M} = \frac{\Delta t}{J^*} \quad (4.10)$$

De aici poate fi calculat J^* :

$$J^* = \frac{\Delta M \cdot \Delta t}{\Delta\omega} = \frac{10Nm \cdot 0.1451s}{14.324 \frac{1}{s}} = 0.1012Nm \quad (4.11)$$

Funcția de transfer a integratorului în planul Laplace este:

$$G_S(s) = \frac{1}{J^* \cdot s} \quad (4.12)$$

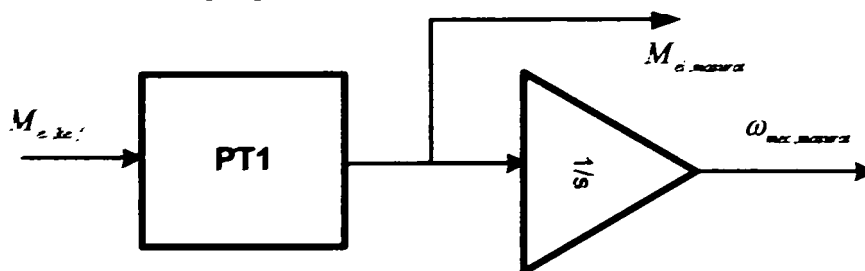


Fig.4.27 Schema bloc a identificării elementului PT1

De data aceasta vom acționa asupra sistemului cu două salturi ale cuplului electromagnetic și se urmărește răspunsul indicial al $M_{el,masurat}$.

- *Mode: reglare după flux statoric, mașina asincronă cu alimentare în tensiune, inverter cu comutatoare ideale*
- *Inputs: 1. salt al $M_{el,ref} = 15 Nm$ la $t = 0 s$ timp de $0.3 s$, 2-lea salt al $M_{el,ref} = 50 Nm$ la $t = 0.6 s$, fără sarcină*
- *Parametrii de simulare: Stop time 3s, ode 45, variable step, max stepsize 1e-3*

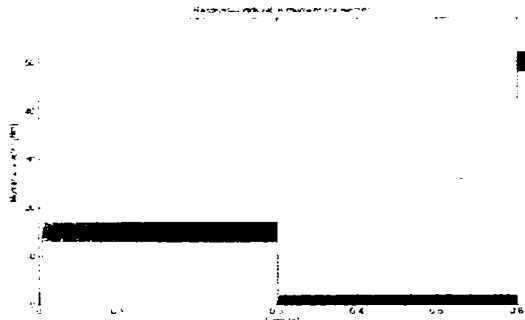


Fig.4.28 Evoluția în timp a răspunsului indicial al cuplului electromagnetic

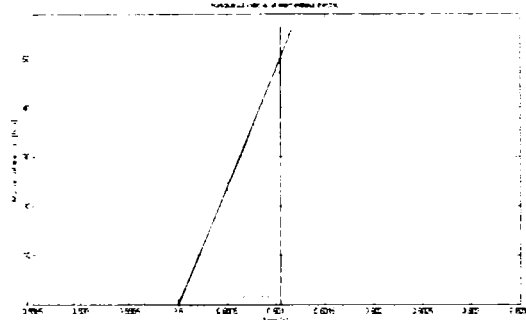


Fig.4.29 Evoluția în timp a zoom-ului celui de-al doilea salt al răspunsului indicial a cuplului electromagnetic

În urma primului salt, figura 4.28, mașina este accelerată la o turație ($\omega_m \approx 60$ 1/s) pentru ca identificarea să nu aibă loc la o turație egală cu zero.

La o privire mai amănunțită a răspunsului indicial al celui de-al doilea salt, figura 4.29, se recunoaște evoluția specifică unui element PT1. Pentru identificare plasăm tangente în răspunsul indicial și stabilim $T = 1.1$ ms [60]. Valoarea amplificării K_S este egală cu *unu*.

Întreaga funcție de transfer a căii are următoare structură:

$$G_S(s) = K_S \cdot \frac{1}{T \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{j^* \cdot s} \quad (4.13)$$

Cu funcția totală de transfer ridicăm diagrama Bode. Parametrii au următoarele valori:

$$G_S(s) = \frac{1}{0.0001s^2 + 0.1012s} \quad (4.14)$$

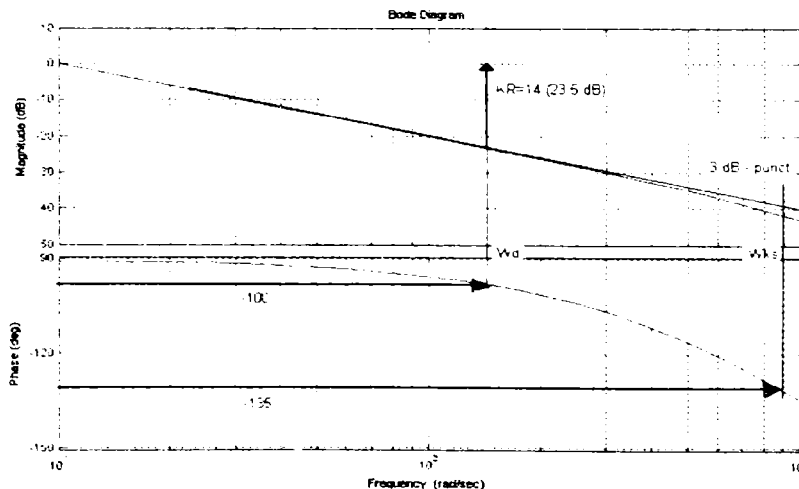


Fig.4.30 Diagrama Bode a funcției de transfer a căii

Diagrama Bode, figura 4.30, cuprinde evoluția amplitudinii și a fazei din care se dimensionează regulatorul PI.

4.3.6.2 Dimensionarea regulatorului

Regulatorul urmează să fie dimensionat în baza criteriului optimului simetric [70].

- *Stabilirea lui K_R*

Urmărim evoluția diagramei de fază la -100° și stabilim frecvența de tăiere. K_R corespunde valorii amplitudinii acestei frecvențe. Amplificarea K_R are valoarea 15.

- *Stabilirea lui T_n*

În primul rând se stabilește frecvența de inflexiune și ne deplasăm cu factorul 100 spre stânga pentru ca turația să nu oscileze [95].

$$T_n = \frac{1}{\omega_n} \quad (4.15)$$

Pentru T_n se obține cu aproximație valoarea *unu*.

Tab. 4.2 Parametrii regulatorului de turație

Parametrii	Valoare
T_n	1s
K_R	15

Regulatorul PI cu calea de reglare, conduc la funcția de transfer pentru sistemul reglat, a cărei diagramă Bode este prezentată în figura 4.31:

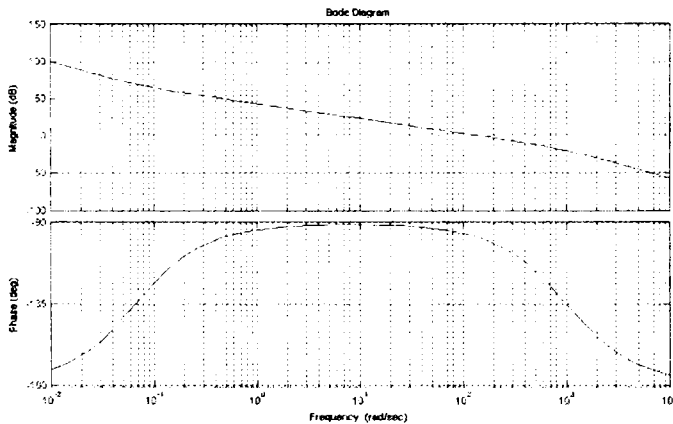


Fig.4.31 Diagrama Bode a funcției de transfer a sistemului reglat

Diagrama Bode, figura 4.31, corespunde reglării [94] conform criteriului optimului simetric.

- *Limitarea momentului electromagnetic*

Momentul de rotație urmează să fie limitat la dublul valorii acestuia (cuplul maxim fiind în zona aceasta: $2M_N$). Deasupra turației nominale, momentul de rotație scade cu $1/\omega_m$, fiindcă altfel s-ar depăși sarcina nominală [92].

Pentru $|\omega_m| < |\omega_n|$ este valabil:

$$M_{el,ref} \approx 2 \cdot M_{el,nominal} \quad (4.16)$$

Pentru $|\omega_m| > |\omega_n|$ este valabil:

$$M_{el,ref} = M_{el,nominal} \cdot \frac{\omega_n}{\omega_m} \quad (4.17)$$

Limitarea va impune valori maxime de ieșire ale regulatorului, iar schema cu implementarea limitării momentului de rotație, este prezentată în figurile 4.32.a, 4.32.b.

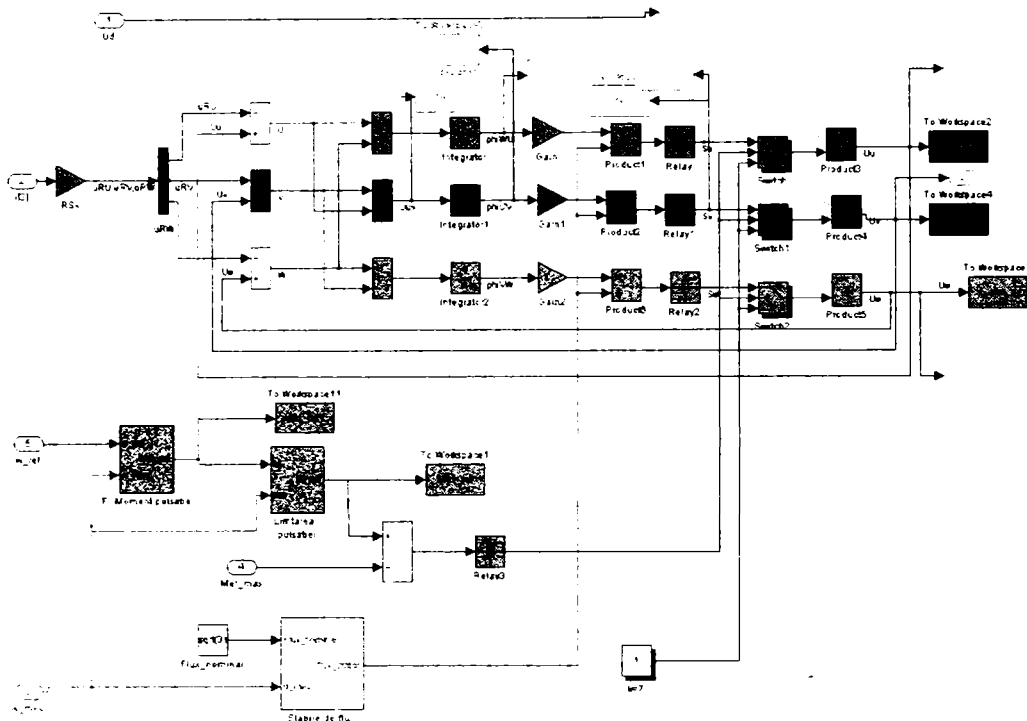


Fig.4.32.a Reglarea cu regulator PI a turației și limitarea acesteia

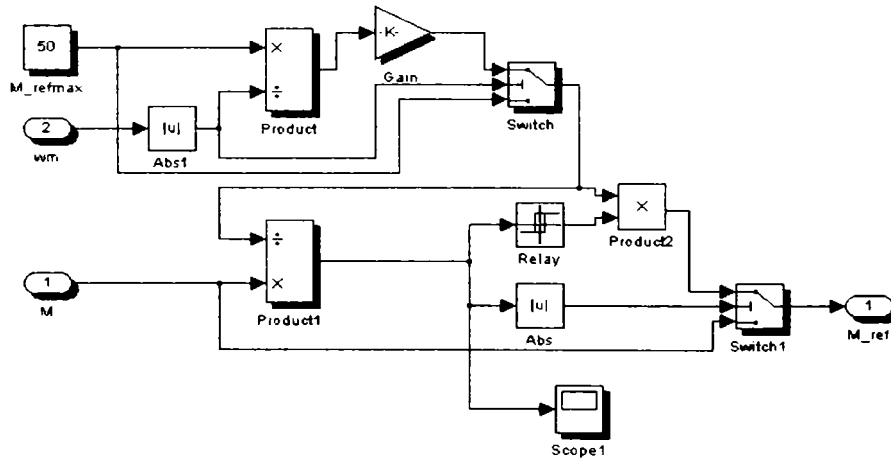


Fig.4.32.b Limitarea momentului de rotație

Verificarea schemei de reglare după fluxul statoric

Cu elementele de reglare dimensionate și introduse până acum în schemă, urmează o primă verificare a funcționalității acestora:

- Model: *reglare după flux statoric, mașina asincronă cu alimentare în tensiune*
- Input: *salt al turației la 150 1/s la $t = 0.5$ s, sarcină nominală*
- Parametrii de simulare: *Stop time 3 s, ode45, variable step, max stepsize $1e-3$ s*

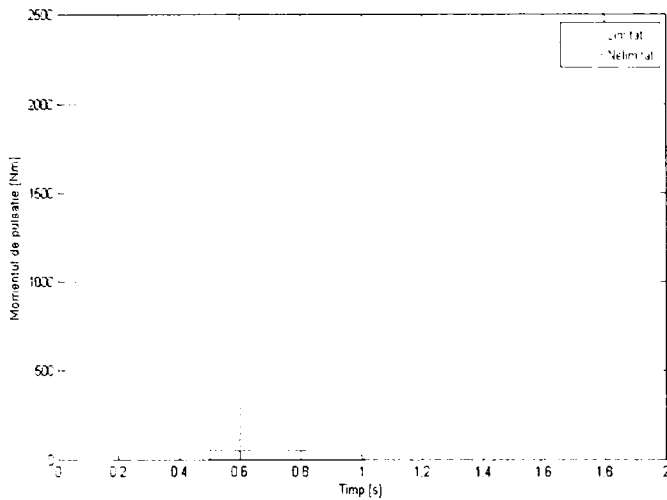


Fig.4.33 Ieșirea limitată / nelimitată a regulatorului

Se remarcă faptul că limitarea impusă nu permite o creștere a ieșirii regulatorului, figura 4.33. Regulatorul integrează însă evoluția nelimitată. Prin acest comportament i-au naștere erori de reglare, care se manifestă sub forma oscilațiilor sau devieri de la mărimile prescrise. Din acest motiv, integratorul din regulator trebuie „deconectat” atunci când regulatorul intră în limitare. Ca soluție se va utiliza un regulator Anti-Windup.

4.3.7 Regulator Anti-Windup

Regulatorul Anti-Windup este cunoscut și ca regulator Anti-Reset-Windup, figura 4.34, figura 4.35. Un regulator linear, va furniza, pe baza devierilor de reglare mari, o mărime de comandă foarte mare. În realitate, valorile mărimilor de comandă realizabile sunt limitate. La regulatorul PI cu saturație, mărimea de comandă este limitată la valoarea minimă / maximă, atâta timp cât abaterea / deviația regulatorului este prea mare [58].

La regulatorul I cu saturație, apare fenomenul de „reset-windup”: la semn constant al deviației regulatorului, integratorul integrează în continuare și după atingerea valorii de saturație a mărimii de comandă. Dacă semnul deviației regulatorului se schimbă atunci, integratorul trebuie să integreze înapoi pe zero, înainte ca semnul mărimii de comandă să se poată la rândul schimba. Măsura Anti-Windup urmărește împiedicarea continuării integrării de către integrator, din momentul în care mărimea de comandă a regulatorului a ajuns la saturație. Ca urmare, mărimea de comandă se îndepărtează de valoarea ei de saturație din momentul în care abaterea regulatorului își schimbă semnul [87].

Implementarea și dimensionarea regulatorului Anti-Reset-Windup

Teoretic, factorul de amplificare pe calea de reacție poate fi infinit de mare, dar datorită următoarelor criterii obiective, valoarea acestei amplificări trebuie să fie finită [87]:

- Timpul de eșantionare al microprocesorului
 - Timpul necesitat de amplificatorii operaționali
 - Timpi morți ai măsurării și prelucrării
- Din aceste considerent folosim o amplificare de $K_w = 10$.

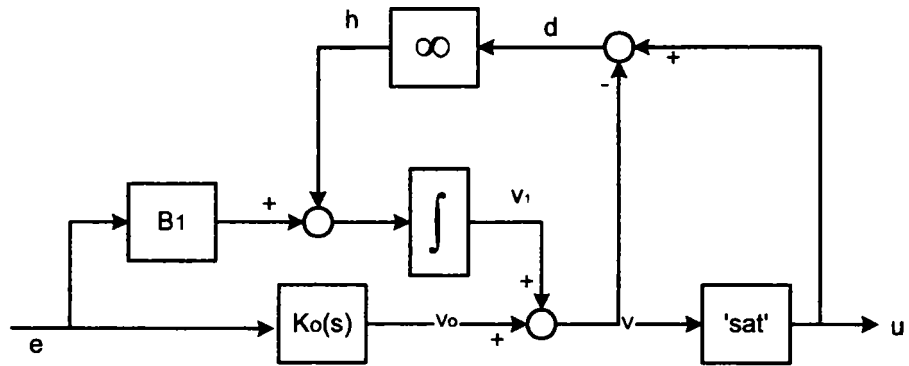


Fig.4.34 Schema bloc Anti-Reset-Windup pentru un regulator în timp continuu [58]

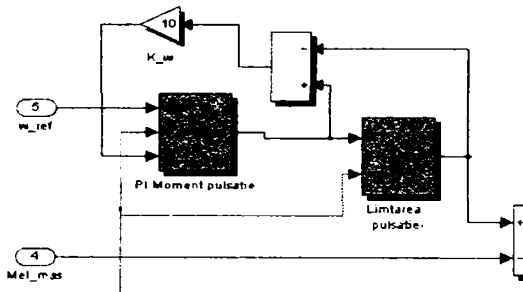


Fig.4.35 Implementarea Anti-Reset-Windup

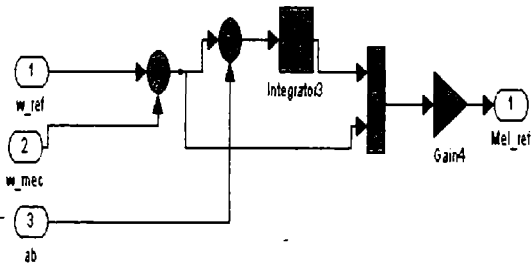


Fig.4.36 Modificări în blocul PI pentru implementarea Anti-Reset-Windup

4.3.8 Optimizarea globală a reglării după flux statoric a mașinii asincrone

Sistemul de reglare este acum complet, figura 4.37, și poate fi testat cu sarcina normală și salt al turației la 150 1/s la $t = 0.5$.

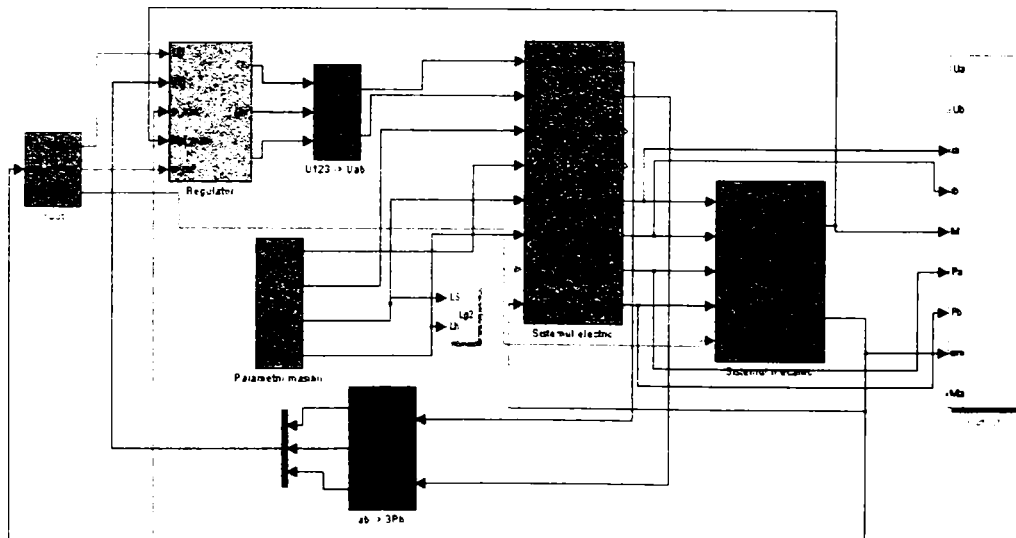


Fig.4.37 Schema bloc a reglării după flux statoric implementate în Simulink

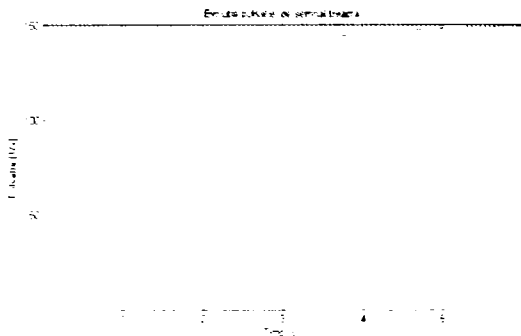


Fig.4.38 Răspunsul indicial al frecvenței circulare

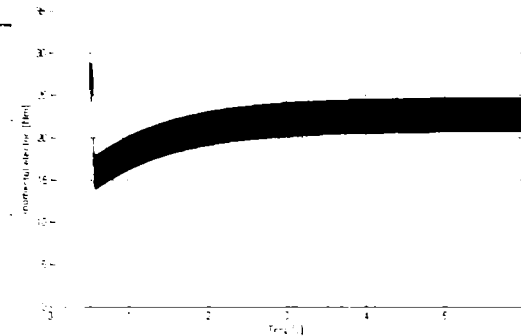


Fig.4.39 Evoluția în timp a cuplului electromagnetic

Se observă că într-un interval de 5 secunde, turația mașinii atinge valoarea turației de referință, figura 4.38.

Cuplul electromagnetic înregistrează un salt la $t = 0.5$ s aproape instantaneu la valoarea maximă, figura 4.39. Cuplul prezintă un riplu, care poate fi redus prin regulatorul de moment. Pragurile de comutare ale momentului electric se află la ± 2 Nm. Această valoare ne dă o bandă de 4 Nm, în care cuplul electromagnetic pendulează.

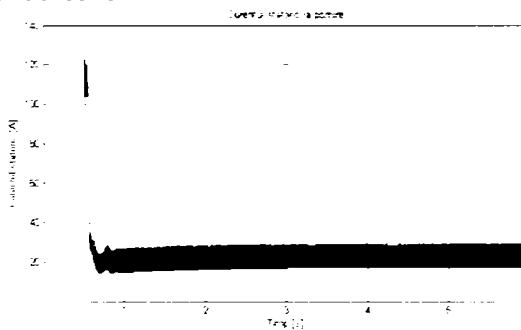


Fig.4.40 Evoluția în timp a curentului statoric (la pornire)

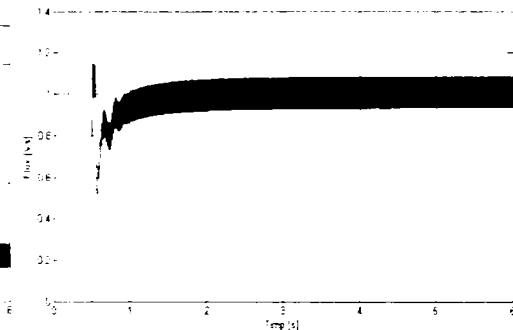


Fig.4.41 Evoluția în timp a fluxului statoric (la pornire)

Curentul de pornire are un salt în care atinge circa de șase ori valoarea curentului nominal, după care scade rapid la curentul nominal, figura 4.40. Toleranța cuplului electromagnetic devine și aici evidentă prin riplul pe care îl prezintă curentul.

Fluxul statoric este construit odată cu introducerea unei referințe a turației. În cazul ideal, acest flux se produce foarte repede și astfel, mașina este magnetizată. Fluxul are de asemenea o pulsație, care rezultă din cuplu și curent, figura 4.41.

Reglarea sistemului este cvasi-optimală. Sistemul de acționare trebuie adaptat de la caz la caz, în funcție de cerințe și de condițiile limită.

4.4 REGLAREA DUPĂ FLUXUL ROTORIC

Bucula de reglare este, în mare măsură, similară cu structura unei mașini de c.c. reglate. *Momentul și fluxul sunt separat reglate.* În regulatorul fluxului rotoric, mașina este reconstruită pe baza unui model și reglată după acesta [63].

Avantajele reglării după fluxul rotoric, figura 4.42, sunt:

- Fluxul și momentul sunt reglate și nu numai impuse;

- Corespunde unui sistem de acționare foarte dinamic;
- Oferă posibilitatea unei reglări foarte bune și în situații cu turații reduse.

În cadrul regulatorului orientat după fluxul din rotor, mașina este redată printr-un model și reglată în funcție de acesta. Ca și ieșire se utilizează doi curenți i_x și i_y . Pentru utilizarea unei mașini asincrone alimentate în tensiune, inverterul trebuie astfel reglat încât să aibă comportamentul unei surse de tensiune [42].

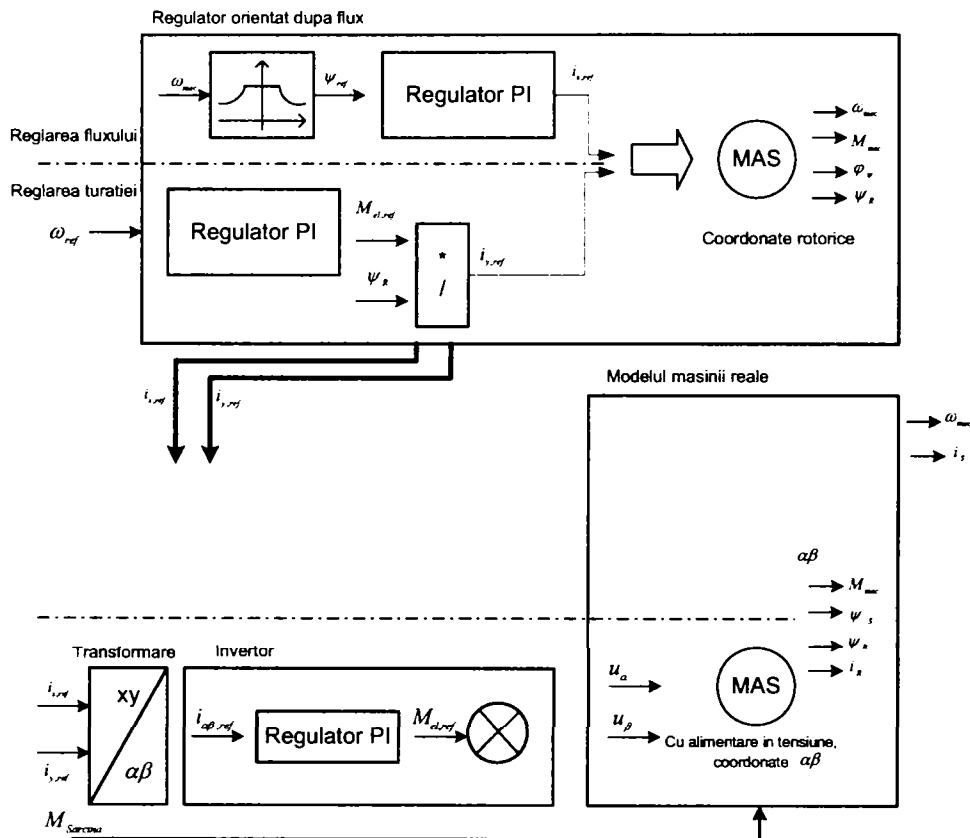


Fig.4.42 Schema bloc a reglării după fluxul rotoric

4.4.1 Regulatorul după flux

Prin separarea componentelor de curent în funcție de producerea fluxului și a momentelor, regulatoarele vor putea fi separat identificate și dimensionate.

4.4.1.1 Identificarea

Pentru acordarea regulatorului, trebuie în primul rând identificată calea de reglare. Se necesită funcția de transfer a componentei x a curentului raportată la fluxul rotoric.

Ca prim pas, utilizând modelul matematic al mașinii asincrone pentru conducerea după flux, figura 4.43, vom introduce un semnal de curent treaptă, și vom urmări evoluția fluxului rotoric, figura 4.44:

- Model: *mașina asincronă alimentată în curent, pentru reglarea după flux rotoric*
- Intrarea: *Semnal treaptă $I_x = 5, 10, 15, 20$ A*
- Parametrii de simulare: *Stop time 3s, ode 45, variable step, max stepsize $1e-3$ s*

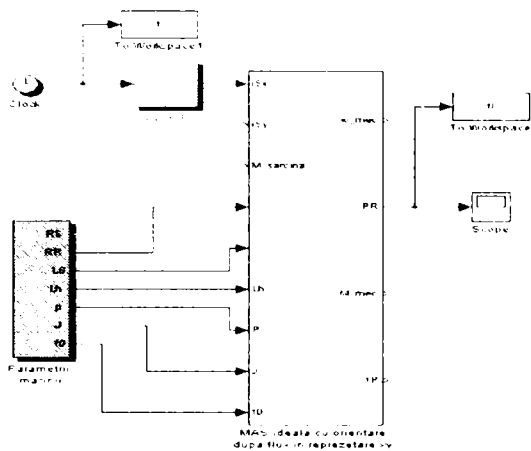


Fig.4.43 Mașina asincronă alimentată în curent, pentru reglarea după flux rotoric

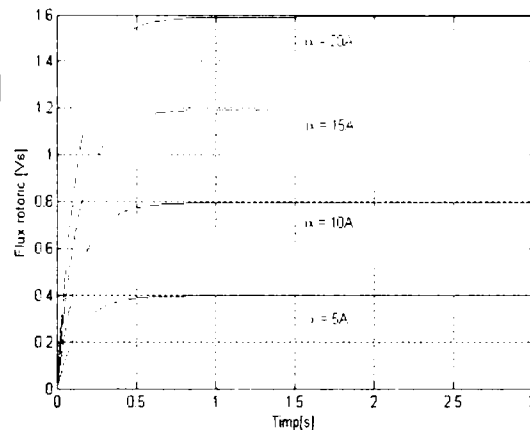


Fig.4.44 Evoluția în timp a răspunsului indicial al fluxului rotoric

În funcție de valoarea semnalului de intrare, se instalează o valoare finală a fluxului [46], figura 4.44. Amplificarea este proporțională, ceea ce înseamnă că între intrare și ieșire există un factor de proporționalitate directă K_S .

$$K_S = \frac{X_a(\infty)}{x_e} \quad (4.18)$$

Factorul K_S , la mașina analizată, are valoarea de 0.08. Aceasta înseamnă practic că, la un curent de 20 A, mașina are un flux rotoric de 1.6 Vs.

Creșterea fluxului rotoric este lineară, și pornește fără întârziere la momentul inițial zero.

$$T_g = 0.1537s \quad T_U = 0s$$

4.4.1.2 Dimensionarea regulatorului

Deoarece $T_U=0$, nu poate fi aplicată o dimensionare „clasică” a regulatorului [90]. Alegem un regulator PI pentru reglarea fluxului, ceea ce înseamnă că $T_n=T_g \cdot K_R$ stabilește timpul de creștere al fluxului. Deoarece componenta curentului care creează fluxul este conectată înaintea celei care produce momentul, viteza nu este esențială. Cerința este ca fluxul nominal să-și atingă valoarea în timp de o secundă. Amplificarea influențează direct creșterea curentului, cu cât amplificarea este mai mare, cu atât mai mare va fi curentul inițial care generează fluxul.

Pentru a demonstra influența amplificării, vom simula, figura 4.45, pentru trei valori diferite ale amplificării K_R :

- Model: *reglarea cu orientare după flux, numai componenta generatoare de flux rotoric*
- Parametrii: $K_R = 1, 10, 100$
- Parametrii de simulare: *Stop time 3s, ode45, variable-step, max stepsize $1e-3$ s*

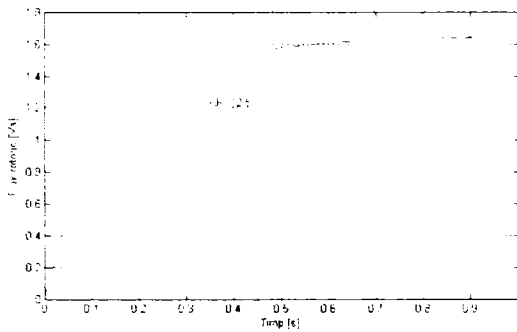


Fig.4.48 Evoluția în timp a fluxului rotoric pentru $KR = 12.5$

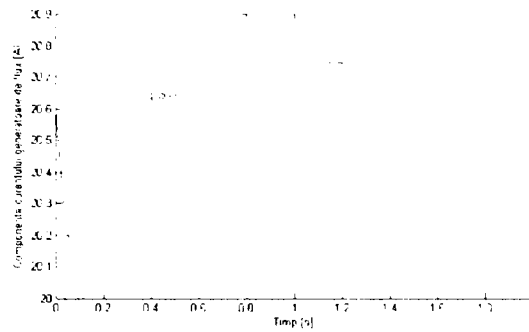


Fig.4.49 Componenta de curent generatoare de flux pentru $KR = 12.5$

4.4.1.3 Slăbirea de câmp

În cazul mașinii asincrone, fluxul rotoric este mai scăzut decât fluxul din stator [63]. Într-o primă aproximare, fluxul rotoric poate fi considerat egal cu cel statoric [9]. Și în cazul fluxului rotoric, slăbirea de câmp trebuie modelată. Modelarea slăbirii de câmp este identică cu cea a statorului.

Cu ajutorul fluxului statoric cunoscut, poate fi dedus fluxul rotoric. Setăm componenta x a curentului astfel încât în stator să se regăsească fluxul nominal și se va urmări care este valoarea fluxului rotoric, prin simulare [83].

La un curent $I_x=21A$ se găsește fluxul nominal în stator. La această valoare a curentului, fluxul rotoric are valoarea $\psi_R=1.65Vs$.

Limitări. Introducerea unor limitări este de fapt inutilă, deoarece fluxul rotoric nu va deveni niciodată mai mare decât fluxul nominal. Pentru obținerea fluxului nominal se necesită un curent de 21A. Ca siguranță, se introduce o limitare a curentului de + 22A.

4.4.2 Regulator de turație

Regulatorul de turație are influență doar asupra componentei y a curentului, ceea ce înseamnă partea care influențează momentul de rotație.

4.4.2.1 Răspunsul indicial al sistemului

Identificarea este piatra de temelie în dimensionarea reguletoarelor. În mod corespunzător, este dificilă realizarea unei identificări concludente. Problema principală constă în determinarea funcției de transfer. Din aceasta poate fi apoi generată diagrama Bode, din care se setează apoi parametrii regulatorului [101].

Ca prin pas, aplicăm un semnal treaptă componentei y a curentului la o valoare constantă a fluxului rotoric:

- Model: *Reglarea după flux, mașina asincronă în coordonate $\alpha\beta$, alimentată curent figura 4.50*
- Parametrii: $I_x= 21 A$ (fluxul rotoric), $I_y= 10 A$ (treaptă la $t=1s$), fără sarcină
- Parametrii de simulare: Stop time 3s, ode45, variable-step, max stepsize 1e-3s

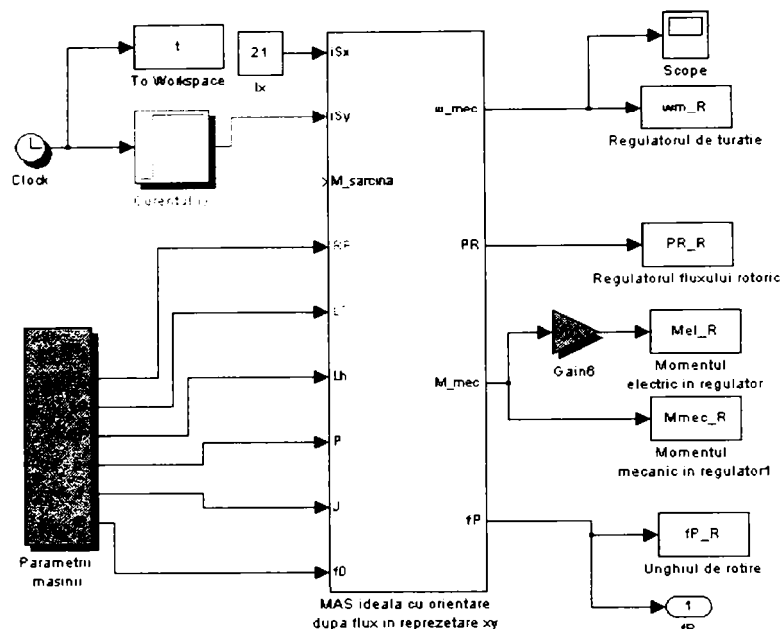
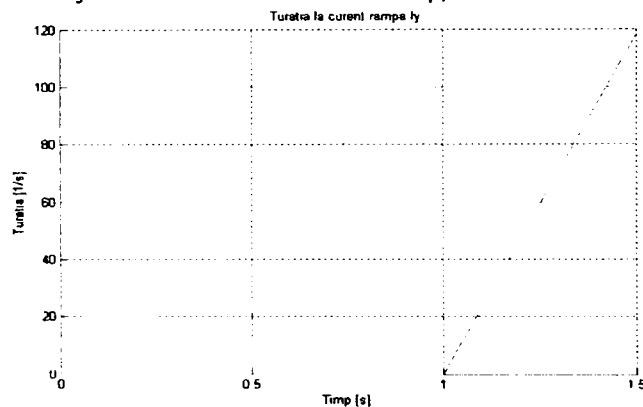
Fig.4.50 Mașina asincronă în coordonate $\alpha\beta$, alimentată în curent

Fig.4.51 Evoluția în timp a turația la un curent treaptă

Turația crește linear la un salt treaptă a curentului, figura 4.51. Calea are un integrator. Regulatorul de turație, nu are ca mărime de ieșire direct un curent, ci cuplul de referință. Valoarea cuplului este împărțită la fluxul rotoric, rezultatul fiind astfel un curent. Pentru ca momentul electric de referință, să corespundă momentelor electrice modelelor mașinii asincrone, valoarea acestuia va trebui scalată conform ecuației [6]:

$$i_{S,y} = \frac{2 L_S}{3 L_h} = 0.7069 \quad (4.19)$$

Controlul cuplului electromagnetic în mașină la un salt al momentului electric, figura 4.52:

- Modelul: *Reglarea orientată după flux, mașina asincronă în coordonate $\alpha\beta$*
- Parametrii: $I_x = 21$ A (curentul care generează fluxul rotoric), $M_{el, ref} = 10$ Nm aplicat la $t = 1$ s, fără sarcină
- Parametrii de simulare: *Stop time 3s, ode45, variable-step, max stepsize 1e-3s*

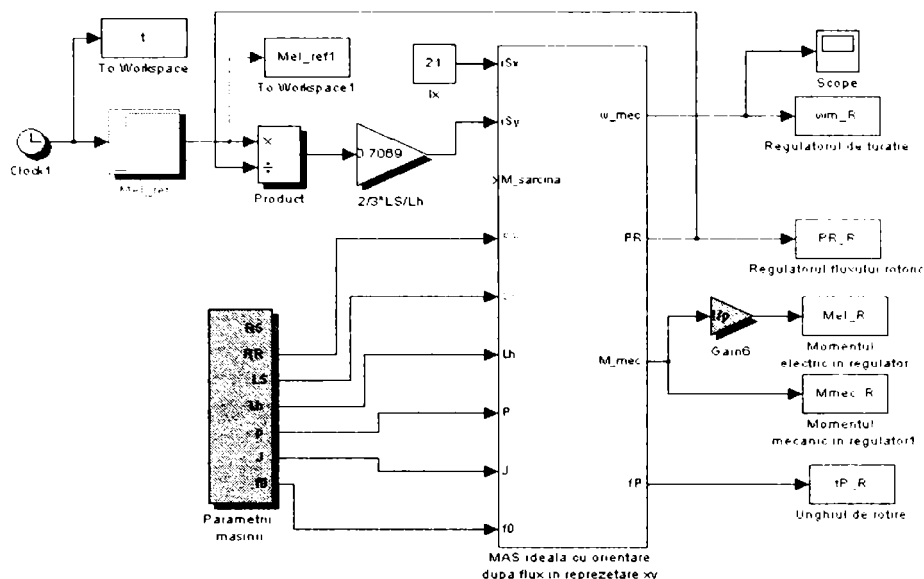


Fig.4.52 Reglarea orientată după flux, mașina asincronă în coordonate $\alpha\beta$, alimentată în curent

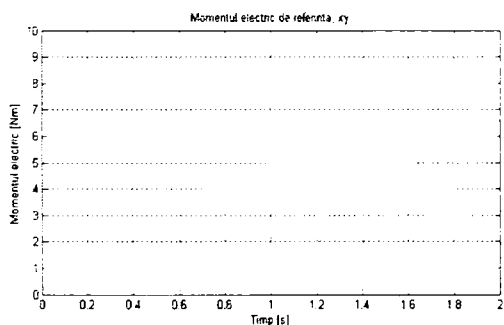


Fig.4.53 Evoluția în timp a cuplului mașinii asincrone de referință, xy

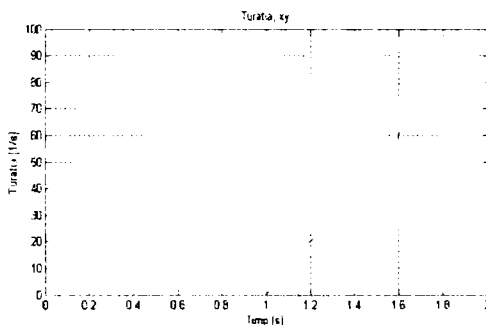


Fig.4.54 Rampa turației xy

Se constată că cuplul mașinii asincrone în coordonate xy urmărește saltul momentului fără devieri notabile, figura 4.53. Cu ajutorul rampei de turație, figura 4.54, poate fi controlat, dacă momentul de rotație avut la dispoziție este utilizat în întregime pentru accelerație.

Legătura dintre moment, accelerație și turație corespunde teoriei mașinii asincrone [6].

4.4.2.2 Acordarea regulatorului

La acordarea regulatorului se pornește de la premisa că mașina este un integrator. Un rol important în acordarea regulatorului o va juca, în continuare, sarcina [92].

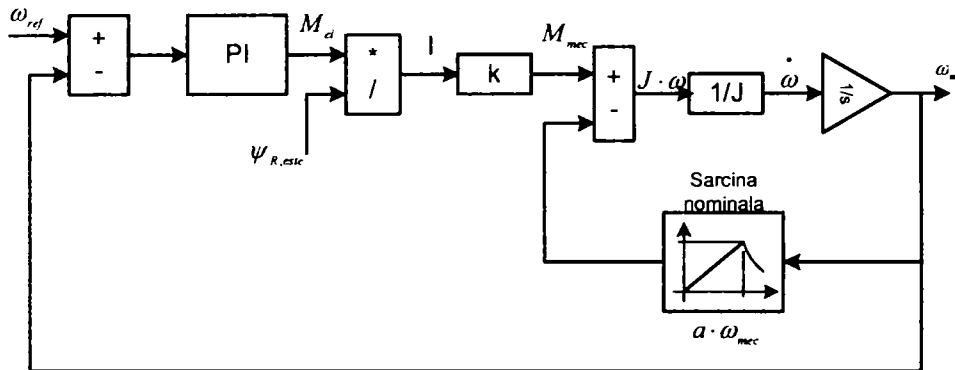


Fig.4.55 Schema bloc a funcției de transfer

Din schema bloc, figura 4.55, poate fi construită următoarea funcție:

$$J \frac{d\omega}{dt} = Ik - a\omega \quad (4.20)$$

Aplicând transformata Laplace pentru condiții inițiale nule asupra ecuației (4.20), se obține:

$$J\omega s = Ik - a\omega \quad (4.21)$$

Din această ecuație, poate fi stabilită funcția de transfer $G_S(s)$ de la curentul I la turația ω_{mec} .

$$H_S(s) = \frac{\omega}{I} = \frac{k}{a + J \cdot s} \quad (4.22)$$

Amplificarea k poate fi calculată ca [2]:

$$k = \frac{2}{3} \cdot \frac{L_S}{L_h} = 0.7069 \quad (4.23)$$

Funcția de transfer poate fi reprezentată în diagrame Bode [33]. Parametrii au următoarele valori:

$$H_S(s) = \frac{0.7069}{0.3036 + 0.2s} \quad (4.24)$$

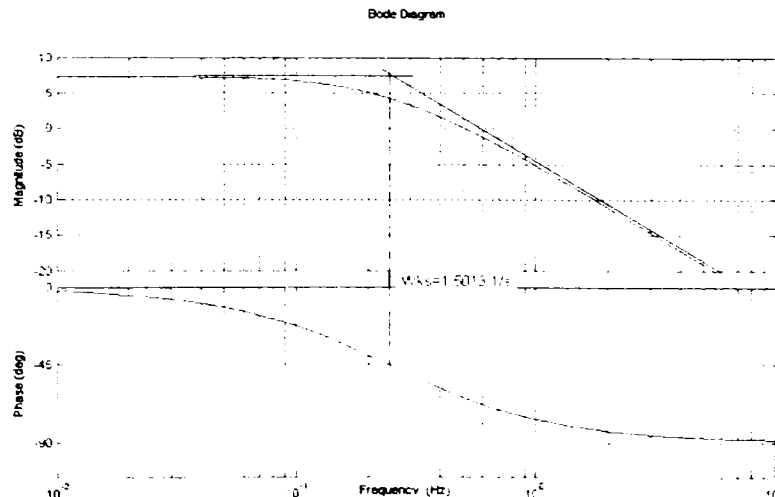


Fig.4.56 Diagrama Bode a funcției de transfer a reglării orientate după fluxul rotoric

Odată cu diagrama Bode, figura 4.56, este evidențiat faptul că funcția de transfer cu un regulator PI compensează o cale pur integrativă (evoluția amplitudinii este dreaptă pentru numai -20dB/dec). Constanta de timp T_n vine așezată în zona de inflexiune a funcției G_S .

De aici rezultă pentru T_n :

$$T_n = \frac{1}{\omega_{KS}} = 0.6661s \quad (4.25)$$

Amplificarea K_R a regulatorului poate fi setată la un element pur integrator, infinit de mare, dar timpii morți și limitările nu permit acest lucru. Amplificarea K_R se va stabili în funcție de următoarele criterii:

- Pasul maximal al saltului de turație
- Momentul mecanic maxim la care poate fi supusă mașina (*momentul mecanic nominal se găsește la 46.1 Nm; mașina poate să fie solicitată la circa dublul momentului nominal: momentul mecanic maximal este de 100Nm*)

Amplificarea K_R va fi calculată în felul următor:

$$K_R = \frac{\Delta x_a}{\Delta x_e} \quad (4.26)$$

Mărimea de ieșire x_a a regulatorului este momentul electric, la jumătate din valoarea admisă a momentului mecanic. Ca mărime de intrare x_e se consideră saltul maxim de turație. Valoarea lui K_R este de o treime.

Sintetizând [59], avem pentru reglarea turației un regulator PI cu următorii parametri:

Tab. 4.3. Parametrii regulatorului PI al turației

Parametru	Valoarea
T_n	0.6661
K_R	1/3

4.4.2.3 Limitări

La eventuale salturi mai mari ale turației sau la alte sarcini decât sarcina nominală prevăzută, momentul mecanic poate depăși 100 [Nm]. Curentul devine astfel nepermis de mare. De aceea curentul este astfel limitat, încât să nu se atingă momentul critic M_{max} , de răsturnare. Trebuie avut în vedere că la sarcini nepermise, mașina poate totuși bascula. Componenta y a curentului este limitată la 36 [A] și furnizează un moment mecanic de aproape 170 [Nm].

4.4.3 Invertor ca sursă de curent

4.4.3.1 Fundamentări

Multe concepte de reglare ale mașinilor de curent alternativ se bazează pe alimentarea mașinii dintr-o sursă de curent alternativ [47]. Un invertor autocomandat cu circuit de tensiune intermediar se comportă la ieșire însă ca o sursă de tensiune! Cu o reglare suplimentară, îi poate fi forțată comportarea ca și cea a unei surse de curent. Pentru determinarea și dimensionarea acestui circuit de reglare a curentului, este necesar elaborarea unui model al sarcinii. Mașina apare atunci numai ca un filtru trece jos de ordinul I, cu tensiune inversă. Pentru reglare este necesară o mărime în funcție de care se face reglarea. Mașina asincronă însă nu deține un parametru prin care să poate fi reglat direct curentul. Indirect poate fi

utilizat însă faptul că pentru reglarea curentului, în regimul de funcționare nominal, fluxul statoric, rotoric sau util rămâne constant (ψ_S, ψ_R, ψ_h). Valorile de referință ale curenților pentru circuitul de reglare a curentului se obțin din modelul matematic al mașinii axate pe coordonatele fluxului rotoric [6].

4.4.3.2 Flux rotoric constant în sistemul $\alpha\beta$

Dacă se vorbește de un flux constant, acest lucru înseamnă că, amplitudinea sa este constantă. Vectorul fluxului se deplasează însă. Turația mecanică se consideră constantă în intervalul analizat. Această aproximare este permisă, deoarece constantele de timp mecanice sunt mult mai mari decât cele electrice.

Deducerea ecuațiilor mașinii asincrone în sistemul $\alpha\beta$ este prezentată în cap al II-lea.

Tensiunile statorice se calculează la flux rotoric constant în sistemul $\alpha\beta$ în felul următor [4], [6]:

$$u_{S\alpha} = R_S i_{S\alpha} + \frac{L_\sigma^2}{L_R} \frac{di_{S\alpha}}{dt} - e_\alpha \quad (4.27.a)$$

$$u_{S\beta} = R_S i_{S\beta} + \frac{L_\sigma^2}{L_R} \frac{di_{S\beta}}{dt} + e_\beta \quad (4.27.b)$$

Tensiunea indusă în mașină e_α și e_β acționează în sens opus tensiunii aplicate la borne, având următoarele valori:

$$e_\alpha = \frac{L_h}{L_R} \omega_S \psi_R \sin(\omega_S t) \quad (4.28.a)$$

$$e_\beta = \frac{L_h}{L_R} \omega_S \psi_R \cos(\omega_S t) \quad (4.28.b)$$

Ulterior, tensiunile vor putea fi transformate în sistemul trifazat.

4.4.3.3 Structura regulatorului

Descrierea reglării curentului poate fi realizată în diferite moduri de implementare [26]. La reglări trifazate, pe lângă reprezentarea mărimilor în funcție de timp, se poate alege și între reprezentarea în coordonate fazoriale fixe sau rotitoare. Tensiunea se compune în felul următor:

$$u_{\alpha\beta} = R i_{\alpha\beta} + L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + e_{\alpha\beta} \quad (4.29)$$

Pentru fiecare fază, este nevoie de următoarea cale de reglare a curentului, figura 4.57:

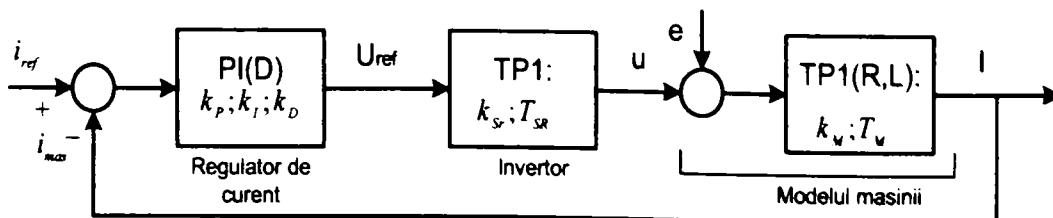


Fig.4.57 Structura reglării de curent

Regulatorul de curent este un regulator PI. Invertorul comandat ar fi datorită întârzierilor, un filtru trece jos de ordinul I, dar modelând invertorul într-o reprezentare în timp continuu, acest bloc dispare [77]. Pentru dimensionarea regulatorului, mașina se consideră un filtru trece jos de ordinul I.

4.4.3.4 Reglarea în coordonate statorice fixe $\alpha\beta$

La reglarea cu fazori se necesită pentru fiecare din cele două componente un circuit de reglare. Reglarea în coordonate statorice fixe necesită o transformare directă și inversă. În continuare se prezintă o privire de ansamblu asupra întregii reglări a curentului invertorului autocomandat ca și sursă de curent, figura 4.58:

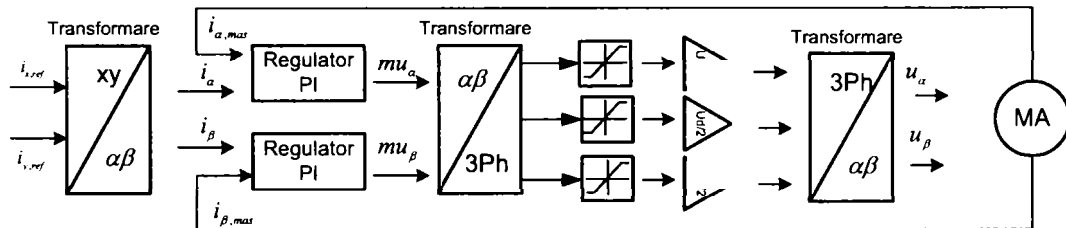


Fig.4.58 Schema bloc a invertorului autocomandat ca și sursă de curent

Valoarea de referință a curentilor provine din regulatorul de turație al reglării orientate după flux. Ca prim pas, aceste referințe sunt transformate în sistemul $\alpha\beta$, deoarece aici urmează să aibă loc reglarea curentului. În principiu, reglarea curentului este posibilă în toate cele trei sisteme de coordonate.

Pentru fiecare componentă a curentului se utilizează un regulator PI identic, a cărui ieșire este o funcție de modulație, care este transformată în sistemul trifazat. Funcția de modulație poate lua maxim valoarea *unu*, motiv pentru care semnalul este limitat. Invertorul poate fi simulat în reprezentarea în timp continuu, motiv pentru care funcția de modulare este înmulțită numai cu jumătate din valoarea tensiunii circuitului de tensiune intermediar și transformată ulterior în sistemul $\alpha\beta$.

Mașina asincronă este un model alimentat în tensiune în reprezentare $\alpha\beta$. Tensiunea indusă în mașină este returnată ca mărime perturbatoare și scăzută din valoarea tensiunii de intrare. Cu această reglare, invertorul cu circuit intermediar de tensiune i se imprimă comportamentul unei surse de curent.

Implementarea schemei bloc a invertorului autocomandat ca și sursă de curent în MatLab / Simulink, figurile 4.59, 4.60, 4.61, 4.62:

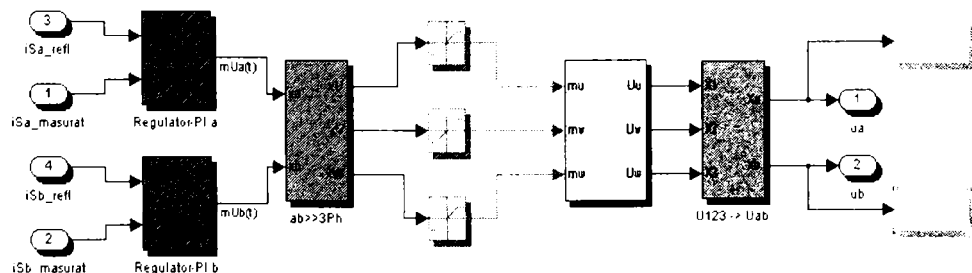


Fig.4.59 Schema bloc a invertorului autocomandat implementat în Matlab / Simulink

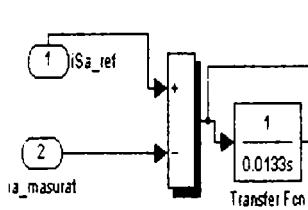


Fig.4.60 Regulatorul PI

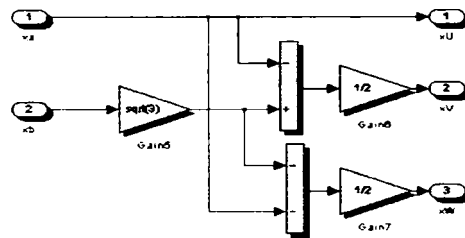


Fig.4.61 Transformarea din sistemul $\alpha\beta$ în sistemul trifazat

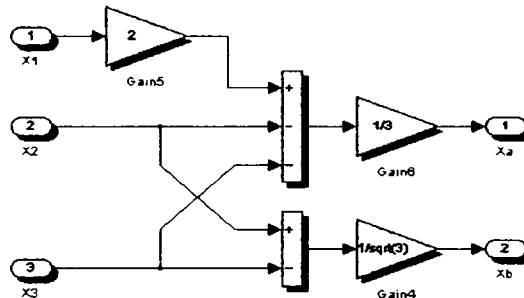


Fig.4.62 Transformarea din sistemul trifazat în sistemul de coordonate $\alpha\beta$

4.4.4 Verificare și punerea în funcțiune a reglării mașinii asincrone după fluxul statoric

Dezvoltarea și deducerea reglării după curent, figura 4.63, necesită parcurgerea unor pași și transformări. Importantă este acum verificarea modelului și dobândirea certitudinii că inverterul poate fi utilizat și se comportă ca sursă de curent.

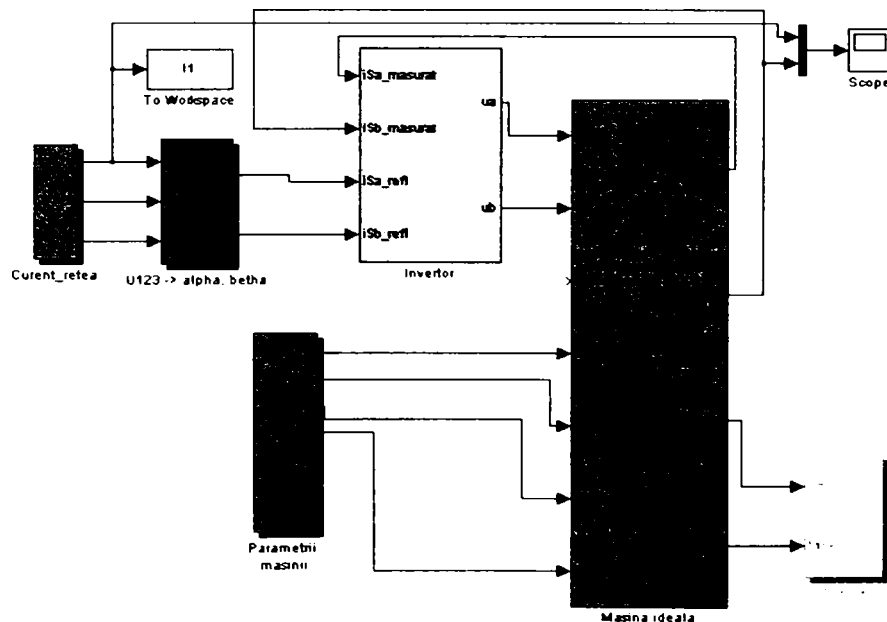


Fig.4.63 Inverter ca sursă de curent, mașina asincronă alimentată în tensiune

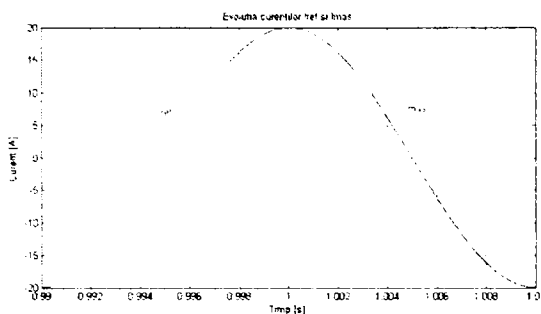


Fig.4.64 Evoluția în timp a curentilor de referință măsurați

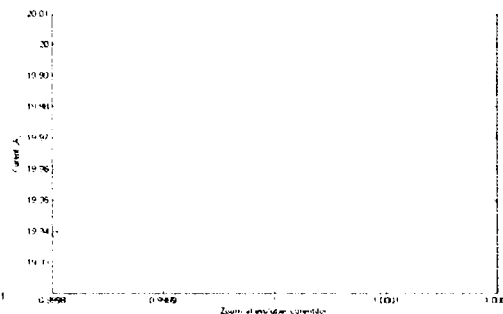


Fig.4.65 Evidențiere a evoluției în timp a curentilor

Valoarea de referință a curentului este identică cu cea măsurată, figura 4.64. Pentru o analiză mai exactă, se evidențiază evoluția celor doi curenți, figura 4.65. În urma analizei mai exacte a celor două evoluții, poate fi evidențiată o deviere. Valoarea măsurată nu atinge amplitudinea referinței. Aceasta este și singura deviere.

Ieșirea regulatorului PI corespunde funcției de modulare, figura 4.66. Evoluția nu este netedă. Fluctuațiile apar datorită valorii nefiltrate a curentului măsurat, necesar ca intrare a regulatorului.

Tensiunile sunt imaginea directă, amplificată a funcției de modulație. Componenta α și componenta β a tensiunii au aceeași amplitudine și frecvență, sunt însă defazate, figura 4.67.

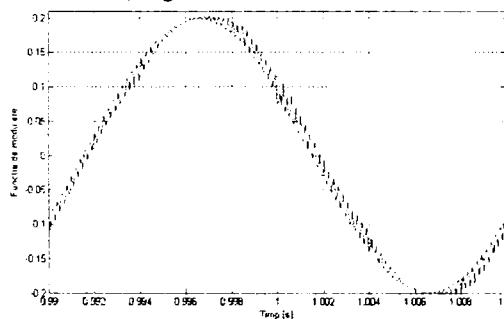


Fig.4.66 Variația în timp a funcției de modulare $m_u(t)$

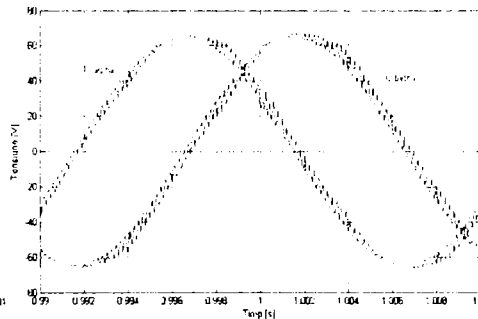


Fig.4.67 Variația în timp a tensiunii U_α, U_β

În continuare se analizează comportamentul regulatorului la amplitudini și frecvențe ($f = 50, 100, 200$ [Hz] și $I = 20, 40, 80$ [A]) mai mari ale curentului.

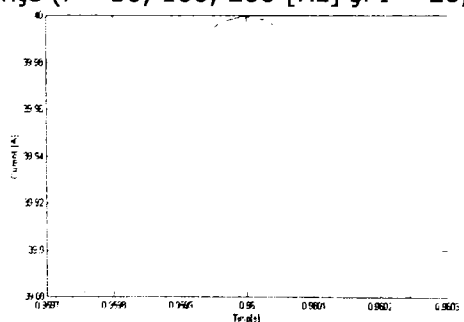


Fig.4.68 Variația în timp a curentilor $I = 40$ [A], $f = 50$ [Hz]

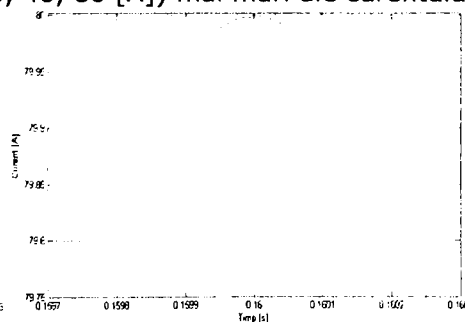


Fig.4.69 Variația în timp a curentilor $I = 80$ [A], $f = 50$ [Hz]

Devierea absolută față de valoarea de referință, crește odată cu valoarea amplitudinii, figura 4.68, 4.69. În schimb devierea relativă a regulatorului rămâne constantă.

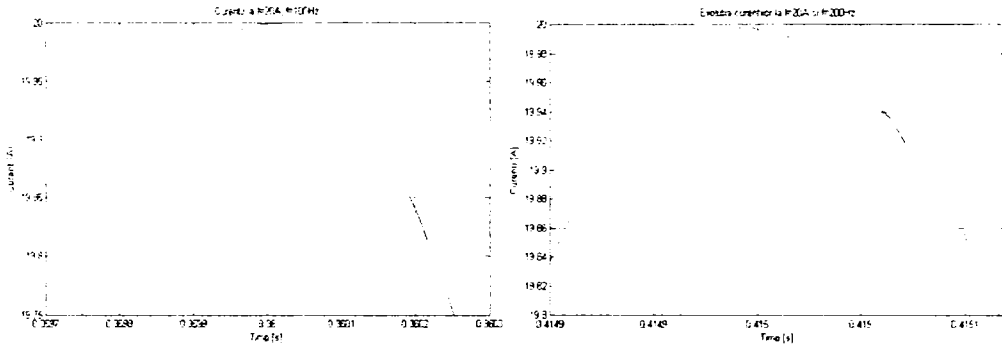


Fig.4.70 Variația în timp a curenților $I=20$ [A], $f = 100$ [Hz], Fig.4.71 Variația în timp a curenților $I=20$ [A], $f = 200$ [Hz]

Frecvența are o influență limitată asupra valorii maxime a curentului măsurat. O influență mult mai o are frecvența asupra devierii întregului traseu al semnalului. La 100 [Hz], creșterea semnalului este încetinită în timp ce pe panta coborâtoare acesta urmărește referința, figura 4.70. La frecvențe mai ridicate este apoi întârziată și coborârea, figura 4.71. Pasul maxim poate fi recunoscut la $f = 200$ [Hz]. Aici pasul ar trebui micșorat. Această micșorare a pasului, ar reduce semnificativ viteza de simulare [27].

Tensiunea indusă are și ea o influență asupra devierilor curenților, dar această influență este redusă, fiindcă altfel curentul necesar nu s-ar atinge. Introducerea acestuia în bucla de reacție nu este necesară iar tensiunea aceasta poate fi neglijată.

4.4.5 Sarcina dependentă de turație

O imagine mai bună a sarcinii se obține la urmărirea diagramei turație – momentul de sarcină, figura 4.72:

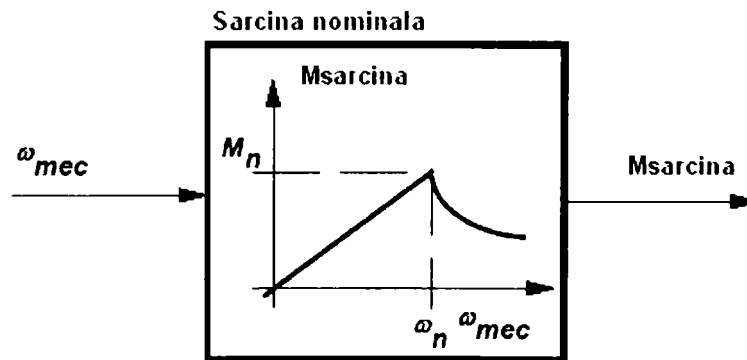


Fig.4.72 Diagrama turație – moment de sarcină

Momentul de sarcină nominal are valoarea de 46.1 Nm la pulsație de $\omega=151.8$ 1/s. Aceasta furnizează o rampă a sarcinii cu o creștere de $a = 0.3036$. Deasupra turației nominale, momentul scade cu $1/\omega_n$. Puterea crește linear cu

turația și rămâne constantă deasupra turației nominale la puterea nominală de 7 kW. Datele mașinii pentru care urmează să se implementeze analiza, sunt: 7 kW, 400V/50Hz, 15A, 1450 rpm, 46 Nm la 1450 1/min.

4.4.6 Optimizarea generală a reglării după fluxul rotoric

După testarea separată a blocurilor funcționale din schema generală de reglare a mașinii asincrone după fluxul rotoric, figura 4.42, acestea vor fi conectate între ele, urmărind optimizarea reglării și, dacă este cazul, a parametrilor de simulare.

- Model: *reglarea cu orientare după fluxul rotoric, inverterul ca sursă de curent, mașina asincronă cu alimentare în tensiune în coordonate $\alpha\beta$* , figura 4.73
- Intrare: *Salt al turației la 150 [1/s], sarcină nominală*

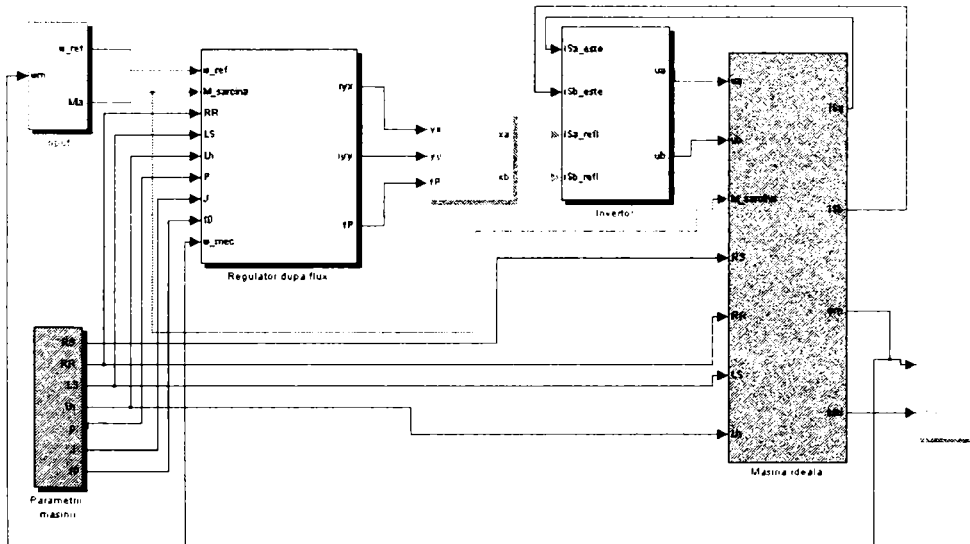


Fig.4.73 Reglarea cu orientare după fluxul rotoric, inverterul ca sursă de curent, mașina asincronă cu alimentare în tensiune în coordonate $\alpha\beta$

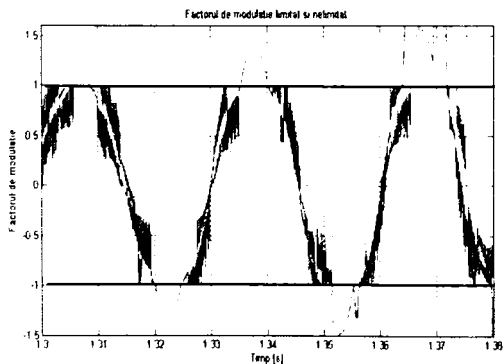


Fig.4.74 Evoluția în timp a funcției de modulare limitată și nelimitată

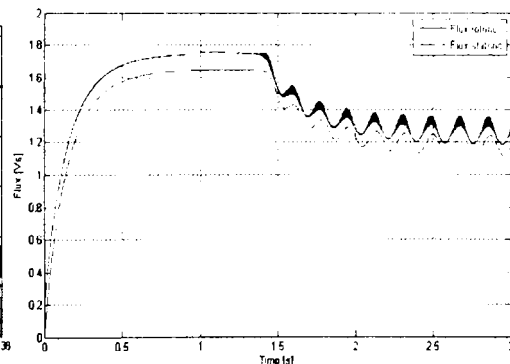


Fig.4.75 Evoluția în timp a fluxului la suprasolicitarea inverterului

Funcția de modulare urmează să fie limitată. Aceasta înseamnă că inverterul a ajuns la capacitatea sa maximă, figura 4.74. Tensiunea circuitului de tensiune intermediar existentă nu poate genera curentul necesar, acesta nu poate fi generat decât limitat și condiționat. Modelul și realitatea nu mai converg.

Deoarece inverterul se apropie de limitele sale, curentul existent nu este suficient pentru construirea fluxului necesar, figura 4.75. Valoarea fluxului din stator și rotor scad. Funcționarea devine instabilă. Regulatorul iese din echilibru putând deveni chiar instabil. Fluxul insuficient creat, influențează profund cuplul electromagnetic [66].

În urma reducerii fluxului, momentul mecanic oscilează cu amplitudini ridicate, figura 4.76. Regulatorul numai poate stabiliza momentul și pierde controlul. Oscilațiile momentului mecanic au repercusiuni asupra turației mecanice.

Regulatorul este încă capabil să atingă turația prescrisă de 150 [1/s], dar momentul mecanic provoacă oscilații ale turației în jurul valorii de referință, figura 4.77

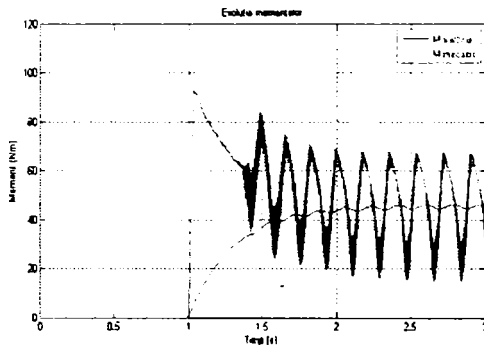


Fig.4.76 Evoluția în timp a momentelor

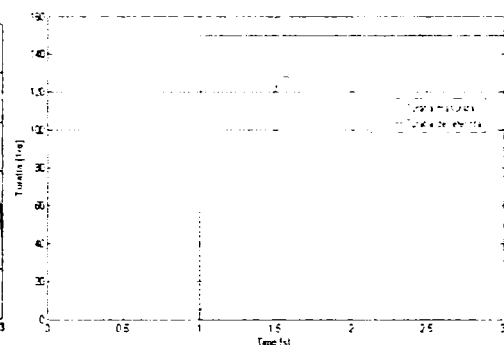


Fig.4.77 Evoluția în timp a turației

O astfel de reglare nu este satisfăcătoare. Cauza acestor devieri față de mărimile prescrise provine din suprasolicitarea inverterului. O posibilă remediere se poate face prin mărirea tensiunii circuitului intermediar, ceea ce în practică este însă rareori posibil. Salturi mici ale mărimilor de referință pot fi preluate fără problemă. În momentul în care inverterul ajunge în zona sa de limitare, turația trebuie redusă. Acest lucru poate fi implementat cu ajutorul conceptului de regulator Anti-Windup.

Pentru salturi ale turației ce nu depășesc 100 1/s, inverterul nu intră în limitare.

- Model: *reglarea cu orientare după fluxul rotoric, inverterul ca sursă de curent, mașina asincronă cu alimentare în tensiune în coordonate $\alpha\beta$*
- Intrare: *Salt al turației la 100 1/s, sarcină nominală*

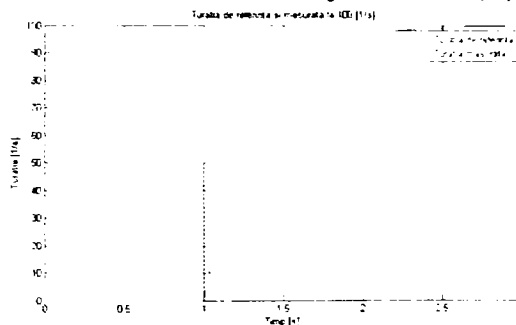


Fig.4.78 Evoluția în timp a turației la un salt de 100 [1/s]

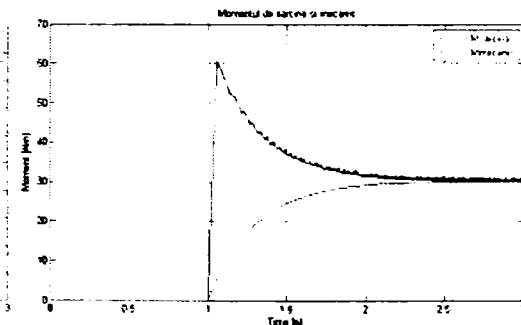


Fig.4.79 Evoluția în timp a momentului de sarcină, asociat cu momentul mecanic

Se observă că turația mașinii urmărește și atinge fără oscilații valoarea prescrisă, figura 4.78.

Momentul mecanic prezintă oscilații slabe, ceea ce indică funcționarea invertorului apropiere de capacitatea sa maximă, figura 4.79.

Evoluția fluxului statoric și rotoric corespunde cerințelor impuse, figura 4.80.

La evoluția în timp a tensiunii, se recunoaște dacă invertorul este utilizat la maxim sau nu [89]. În acest caz el nu este limitat, figura 4.81.

Se constată că pentru o turație de 100 1/s reglarea după flux funcționează cvasi-optimal.

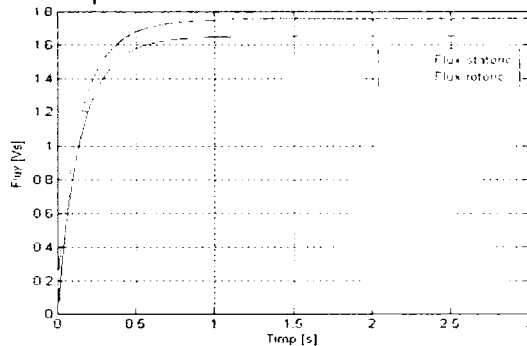


Fig.4.80 Evoluția în timp a fluxului rotoric și statoric

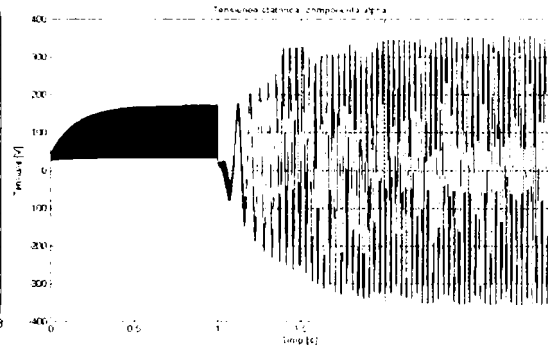


Fig.4.81 Evoluția în timp a tensiunii din stator, componenta α

4.5 Analiză și comparație a reglării după flux statoric și a reglării după fluxul rotoric al mașinii asincrone

În acest paragraf se urmărește compararea celor două procedee de reglare între ele și pe de altă parte comportamentul reglatoarelor în cazul devierii de la punctul optimal de funcționare pentru care au fost dimensionate. Reglatoarele sunt optimizate pentru sarcină nominală și pentru un salt de turație de 150 1/s.

4.5.1 Comportamentul dinamic

4.5.1.1 Modificarea valorii de referință

Singura mărime prescrisă este de fapt turația, dacă se face abstracție de sarcină.

Reglarea după flux statoric

Reversarea turației la reglarea după flux statoric nu poate fi realizată din următoarele motive:

- O turație negativă necesită un fazor ce se deplasează în sensul acelor de ceasornic, ceea ce înseamnă că stările de comutație trebuie parcurse invers, de la 7Z la 0Z .
- O reversare a stărilor de comutație nu poate fi obținută direct, ci necesită o extindere a modelului

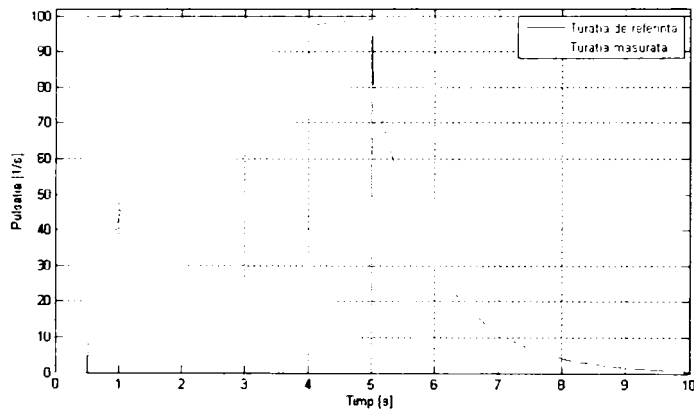
Reversarea ar trebui realizată în două etape:

- Turația redusă la zero.
- Reversarea și creșterea din nou a turației.

Cu alte cuvinte, reversarea constă într-o schimbare a fazelor [79], [106].

Ca substituție pentru cele arătate, va fi parcursă o simulare în sensul creșterii turației la $150 [1/s]$ și apoi descreșterii la zero.

- Model: reglare după flux statoric, mașina asincronă cu alimentare în tensiune în coordonate $\alpha\beta$
- Intrare: Salt al turației la $t = 0.5s$ la $100 1/s$ și la $t = 5s$ la $0 1/s$, sarcină nominală
- Parametrii de simulare: Stop time 10s, ode45, variable-step, max stepsize $1e-3s$



Turația măsurată urmează saltului de turație la $100 1/s$. Înainte de a ajunge direct la $100 1/s$ trebuie pornit mersul în sarcină. Apoi s-ar putea comuta și accelera în sensul opus, figura 4.82.

Fig.4.82 Evoluția în timp a turației la reglarea după flux statoric

Reglarea cu orientare după flux rotoric

- Model: reglarea cu orientare după fluxul rotoric, inverterul ca sursă de curent, mașina asincronă cu alimentare în tensiune în coordonate $\alpha\beta$
- Intrare: Salt al turației la $t = 1s$ la $100 1/s$ și la $t = 5s$ la $-100 1/s$, sarcină nominală
- Parametrii de simulare: Stop time 10s, ode45, variable-step, max stepsize $1e-3s$

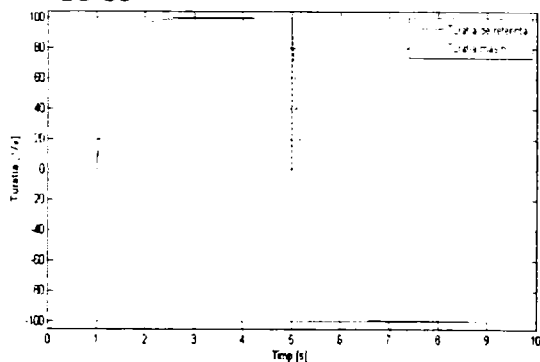


Fig.4.83 Evoluția în timp a turației, mărimea prescrisă având un salt

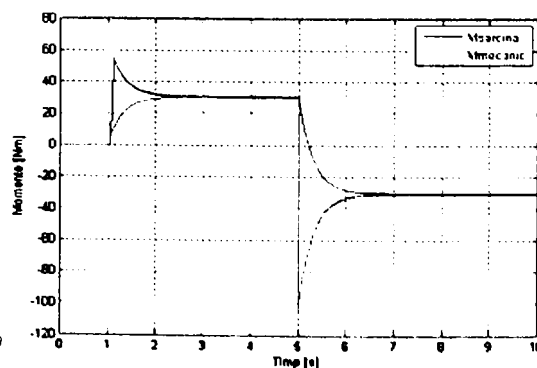


Fig.4.84 Evoluția în timp a momentelor la schimbarea sensului turației de referință

Comportamentul obținut este impresionant. Schimbarea de sens la $t = 5s$ reușește regulatorului fără oscilații, figura 4.83!

La schimbarea sensului, momentul mecanic înregistrează un salt brusc la sub $100 Nm$ și se egalează apoi cu momentul de sarcină, figura 4.84.

Timpul de creștere al turației ar putea fi mai scurt în cazul reglării după flux statoric, dar s-a dorit obținerea unei reglări fără suprareglaj pronunțat, fapt pentru care s-a acceptat un timp de creștere mai lung.

Reglarea după flux statoric

- Model: *reglarea după flux statoric, mașina asincronă cu alimentare în tensiune în coordonate $\alpha\beta$*
- Intrare: *Salt al turației la $t = 0.5s$ la 90 1/s și la $t = 6s$ la 100 1/s, sarcină nominală*
- Parametrii de simulare: *Stop time 10s, ode45, variable-step, max stepsize 1e-3s*

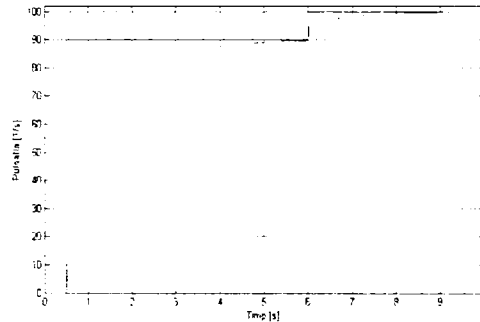


Fig.4.85 Evoluția în timp a răspunsului indicial al frecvenței circulare

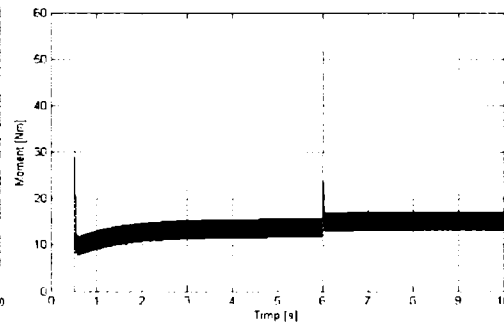


Fig.4.86 Evoluția în timp a cuplului electromagnetic

Se remarcă o evoluție fără oscilații a turației mașinii în urmărirea referinței, figura 4.85.

Cuplul electromagnetic înregistrează un vârf la saltul mărimii de referință, figura 4.86. De asemenea se remarcă un vârf apreciabil la un salt ce are loc la turații joase.

Reglarea cu orientare după flux rotoric

- Model: *reglarea cu orientare după fluxul rotoric, inverterul ca sursă de curent, mașina asincronă cu alimentare în tensiune în coordonate $\alpha\beta$*
- Intrare: *Salt al turației la $t = 1s$ la 90 1/s și la $t = 5s$ la 100 1/s, sarcină nominală*
- Parametrii de simulare: *Stop time 10s, ode45, variable-step, max stepsize 1e-3s*

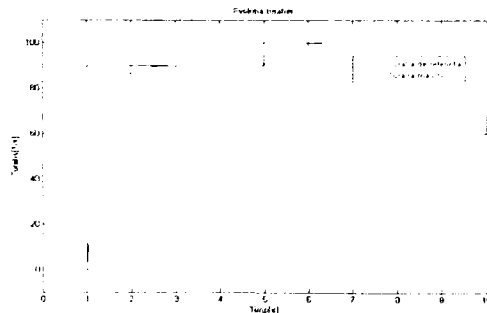


Fig.4.87 Evoluția în timp a turației

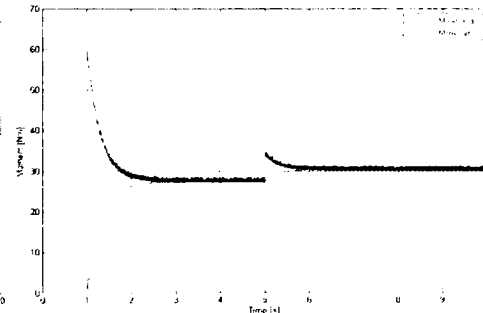


Fig.4.88 Evoluția în timp a momentului mecanic și al momentului de sarcină

La fel ca și în cazul anterior, nu se înregistrează nici o oscilație a urmării turației prescrise, figura 4.87.

Momentul mecanic realizează la fiecare schimbare a turației un salt, figura 4.88. Acest salt, este la o schimbare mică a turației, corespunzător scăzut.

Comportamentul la semnal mic al celor două sisteme este identic, neputându-se vorbi de un avantaj al unui dintre ele.

4.5.1.2 Turații mici

- Model: reglare după flux statoric, *mașina asincronă cu alimentare în tensiune în coordonate $\alpha\beta$*
- Intrare: *Salt al turației la 10 / 50 1/s la $t = 0.5$ s, sarcină nominală*

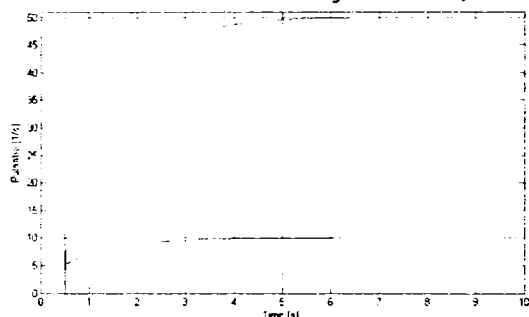


Fig.4.89 Evoluția turației la reglarea după flux statoric

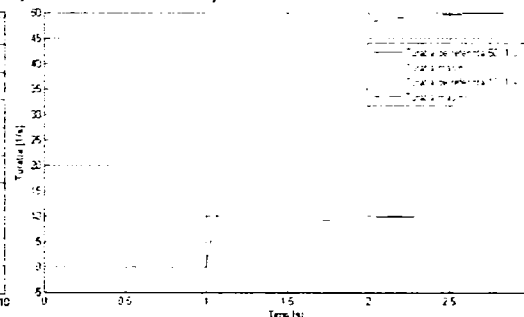


Fig.4.90 Reglarea după flux, la evoluția la turații mici

Se constată o funcționare corespunzătoare a regulatorului și la turații mici. Frecvența circulară nu prezintă oscilații, figura 4.89, figura 4.90. Remarcabil este că durata de atingere a turației prescrise în cazul turațiilor mai mari nu devine mai mică.

Se constată că evoluția turației este calitativ egală cu cea înregistrată la un salt de *100 1/s*.

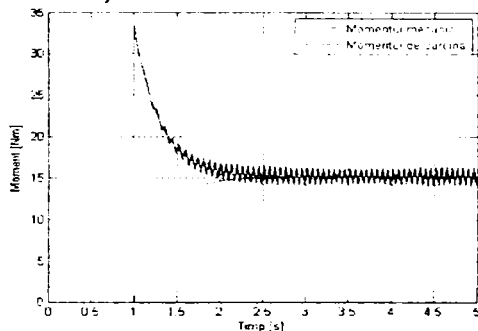


Fig.4.91 Evoluția în timp a momentelor la turația de 50 1/s

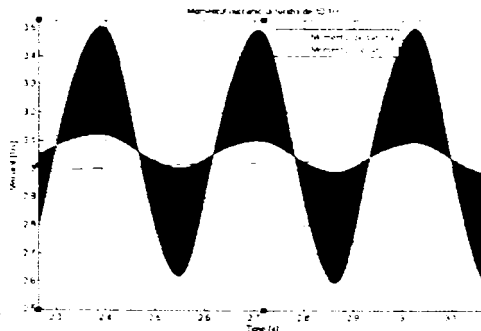


Fig.4.92 Zoom al momentelor la turația de 10 1/s

Se constată că reglarea cu orientare după flux își păstrează dinamica și la valori mici ale turației. Neschimbate rămân evoluțiile fluxurilor. Evoluțiile curenților și ale tensiunii oscilează datorită turației reduse mai lent și corespund tot mai mult unei oscilații armonice. Se constată că momentul mecanic începe să fluctueze la turații reduse. Momentul mecanic pendulează în jurul momentului de sarcină, valoarea sa medie fiind mereu puțin deasupra momentului de sarcină, figura 4.91, figura 4.92.

4.5.1.3 Rampă a turației

În practică, se întâlnesc în principal rampe și foarte rar trepte de semnal, motiv pentru care se va urmări în continuare sistemul de acționare în cazul rampelor de turație.

Reglarea după flux statoric

- Model: reglare după flux statoric, mașina asincronă cu alimentare în tensiune în coordonate $\alpha\beta$
- Intrare: Rampă a turației în intervalul de 1s de la momentul $t = 0.5s$ la 100 1/s, sarcină nominală
- Parametrii de simulare: Stop time 10s, ode45, variable-step, max stepsize 1e-3s

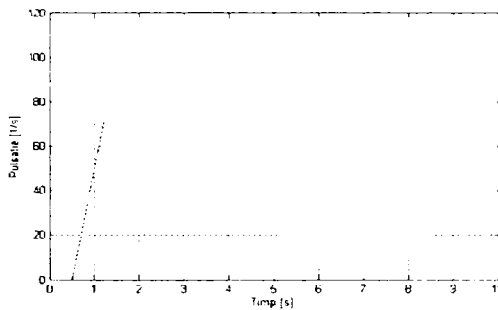


Fig.4.93 Evoluția turației (rampă)

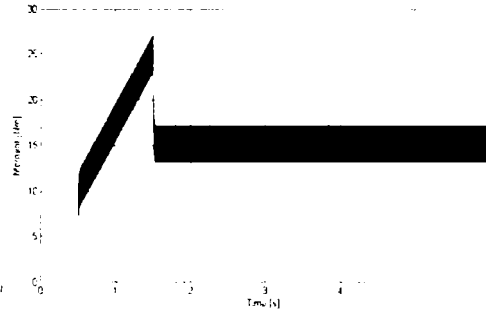


Fig.4.94 Evoluția în timp a cuplului electromagnetic

Turația mecanică urmărește fără devieri rampa, figura 4.93. Turația prescrisă de 100 1/s se atinge mai repede printr-o rampă decât printr-un salt. Pornirea cu un semnal rampă, duce așadar la scurtarea timpului de pornire. Cuplul electromagnetic înregistrează un salt inițial după care crește linear, figura 4.94.

Reglarea cu orientare după flux rotoric

- Model: reglarea cu orientare după fluxul rotoric, inverterul ca sursă de curent, mașina asincronă cu alimentare în tensiune în coordonate $\alpha\beta$
- Intrare: Rampă a turației în intervalul de 2s de la momentul $t = 1s$ la 100 1/s, sarcină nominală
- Parametrii de simulare: Stop time 10s, ode45, variable-step, max stepsize 1e-3s

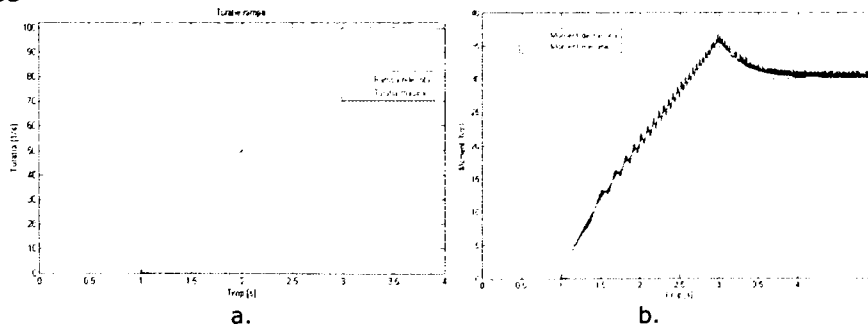


Fig.4.95 Evoluția în timp la semnal rampă a) turației și b) a momentelor de sarcină și mecanic

Se constată că turația urmărește rampa cu o ușoară întârziere, figura 4.95.

4.5.1.4 Modificarea sarcinii

Reglare după flux statoric

Până acum simulările au fost realizate cu sarcina nominală. Acum, în locul acesteia vom folosi un moment de sarcina constant, $M_{Sarcina} = 23Nm$ și saltul de turația la $t = 1s$ de la 0 la 100 1/s.

- Model: *reglare după flux statoric, mașina asincronă cu alimentare în tensiune în coordonate $\alpha\beta$*
- Intrare: *Salt al turației la $t = 0.5 s$ la 100 1/s, $M_{sarcina} = 23 Nm$ (jumătate din momentul nominal de sarcina)*
- Parametrii de simulare: *Stop time 10 s, ode45, variable-step, max stepsize 1e-3s*

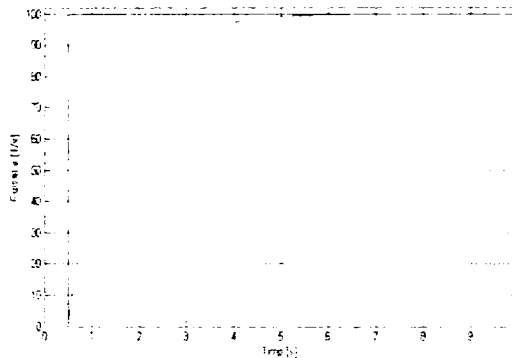


Fig.4.96 Evoluția în timp a turației

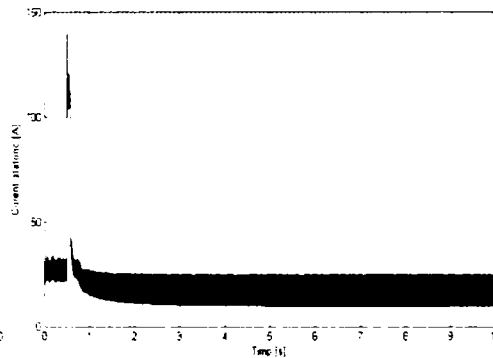


Fig.4.97 Evoluția în timp a curentului din stator

Turația crește la fel ca și în cazul sarcinii normale, figura 4.96. Regulatorul poate fi considerat ca independent de sarcină. Curentul rămâne la început mai mult timp la valoarea maximă și scade apoi la cea staționară, figura 4.97.

Reglarea cu orientare după flux rotoric

- Model: *reglarea cu orientare după fluxul rotoric, invertorul ca sursă de curent, mașina asincronă cu alimentare în tensiune în coordonate $\alpha\beta$*
- Intrare: *Salt al turației la $t = 1s$ la 100 1/s, $M_{sarcina} = 23 Nm$ (jumătate din momentul nominal de sarcina)*
- Parametrii de simulare: *Stop time 10 s, ode45, variable-step, max stepsize 1e-3s*

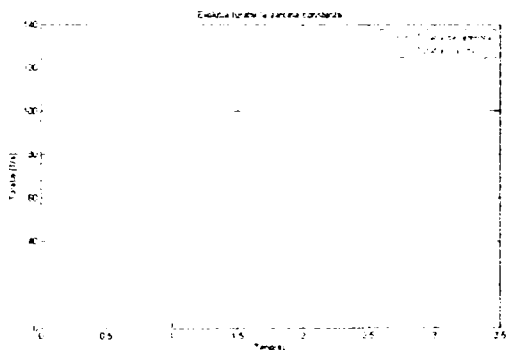


Fig.4.98 Evoluția în timp a turației

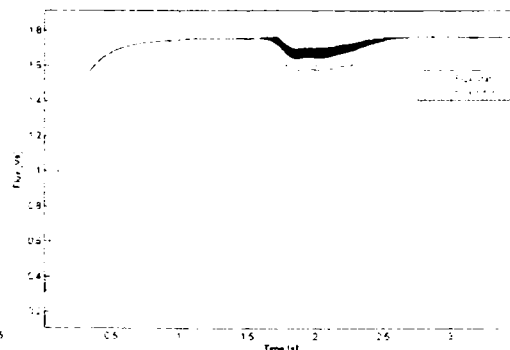


Fig.4.99 Evoluția în timp a fluxului

Turația înregistrează un vârf la un moment de sarcină constant de 23 Nm, figura 4.98, din următoarele motive: invertorul este pentru scurt timp nereglat și intră în limitare; în timp ce el se găsește în limitare, integratorul integrează mai

departe și cauzează oscilația. Pentru scurt timp evoluțiile fluxurilor înregistrează o scădere, figura 4.99, dar aceasta poate fi compensată de regulator.

4.5.2 Portretele curenților

Curentul statoric la semnal treaptă în cazul reglării după flux statoric:

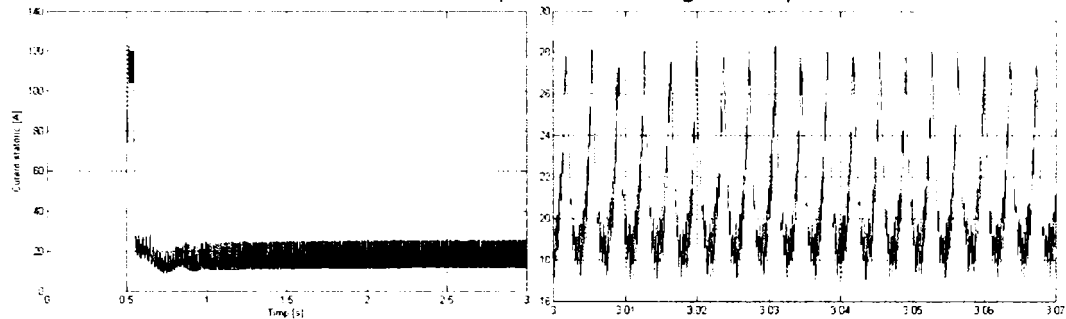


Fig.4.100 Curentul statoric la sarcină nominală

Fig.4.101 Zoom al curentului statoric

La reglarea după fluxul statoric, curentul este mult mai mare decât la cea după flux rotoric, figura 4.100, 4.101. Ripel-ul prezent la reglarea după flux statoric provine din reglarea momentului, care este dirijată printr-o bandă de toleranță. Riplurile de frecvență ridicată sunt rezultatul comutărilor.

4.5.3 Pulsațiile momentului de rotație

Momentul de rotație este cea mărime care influențează cel mai mult comportamentul mașinii asincrone.

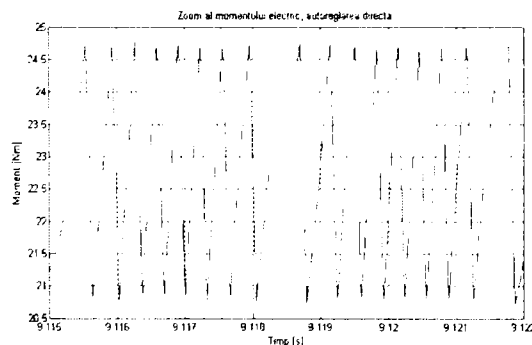


Fig.4.102 Zoom al cuplului electromagnetic la reglarea după flux statoric

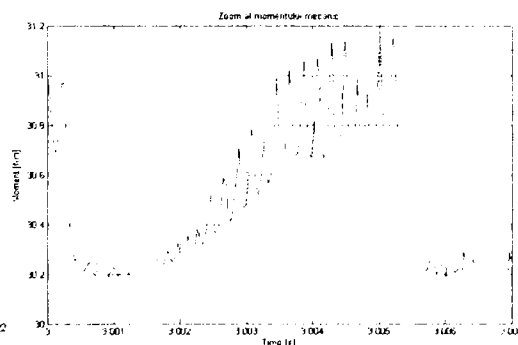


Fig.4.103 Zoom al cuplului electromagnetic, reglarea cu orientarea după flux rotoric

Evoluția cuplului electromagnetic, figura 4.102, 4.103 este limitată printr-o bandă de toleranță. Cuplul pulsează cu frecvența de comutare. Evoluția acestuia este formată din comutarea blocurilor, iar printre ele, pauze. Aceste pauze se datorează conectării stării de comutare 0^2 sau 7^2 , care corespund fazorului de tensiune zero și nu generează moment de rotație (evoluție orizontală).

Teoretic, cuplul, în cazul reglării rotorice cu inverter în reprezentarea în timp continuu, ar trebui să fie într-o evoluție continuă, și nu fragmentată. Devierile de la

evoluția teoretică se pot datora odată alegerii pasului prea mare al simulării pe de o parte sau invertorul se poate îndrepta spre o zonă în care este neregabil, pe de altă parte.

Principala deosebire între cele două tipuri de reglare constă în amplitudinea și originea pulsațiilor. În cazul reglării după flux rotoric, pulsațiile pot fi considerate nule dacă se neglijează frecvența de comutație. Pulsațiile momentului sunt ajustabile în cazul reglării după flux statoric.

4.5.4 Pulsațiile turației

Turația este mărimea care pulsează cel mai puțin în întreg sistemul de acționare, deoarece constantele mecanice de timp au un ordin de mărime superior celor electrice.

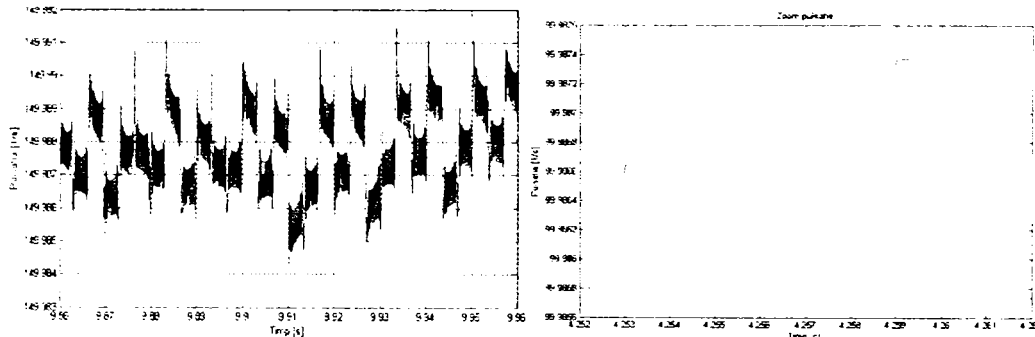


Fig. 4.103 Evidențiere a pulsației, reglarea după flux statoric

Fig. 4.104 Evidențiere a pulsației, reglarea după flux rotoric

La un Zoom foarte ridicat, în cazul reglării după flux statoric, se remarcă o pulsație a turației datorate frecvenței înalte de comutație, figura 4.103. În cazul reglării de flux rotoric, se observă o pulsație armonică, de o amplitudine neglijabilă, figura 4.104.

În cazul funcționării staționare, turația poate fi considerată constantă, deoarece pulsațiile devin vizibile numai la mărimi foarte mari, acestea fiind măsurabile numai cu aparate de mare precizie.

4.5.5 Rezumatul comparației

Fără o aplicație concretă, nu poate fi considerat mai bun nici unul din cele două sisteme. În general pot fi reținute următoarele observații:

- Reglarea după fluxul rotoric este mai dinamică la turații mici
- Rampa de turație îmbunătățește comportamentul dinamic al reglării după flux statoric
- Regulatorul este optimizat numai pentru o singură sarcină
- La reglarea după fluxul rotoric curentul este prescris, la reglarea după fluxul statoric curentul se fixează singur
- Reglarea după fluxul statoric are pulsații ale momentului de rotație, generate de principiul de reglare
- Turațiile, în regim staționar, pot fi considerate constante

4.6 Concluzii

Capitolul este structurat pe trei părți:

- reglarea după flux statoric
- reglarea după fluxul rotoric
- analiza comparativă a celor două metode

Prin analiza diverselor structuri de conducere a mașinii asincrone funcționând la turații variabile, se poate evalua influența diferitelor mărimi asupra procesului reglat. În acest capitol reglările s-au făcut la flux statoric și flux rotoric. S-au simulat în Matlab – Simulink aceste regimuri în diverse condiții impuse reguletoarelor și la diferite cerințe ale sarcinii. În principal s-au studiat structuri de conducere pentru controlul turației mașinii asincrone la aplicații unde cuplul se modifică: tracțiune electrică sau unde cuplul este constant, liftul.

În prima parte a acestui capitol au fost studiate diverse probleme ale reglării după flux statoric. Astfel s-au tratat aspecte legate de:

- reglarea fluxului
- slăbirea de câmp
- reglarea cuplului electromagnetic
- reglarea turației

Problema fundamentală în acest capitol a fost reglarea după fluxul rotoric. Această metodă se folosește cu precădere în aplicațiile ce necesită modificări rapide ale turației, la modificări importante ale sarcinii.

La sfârșitul capitolului s-au scos în evidență pulsațiile cuplului electromagnetic și ale turației, în diverse situații ce pot apărea în exploatare.

5. CONTROLUL TURAȚIEI CU BLOCURI DE CALCUL, CU STRUCTURI DE CONDUCERE SCALARE ȘI VECTORIALE PENTRU MODIFICAREA TENSIUNII ȘI FRECVENȚEI DE ALIMENTARE

5.1 Introducere

În acest capitol, în majoritate original, se determină tensiunea și frecvența la mașina asincronă funcționând la turații variabile.

Se indică metodele folosite de autor pentru determinarea tensiunii și frecvenței la cele trei tipuri de reglare, după flux statoric, util și rotoric, cu accent pe metoda bazată pe păstrarea constantă a fluxului rotoric. Analizele prin simulare au în vedere sarcini de tip: cuplu și turație variabilă, cuplu variabil și turație constantă și cuplu constant și turație variabilă.

Tensiunea și frecvența se modifică în trepte până la valoarea finală după un bloc de calcul cvasi-optimal propus de autor. Valorile finale ale tensiunii și frecvenței pe care le realizează schemele de conducere cu unul, două regulatoare sau numai prin implementarea **blocurilor de calcul, se obțin prin rezolvarea unor sisteme algebrice iar simularea în regim dinamic se realizează prin rezolvarea unor ecuații diferențiale** într-un mediu de programare având la bază modulul Maple.

5.2 Necesitatea modificării frecvenței și a tensiunii

Reglarea turației la mașina asincronă și la mașina sincronă, se realizează, în prezent, prin modificarea frecvenței tensiunii de alimentare, având în vedere relația fundamentală:

$$n_1 = \frac{f_1}{p_1} \quad (5.1)$$

unde: n_1 – turația câmpului magnetic învârtitor statoric; f_1 – frecvența tensiunii statorice; p_1 – numărul perechilor de poli.

Cum numărul perechilor de poli - p_1 – este dat prin construcție, rezultă că turația - n_1 – se poate modifica numai prin modificarea frecvenței tensiunii de alimentare. Această modificare a frecvenței se realizează prin diverse tehnici ce folosesc electronica de putere bazată pe tiristoare din ce în ce mai performante. Prin comanda unghiului de aprindere a tiristoarelor se poate modifica frecvența tensiunii de alimentare.

Când se modifică numai frecvența, tensiunea nemodificându-se, în circuitele electrice cu bobine cu miez feromagnetic, se produce fenomenul de saturație al miezului feromagnetic, apariția armonicilor superioare în curent și prin urmare se ajunge la o funcționare ce pune probleme atât sistemului de alimentare cât și mașinii ce funcționează la turații variabile.

În prezent se folosesc trei strategii de reglare a turației:

1. Reglarea turației la flux statoric constant ($\psi_s = \text{constant}$);

2. Reglarea turației la flux util constant ($\psi_u = \text{constant}$);
3. Reglarea turației la flux rotoric constant ($\psi_r = \text{constant}$).

5.3 Conducerea scalară a mașinii asincrone

Funcționarea la frecvență variabilă și la flux controlat s-a dezvoltat la mașina asincronă (în lucrarea de față se consideră regimul de motor asincron) [1], [6], [11], [12], [13] după trei direcții (sau strategii):

- funcționarea la frecvență variabilă și la flux *statoric* controlat [102];
- funcționarea la frecvență variabilă și la flux *util* controlat [103];
- funcționarea la frecvență variabilă și la flux *rotoric* controlat [69] [104]

[72].

În cazul (1) (fluxul statoric constant) se obțin cele mai mari valori ale cuplului electromagnetic [4].

Cuplul maxim în cazul (2) - flux util constant - este cu aproximativ 20% mai mic decât în cazul $\psi_s = \text{constant}$.

Cele mai mici valori ale cuplului se obțin la flux rotoric constant ($\psi_r = \text{constant}$) caz în care caracteristicile mecanice fiind liniare sunt ideale în cazul reglărilor dinamice rapide. În procesele rapide, unde se cere un răspuns al sistemului într-un timp scurt, se folosește reglarea turației la flux rotoric constant ($\psi_r = \text{constant}$).

Curenții cei mai mici la aceeași turație rotorică sunt la $\psi_r = \text{constant}$ și cei mai mari la $\psi_s = \text{constant}$. La același curent statoric frecvența curenților rotorici este cea mai mare la $\psi_r = \text{constant}$, rezultând în acest caz cele mai mari pierderi în bobinajul rotoric.

Dintre aceste trei direcții prezentate mai sus, prima și a treia sunt cele mai utilizate în prezent [21], [55], [109], [113]. Ca atare, în lucrarea de față se va prezenta pe larg controlul turației la flux rotoric controlat.

5.3.1 Controlul turației la mașina asincronă, cu blocuri de calcul pentru modificarea tensiunii și frecvenței de alimentare

Blocul convertor static - CS din figura 5.1 realizează, modificarea frecvenței și tensiunii ce alimentează statorul mașinii asincrone [118], [120].

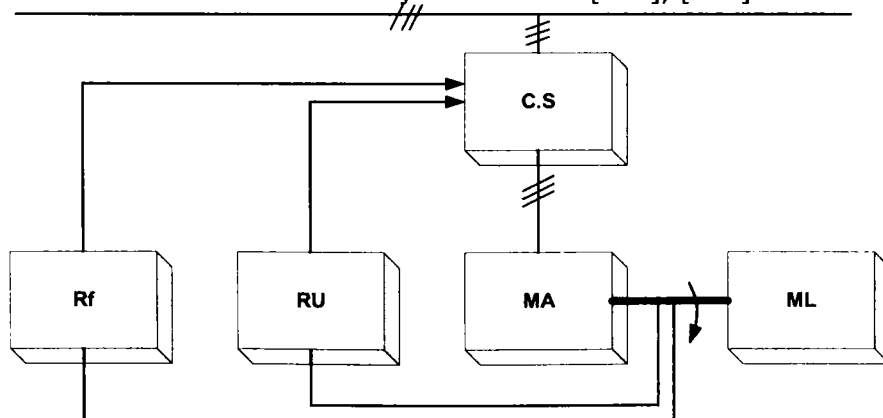


Fig.5.1 Schema de principiu pentru controlul mașinii asincrone

Reglarea frecvenței la valoarea impusă se realizează prin blocul regulatorului de frecvență (RF), care de regulă este un regulator de tip PI sau PID.

Reglarea tensiunii la valoarea impusă se realizează prin blocul regulatorului de tensiune (RU) de același tip PI sau PID.

5.3.1.1 Controlul turației la mașina asincronă la flux rotoric constant

Tensiunea statorică U_S la momentul inițial, în funcție de fluxul rotoric, se determină folosind relația [4]:

$$U_S(0) = \frac{\psi'_r}{L_u} \sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2 + \left(\frac{\omega_r L_2'}{R_2} \right) 2\omega R_1 (1 - \sigma) L_1 + \left(\frac{\omega_r L_2'}{R_2} \right)^2 + [R_1^2 + (\omega \sigma L_1)^2]}, [V] \quad (5.2)$$

Cuplul electromagnetic se calculează cu relația (2.5) [4] unde fluxul rotoric ψ_r se obține din fluxul statoric ψ_s :

$$\psi_r = \psi_s \frac{L_u}{L_1} \frac{R_2'}{\sqrt{(R_2')^2 + (\omega_r L_2' \sigma)^2}} \quad (5.3)$$

5.3.1.1.1 Modificarea turației și cuplului

Algoritmul de reglare este următorul

1. Se impune o valoare a turației și deci cuplul electromagnetic trebuie să crească (dacă turația prescrisă este mai mare ca cea inițială) sau să scadă (dacă turația prescrisă este mai mică ca cea inițială)

Modificarea cuplului electromagnetic **în trepte** se face prin modificarea **în trepte** a tensiunii și frecvenței.

2. Tensiunea U_s se calculează cu relația (5-2), iar modificarea în trepte $\Delta y = \Delta \omega_r$, $U_s(\Delta y)$:

$$U_S(\Delta y) = \frac{\psi'_r}{L_u} \sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2 + \left(\frac{(\omega_r + \Delta y) L_2'}{R_2} \right) 2\omega R_1 (1 - \sigma) L_1 + \left(\frac{(\omega_r + \Delta y) L_2'}{R_2} \right)^2 + [R_1^2 + (\omega \sigma L_1)^2]}, [V] \quad (5.4)$$

3. Frecvența se modifică în pași $\Delta y = \Delta \omega_r$ modificând, în trepte, pulsația rotorică:

$$y = \omega_r : \omega = \omega_r + \omega_m \quad \text{sau} \quad f + \Delta f = \frac{\omega + \Delta \omega}{2\pi} = \frac{\omega_r + \Delta y + \omega_m + \Delta \omega_m}{2\pi} \quad (5.5)$$

4. Cuplul electromagnetic depinde de $y = \omega_r$ așa cum reiese din figura 5.2

5. Turația la arbore n se modifică cu Δn ca urmare a modificării cuplului cu ΔM_{elmg}

$$n + \Delta n = \frac{\omega + \Delta \omega - (\omega_r + \Delta \omega_r)}{2\pi} = \frac{\omega + \Delta \omega - (y + \Delta y)}{2\pi} \quad (5.6)$$

6. La atingerea **valorii prescrise pentru turație** se obține $\omega_{r\text{final}}$ cu valorile finale pentru tensiune, frecvență și cuplu:

$$U_{S\text{final}} = U(\omega_{r\text{final}}) \quad \omega_{\text{final}} = \omega_{r\text{final}} + \omega_{m\text{final}} \quad M_{elmg\text{final}} \rightarrow \omega_{r\text{final}}$$

$$U_S(\omega_r_final) = \frac{\psi'_r}{L_u} \sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2 + \left(\frac{\omega_r_final L'_2}{R_2} \right) 2\omega R_1(1 - \sigma)L_1 + \left(\frac{\omega_r_final L'_2}{R_2} \right)^2 + [R_1^2 + (\omega\sigma L_1)^2]}, [V]$$

$$M_{elmg} = \frac{3p_1\psi_F^2\omega_r_final}{R_2} \quad (5.7)$$

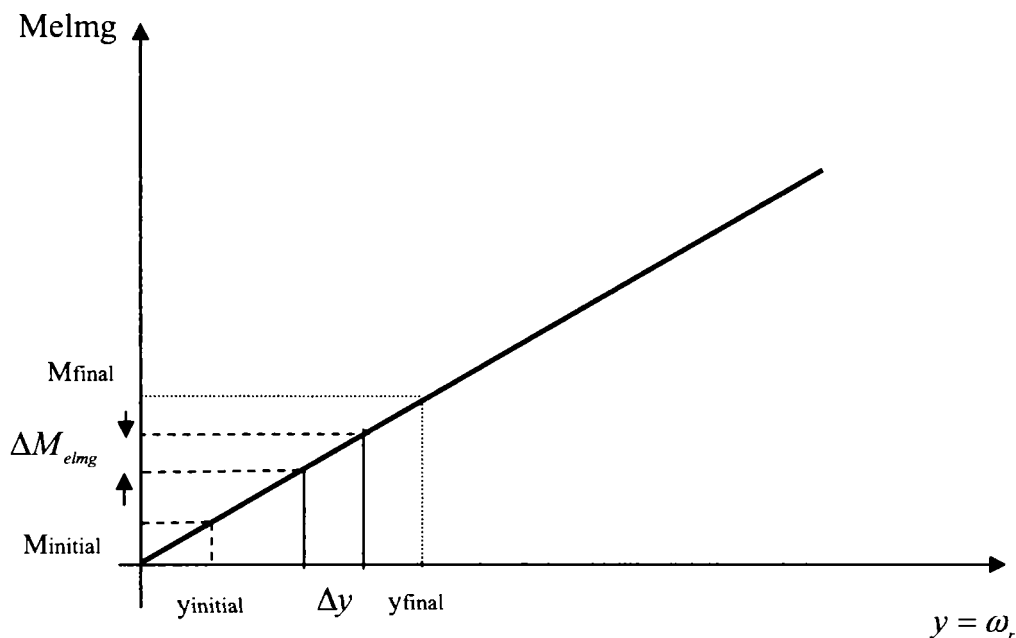


Fig.5.2 Dependența cuplului electromagnetic de pulsația curenților rotorici

Algoritmul anterior prezentat este valabil în cazul general când se modifică și turația și cuplul electromagnetic. Sunt, însă aplicații în care una din cele două mărimi (turație, cuplu) este constantă.

5.3.1.1.2. Analiza prin simulare. Flux rotor constant. Cuplu și turație variabilă

Parametrii mașinii asincrone utilizați în implementarea analizei prin simulare, sunt:

$L_1 = 0.1[H]$, $L_2 = 0.1[H]$, $M = L_u = 0.08[H]$, $R_1 = 5[\Omega]$, $R_2 = 5[\Omega]$, $p_1=1$, $\sigma = 0.36$, $L_{1\sigma} = L_{2\sigma} = 0.02[H]$, $1 - \sigma = 0.64$, $U_N = 380[V]$, $\psi_{sN} = 1,2[Wb]$.

Date inițiale, impuse de procesul tehnologic:

- valoarea fluxului statoric ψ_s , (din datele constructive ale motorului): $\psi_s = 1,2[Wb]$;
- turația inițială $n(0) = 2866,2$ [rpm] sau $\omega_m(0) = 300[rad / s]$
- frecvența inițială $f(0) = 50Hz$ sau $\omega(0) = 314[rad / s]$

Fluxul rotoric ψ_r se obține din fluxul statoric ψ_s :

$$\psi_r = \psi_s \frac{L_u}{L_1} \cdot \frac{R'_2}{\sqrt{(R'_2)^2 + (\omega_r L_2 \sigma)^2}} = 1.2 \frac{0.08}{0.1} \cdot \frac{5}{\sqrt{25 + (14 * 0.1 * 0.36)^2}} \cong 0.96[\text{Wb}] \quad (5.8)$$

Având valoarea expresiei pulsației rotorice, ω_r , din expresia cuplului electromagnetic se poate calcula valoarea acestuia:

$$M_{elmg} = \frac{3p_1 \psi_r^2 \omega_r}{R_2} = 8.4[\text{Nm}] \quad (5.9)$$

Tensiunea statorică, cu ω_r și ω , se determină cu relația (5.2) $U_S(0) = 436[\text{V}]$.

Curenții prin mașină rezultă din sistemul

$$\begin{aligned} U_d &= R_1 I_d - \omega L_1 I_q - \omega M I_{qr} & 436 &= 5 I_d - 31.4 I_q - 25.12 I_{qr} \\ U_q &= \omega L_1 I_d + R_1 I_q + \omega M I_{dr} & \text{sau} & \quad 0 = 31.4 I_d + 5 I_q + 25.12 I_{dr} \\ 0 &= -M \omega_r I_q + R_2 I_{dr} - L_2 \omega_r I_{qr} & & \quad 0 = -1.12 I_q + 5 I_{dr} - 1.4 I_{qr} \\ 0 &= M \omega_r I_d + L_2 \omega_r I_{dr} + R_2 I_{qr} & & \quad 0 = 1.12 I_d + 1.4 I_{dr} + 5 I_{qr} \end{aligned} \quad (5.10)$$

obținându-se valorile:

$$I_d(0) = 4.41[\text{A}]; I_q(0) = -13.04[\text{A}]; I_{dr}(0) = -2.92[\text{A}]; I_{qr}(0) = -0.17[\text{A}]$$

Datele finale, impuse de procesul tehnologic:

- valoarea fluxului rotorice rămâne același, $\psi_r = 0.96[\text{Wb}]$
- turația finală se modifică, de ex., la, $n(\infty) = 2589$ [rpm] sau $\omega_m(\infty) = 271[\text{rad} / \text{s}]$;
- cuplul electromagnetic se modifică, de ex. la $M_{elmg} = 16.8 \text{ Nm}$

Din valoarea finală a cuplului, $M_{elmg}(\infty) = 16.8[\text{Nm}]$, se determină pulsația rotorice corespunzătoare, $\omega_r(\infty) = 28[\text{rad} / \text{s}]$ obținându-se astfel frecvența tensiunii de alimentare:

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{\omega_r}{2\pi} + \frac{\omega_{mec}}{2\pi} = \frac{28}{2\pi} + \frac{271}{2\pi} = 47.61[\text{Hz}] \quad \omega = \omega_m + \omega_r = 299 \text{ rad} / \text{sec} \quad (5.11)$$

Tensiunea statorică finală, se va calcula cu valorile finale corespunzătoare ale pulsației rotorice și a pulsației tensiunii statorice, (5.2): $U_S(\infty) = 427[\text{V}]$.

Valoarea finală a curenților, având în vedere notațiile $I_d = X$; $I_q = Y$; $I_{dr} = Z$; $\sigma = \omega_{mec}$ rezultă din sistemul:

$$\begin{aligned} U_d &= R_1 X - \omega L_1 Y - \omega M Z & 427 &= 5 X - 29.9 Y - 23.92 Z \\ U_q &= \omega L_1 X + R_1 Y + \omega M Z & \text{sau} & \quad 0 = 29.9 X + 5 Y + 23.92 Z \\ 0 &= -M \omega_r Y + R_2 Z - L_2 \omega_r V & & \quad 0 = -2.24 Y + 5 Z - 2.8 V \\ 0 &= M \omega_r X + L_2 \omega_r V + R_2 Z & & \quad 0 = 2.24 X + 5 V + 2.8 Z \end{aligned}$$

Rezolvând sistemul se obține:

$$I_d(\infty) = 6.97[\text{A}]; I_q(\infty) = -13.55[\text{A}]; I_{dr}(\infty) = -4.96[\text{A}]; I_{qr}(\infty) = 0.2[\text{A}]$$

Sistemul de ecuații diferențiale la flux rotorice constant în regim tranzitoriu este:

$$\begin{aligned}
 \text{Ec. M.A.} \left\{ \begin{aligned}
 5X + 0,1 \frac{dX}{dt} - 0,1\omega Y + 0,08 \frac{dZ}{dt} - 0,08 \omega V &= U \\
 5Y + 0,1 \frac{dY}{dt} + 0,08 \omega Z + 0,08 \frac{dV}{dt} + 0,1\omega X &= 0 \\
 0,08 \frac{dX}{dt} - 0,08(\omega - \sigma)Y + 5Z + 0,1 \frac{dZ}{dt} - 0,1(\omega - \sigma)V &= 0 \\
 0,08 \frac{dY}{dt} + 0,08(\omega - \sigma)X + 5V + 0,1 \frac{dV}{dt} + 0,1(\omega - \sigma)Z &= 0
 \end{aligned} \right. \\
 \\
 \text{Ec. miscarii} \left\{ 0,08(XV - YZ) + 5,5 = -0,02 \frac{d\sigma}{dt} \right. \\
 \\
 \text{Ec. reg. pe } f \left\{ 5(299 - \omega) = 0,6 \frac{d\omega}{dt} \right. \\
 \\
 \text{Ec. reg. pe } U \left\{ 5(427 - U) = 0,6 \frac{dU}{dt} \right. \\
 \\
 \text{Cond. initiale} \left\{ \begin{aligned}
 X(0) &= 4,41 \\
 Y(0) &= -13,04 \\
 Z(0) &= -2,92 \\
 U(0) &= 436 \\
 V(0) &= -0,17 \\
 \omega(0) &= 314 \\
 \sigma(0) &= 299
 \end{aligned} \right. \quad (5.12)
 \end{aligned}$$

Variația în timp a curentului prin înfășurarea statorică din axa d:

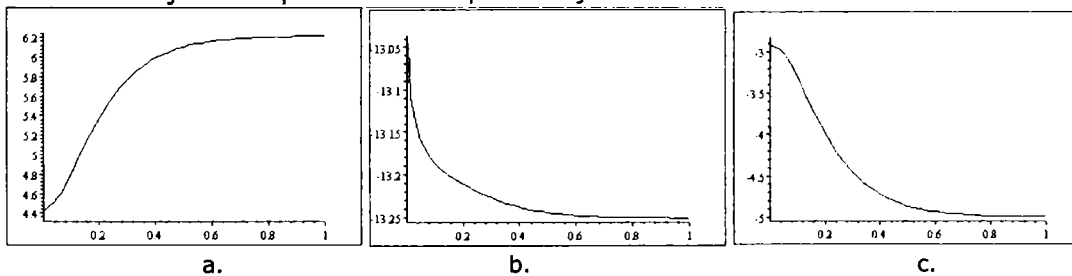


Fig. 5.3 Variația curentului a) I_d b) I_q c) I_{dr} în intervalul de timp $0 \div 1s$

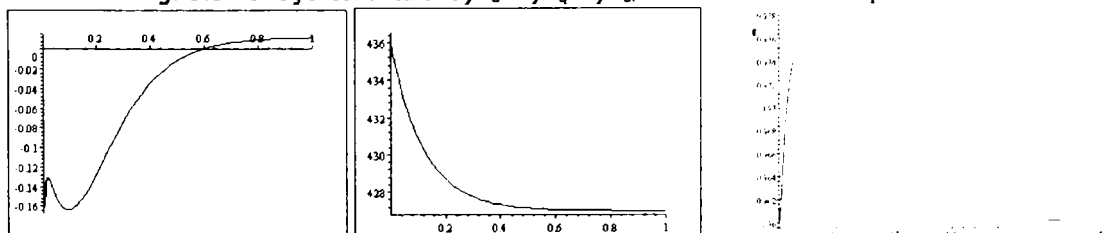


Fig. 5.4 Variația a) curentului I_{qr} b) tensiunii U_s c) fluxului rotor ψ_r în intervalul de timp $0 \div 1s$

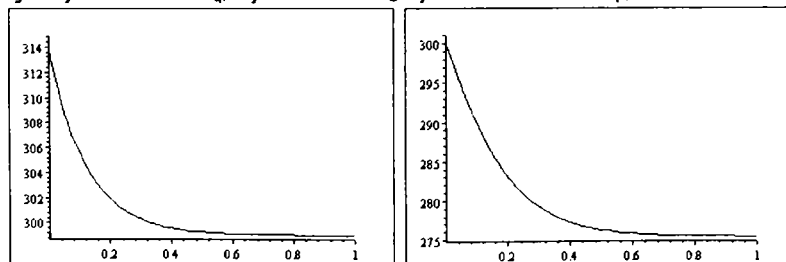


Fig. 5.5 Variația a) pulsației electrice ω b) vitezei unghiulare mecanice ω_m în intervalul de timp $0 \div 1s$

5.3.1.2 Controlul cuplului la turație constantă

Există procese tehnologice care impun o turație constantă $\omega_m = a = \text{const.}$:

$$n_{\text{inital}} = \frac{\omega_m}{2\pi} = \frac{a}{2\pi} \quad n_{\text{final}} = \frac{\omega_m}{2\pi} = \frac{a}{2\pi} \quad (5.13)$$

Prin creșterea cuplului rezistent la arborele mașinii asincrone turația tinde să scadă, iar prin scăderea cuplului rezistent, turația crește. Pentru a menține constantă turația la arborele mașinii asincrone trebuie să se **controleze cuplul electromagnetic**. Aceasta se realizează prin modificarea pulsației unghiulare rotorice: $\gamma = \omega_r$.

Algoritmul de reglare

1. Dacă turația scade, se va modifica în pași ω_r : $\gamma \rightarrow \gamma + \Delta\gamma$ obținându-se valorile intermediare pentru tensiune și frecvență.

2. **Tensiunea** (valoare intermediară) se calculează cu relația:

$$U_S(\Delta\gamma) = \frac{\psi_r'}{L_u} \sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2 + \left(\frac{(\gamma + \Delta\gamma) L_2'}{R_2} \right)^2} 2\omega R_1 (1 - \sigma) L_1 + \left(\frac{(\gamma + \Delta\gamma) L_2'}{R_2} \right)^2 + [R_1^2 + (\omega \sigma L_1)^2], [V] \quad (5.14)$$

3. Ca urmare a creșterii **cuplului electromagnetic**, având în vedere dependența $M_{\text{elmg}}(\omega_r)$, ω_r : $\gamma \rightarrow \gamma + \Delta\gamma$:

$$M_{\text{elmg}} = \frac{3p_1 \psi_r'^2 (\gamma + \Delta\gamma)}{R_2} \quad (5.15)$$

turația va crește la $\omega_m(\text{inter})$.

4. **Frecvența** (valoare intermediară) trebuie să crească la valoarea

$$\omega_{(\text{inter})} = \omega_{m(\text{inter})} + (\gamma + \Delta\gamma)_{(\text{inter})} \quad (5.16)$$

5. **Controlul tensiunii și al frecvenței** se face prin modificarea în trepte a valorilor, până ce turația n revine la valoarea inițială.

5.3.1.2.1 Analiza prin simulare. Flux rotoric constant. Turație constantă, cuplu variabil

Datele inițiale se consideră aceleași ca în paragraful 5.4.1.1.1

Datele finale, impuse de procesul tehnologic:

- valoarea fluxului util rămâne același, $\psi_r = 0.96 [Wb]$

- **turația se păstrează constantă**, $n(\infty) = 2866,2$ [rpm] sau $\omega_m(\infty) = 300 [rad / s]$;

- Cuplul electromagnetic se modifică, de ex., la $M_{\text{elmg}} = 18$ [Nm]

Din valoarea finală a cuplului, $M_{\text{elmg}}(\infty) = 18$ [Nm] se determină pulsația rotorică corespunzătoare, $\omega_r(\infty) = 30$ [rad/s] obținându-se astfel frecvența tensiunii de alimentare:

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{\omega_r}{2\pi} + \frac{\omega_m}{2\pi} = \frac{30}{2\pi} + \frac{300}{2\pi} = 52.5 [Hz] \quad \omega = \omega_m + \omega_r = 330 rad / sec \quad (5.17)$$

Tensiunea statorică finală, se va calcula cu valorile finale corespunzătoare ale pulsației rotorice și a pulsației tensiunii statorice: $U_S(\infty) = 469 [V]$.

5.3.1.3 Controlul turației la cuplu constant

La mașinile de ridicat (macarale, ascensoare) cuplul este constant și se impun pe anumite intervale de timp, **turații prescrise**.

Cuplul fiind constant, din expresia acestuia

$$M_{elmg} = \frac{3p_1\psi_r^2\omega_r}{R_2} = constant \quad (5.18)$$

se obține

$$\omega_r = b = constant \quad (5.19)$$

Pentru a obține, de exemplu, o mărire a turației, se modifică **tensiunea și frecvența** după următorul algoritm de reglare:

Algoritm de reglare

1. Din funcționarea în punctul inițial (5-18) se cunoaște $\omega_r = b$.
2. Pentru modificarea turației ($\omega_m = 2\pi n$) cu Δn se modifică **frecvența** la valoarea:

$$\omega = \omega_r + \omega_m \quad \text{sau} \quad \omega + \Delta\omega = b + 2\pi(n + \Delta n) \quad (5.20)$$

3. Tensiunea se va modifica prin $\omega_r \rightarrow b$ și $\omega \rightarrow \omega + \Delta\omega$ la valoarea:

$$U_S(0) = \frac{\psi'_r}{L_u} \sqrt{R_1^2 + ((\omega + \Delta\omega)L_1)^2 + \left(\frac{bL_2}{R_2}\right) 2\omega R_1(1 - \sigma)L_1 + \left(\frac{bL_2}{R_2}\right)^2 + [R_1^2 + ((\omega + \Delta\omega)\sigma L_1)^2]}, [V]$$

4. Creșterea (sau scăderea) în pași a tensiunii și frecvenței se face până când **turația a ajuns la valoarea prescrisă**.

5.3.1.3.1 Analiza prin simulare. Flux rotoric constant. Cuplu constant, turație variabilă

Datele mașinii și datele inițiale se consideră aceleași cu cele utilizate în analiza de la punctul 5.3.1.2.1.

Datele finale, impuse de procesul tehnologic:

- valoarea fluxului util rămâne același, $\psi_r = 0.96$ [Wb].
- turația se modifică, de ex., la $n(\infty) = 2589,2$ [rpm] sau $\omega(\infty) = 271$ [rad/s]
- **Cuplul electromagnetic se păstrează constant:** $M_{elmg} = 8.4$ Nm

Din valoarea finală a cuplului, $M_{elmg}(\infty) = 8.4$ [Nm], se determină pulsația rotorică corespunzătoare, $\omega(\infty) = 14$ [rad/s] obținându-se astfel frecvența tensiunii de alimentare:

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{\omega_r}{2\pi} + \frac{\omega_m}{2\pi} = \frac{14}{2\pi} + \frac{271}{2\pi} = 45.3 \text{ [Hz]} \quad \omega = \omega_m + \omega_r = 285 \text{ rad / sec} \quad (5.21)$$

Tensiunea statorică finală, se va calcula cu valorile finale corespunzătoare ale pulsației rotorice și a pulsației tensiunii statorice, $U_S(\infty) = 399$ [V].

Strategia de conducere expusă pentru cele trei cazuri distincte: turație și cuplu variabil, turație variabilă și cuplu constant și turație constantă la cuplu variabil implementate prin blocurile de calcul în cazul fluxului rotoric constant, pot fi implementate în mod corespunzător, și pentru controlul turației mașinii asincrone după flux util sau statoric constant.

5.3.1.4 Concluzii

În cadrul acestui paragraf, *Controlul turației la mașina asincronă cu blocuri de calcul pentru modificarea tensiunii și frecvenței de alimentare*, au fost folosite relațiile de calcul ale tensiunii și frecvenței pentru strategia de conducere după flux rotor constant.

Calculul valorii tensiunii și frecvenței are la bază valorile impuse de aplicația dată, turației și cuplului. Aceste rezultate se obțin prin rezolvarea unor sisteme de ecuații algebrice iar comportarea în regim dinamic se obține prin rezolvarea sistemelor de ecuații diferențiale implementate de autor în programul Scientific Workplace.

Prin relațiile de calcul ale tensiunii și frecvenței se poate controla turația la o mașină asincronă având în vedere dinamica impusă de procesul aplicativ.

Analiza prin simulare completează în mod concret partea teoretică expusă la începutul fiecărui paragraf.

Se face remarca că valorile tensiunii și frecvenței sunt diferite în cele trei situații, nu însă într-un mod radical.

- 1) Pentru menținerea constantă a fluxului (statoric, util sau rotoric), la modificarea turației (sau a lui ω_r), trebuie ca tensiunea de alimentare să scadă cu creșterea turației sau să crească cu scăderea turației.
- 2) La turație constantă la creșterea cuplului la arbore (deci a lui ω_r) trebuie ca frecvența să crească și pentru a menține fluxul constant și tensiunea de alimentare crește.
- 3) Pentru U_S și f constante fluxul se modifică cu turația și cea mai mică valoare o are la $n=0$ iar valoarea cea mai mare o ia la $n=n_1$, aceasta deoarece la $\sigma \rightarrow 0$ se poate scrie

$$U_S = \psi_S \sqrt{A - B\omega_m}$$

și deci

$$\psi_S = \frac{U_S}{\sqrt{A - B\omega_m}}$$

- 4) Valoarea tensiunii U_S și a frecvenței fixe determinată de turația n și de cuplul rezistent M_{rez} .
- 5) În timpul regimurilor tranzitorii fluxurile prin mașină (statoric, util sau rotoric) nu mai sunt constante și oscilează în jurul valorii de regim staționar, nedepășind 6%.

5.3.2 Modelarea și simularea funcționării motorului asincron la flux rotor controlat

Pentru reglarea turației mașinii asincrone se folosește schema din figura 5.6. Mărimea prescrisă este ω_{mec}^* - pulsația mecanică rotorică (respectiv turația rotorului n $\omega_{mec} = 2\pi n$).

Prin traductorul de turație se cunoaște ω_{mec} (respectiv turația momentană) și prin compararea cu ω_{mec}^* se calculează tensiunea și frecvența, conform schemei de reglare din figura 5.6.

În cadrul blocurilor de calcul se determină mărimile de flux, tensiune, pulsație, cuplu [6], prezentate în capitolul II, relațiile (2.12) ÷ (2.15).

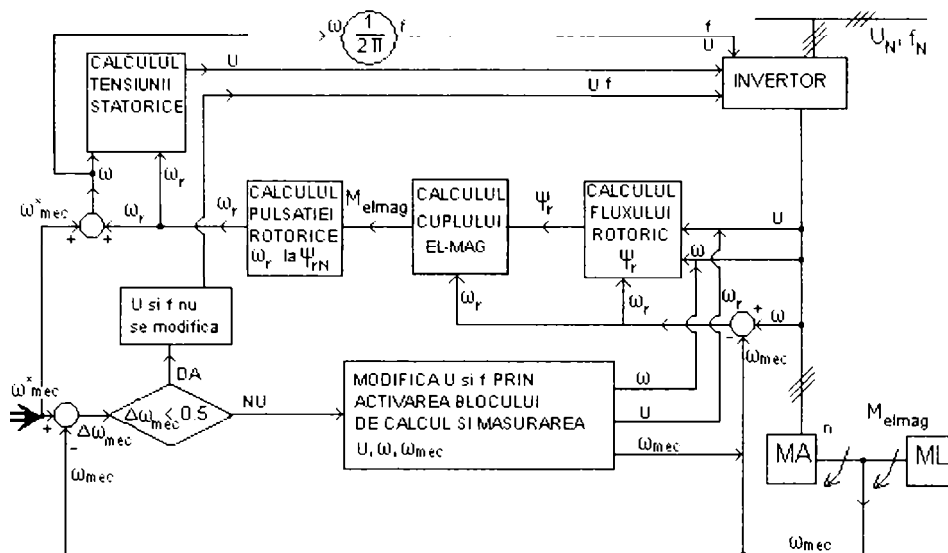


Fig.5.6 Schema de reglare a turației la mașina asincronă, prin blocuri de calcul

În cadrul blocului de calcul se determină următorii parametrii: fluxul rotoric, cuplul electromagnetic, tensiunea, pulsația rotorică.

Având în vedere fluxul nominal statoric [6]

$$\psi_s = \psi_{sN} = \frac{U_N}{\omega_N} \quad (5.22)$$

fluxul rotoric se calculează cu relația (5.3).

Tensiunea și frecvența trebuie modificate pentru a se realiza valoarea nominală a fluxului rotoric:

$$\psi_r = \frac{U}{\sqrt{a + b\omega^2 + c\omega\omega_r + d\omega_r^2}} \quad (5.23)$$

și valoarea cuplului electromagnetic (2.13) de la încărcarea curentă.

Simularea comportării mașinii asincrone, în regim de motor

Pentru simulare, s-au considerat următoarele valori numerice:

Datele inițiale

- turația inițială $n(0) = 2866.2[\text{rpm}]$; - tensiunea inițială $U(0) = 394.2[\text{V}]$;
- viteza unghiulară mecanică $\omega_{mec}(0) = 300[\text{rad/s}]$;
- frecvența statorică $f(0) = 50[\text{Hz}]$; - pulsația statorică $\omega(0) = 314[\text{rad/s}]$;
- pulsația rotorică $\omega_r(0) = \omega(0) - \omega_{mec}(0) = 314 - 300 = 14[\text{rad/s}]$;
- cuplul inițial $M_{elmg}(0) = 7.74[\text{Nm}]$; - fluxul rotoric $\psi_r(0) = 0.96[\text{Wb}]$.

Date intermediare

- turația intermediară $n_{inter} = n(0) - \Delta n = 2866.2 - 191.2 = 2675[\text{rpm}]$;
- viteza unghiulară mecanică intermediară $\omega_{mecinter} = \omega_{mec} - \Delta\omega_{mec} = 300 - 20 = 280 [\text{rad/s}]$
- frecvența statorică $f = 50[\text{Hz}]$; - pulsația statorică $\omega_{inter} = \omega(0) = 314[\text{rad/s}]$;
- fluxul rotoric $\psi_{rinter} = 0.9[\text{Wb}]$; - tensiunea statorică $U_{inter} = U(0) = 394.2[\text{V}]$;
- pulsația rotorică $\omega_{rinter} = \omega - \omega_{mecinter} = 314 - 280 = 34[\text{rad/s}]$;
- cuplul electromagnetic intermediar $M_{inter} = \frac{3p_1\psi_{rN}^2\omega_r}{R_2} = 16.66[\text{Nm}]$.

Mărimea prescrisă:

- turația $n^* \quad n^* = 2961.8 [\text{rpm}]$ sau
- viteza unghiulară mecanică $\omega_{mec}^* = 310 [\text{rad/s}]$.

În cadrul simulării regimului de funcționare, sistemul parcurge următorii

pași:

Etapă 1 Estimarea momentană a fluxului rotoric din valorile măsurate ale tensiunii și frecvenței statorice și a pulsației unghiulare rotorice.

Elementul perturbator este cuplul rezistent care determină o modificare a turației.

Prin modificarea turației cu Δn ($\Delta \omega_{mec}$), frecvența și tensiunea păstrându-și aceleași valori, fluxul rotoric Ψ_r se modifică. Aceasta deoarece pulsația curenților rotorici ω_r (la pulsația statorică ω constantă) devine:

$$\omega_r = \omega - \omega_{mec} = 314 - 280 = 34 [\text{rad/s}] \quad (5.24)$$

și din relația (2.12) se observă dependența fluxului Ψ_r de ω_r :

$$\psi_r = \frac{U}{\sqrt{a + b\omega^2 + c\omega\omega_r + d\omega_r^2 + e(\omega\omega_r)^2}} \quad (5.25)$$

Pentru această primă etapă, se pot evidenția două cazuri distincte

Cazul a) turația scade cu Δn ($\Delta \omega_{mec}$)

- scăderea turației n se datorează creșterii cuplului rezistent M_{rez} (elementul perturbator din sistem);

- pulsația rotorică ω_r se mărește, față de valoarea inițială, cu Δn ($\Delta \omega_{mec}$) devenind $\omega_{rinter1} = \omega - (\omega_{mec} - \Delta \omega_{mec})$;

- fluxul rotoric Ψ_r , conform relației (5-25), se va micșora: $\psi_r = 0.9 [\text{Wb}]$

Cazul b) turația crește cu Δn ($\Delta \omega_{mec}$)

- creșterea turației n se datorează scăderii cuplului rezistent M_{rez} ;

- pulsația rotorică ω_r se micșorează, față de valoarea inițială cu $\Delta \omega_{mec}$, devenind $\omega_{rinter2} = \omega - (\omega_{mec} + \Delta \omega_{mec})$;

- fluxul rotoric Ψ_r , conform relației anterioare (5.25) se va mări. În această situație miezul feromagnetic se saturează și curentul statoric este o sumă de armonici (așa cum s-a demonstrat în capitolul 2);

- cuplul electromagnetic se micșorează față de cuplul inițial, devenind M_{inter2} .

Etapă 2 Estimarea cuplului electromagnetic având în vedere valorile momentane ale fluxului rotoric și pulsației rotorice

- Cuplul electromagnetic fiind (2.13):

$$M_{ielmg} = \frac{fU^2\omega_r}{a + b\omega^2 + c\omega\omega_r + d\omega_r^2 + e(\omega\omega_r)^2} \quad (5.26)$$

are la U și f constante o dependență de ω_r așa ca în figura 5.7.

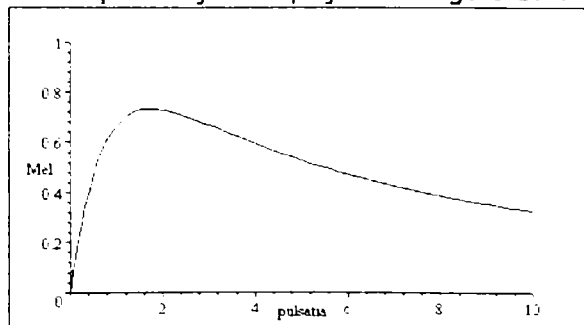


Fig.5.7 Dependența cuplului de pulsația rotorică ω_r .

Cuplul electromagnetic, la U și f constante, la $\omega_{rinter1}$ devine M_{inter1} , mai mare ca și cuplul inițial $M_{initial}$: $M_{elm} = 16.66[\text{Nm}]$

Etapa 3 Calcularea pulsației rotorice necesare ω_r pentru a realiza, la fluxul rotoric nominal, valoarea cuplului electromagnetic

Din cuplu, la Ψ_{rN} , se determină pulsația rotorică ω_r :

$$\omega_r = \frac{M_{inter} R_2}{3 p_1 \Psi_{rN}^2} = 30.13[\text{rad/s}] \quad (5.27)$$

Etapa 4 Calcularea pulsației statorice $\omega = \omega_r + \omega_{mec}^*$ din valorile pulsației rotorice ω_r calculată la etapa anterioară și pulsația mecanică prescrisă ω_{mec}^*

Având în vedere relația fundamentală dintre vitezele unghiulare:

$$\omega = \omega_r + \omega_{mec}^* = 30.13 + 310 = 340.13[\text{rad/s}] \quad (5.28)$$

se obține frecvența tensiunii de alimentare:

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = 54.2[\text{Hz}] \quad (5.29)$$

Etapa 5 Calcularea tensiunii statorice U , la ω și ω_r cunoscuți în etapele precedente, astfel încât să se realizeze fluxul rotoric maxim (nominal) Ψ_{rN}

Tensiunea U (2.14), la ω și ω_r cunoscute, are valoarea: $U = 444.9[\text{V}]$

Etapa 6 Dinamica sistemului analizată prin simulări numerice.

În această etapă se urmărește stabilitatea dinamică a sistemului din punctul inițial de tensiune U și pulsație ω :

$$U(0) = 394.2[\text{V}]; \quad \omega(0) = 314[\text{rad/s}]; \quad f(0) = 50[\text{Hz}]$$

în cel final, de valori:

$$U(\infty) = 444.9[\text{V}]; \quad \omega(\infty) = 340.13[\text{rad/s}]; \quad f(\infty) = 54.2[\text{Hz}].$$

prin rezolvarea numerică a sistemului de ecuații diferențiale, ale modelului ortogonal, neliniare și neomogene (2.18), (2.24.b).

În vederea simplificării scrierii, se fac următoarele notații:

Tab 5.1 *Notații*

Notația	Mărimea	Semnificația
X	I_d	Curentul prin înfășurarea statorică din axa d
Y	I_q	Curentul prin înfășurarea statorică din axa q
Z	I_{dr}	Curentul prin înfășurarea rotorică din axa d
U	I_{qr}	Curentul prin înfășurarea rotorică din axa q
V	U_s	Tensiunea statorică
ω	ω	Pulsația electrică statorică
P	ω_m	Viteza unghiulară mecanică
M	M_{elm}	Cuplul electromagnetic
S	$\psi_s(t)$	Fluxul statoric
R	$\psi_r(t)$	Fluxul rotoric

Încărcarea dinamică a sistemului depinde de punctul inițial de funcționare, parametrul de regim tranzitoriu ai motorului și de momentul de inerție J.

La mașina asincronă, condițiile inițiale se obțin din rezolvarea sistemului (2.19).

În regim staționar, cuplul electromagnetic este egal cu cel rezistent și are valoarea:

$$M_{elm}(t) = p_1 M_1 (I_q I_{dr} - I_d I_{qr}) = 0.08(YZ - XU) \quad (5.30)$$

Variațiile în timp ale fluxului statoric respectiv rotoric sunt date de expresiile [6]

$$S(t) = \sqrt{(L_1 X(t) + MZ(t))^2 + (L_2 Y(t) + MU(t))^2} = \sqrt{(0.1X(t) + 0.08Z(t))^2 + (0.1Y(t) + 0.08U(t))^2} \quad (5.31)$$

$$R(t) = \sqrt{(L_2 Z(t) + MX(t))^2 + (L_2 U(t) + MY(t))^2} = \sqrt{(0.1Z(t) + 0.08X(t))^2 + (0.1U(t) + 0.08Y(t))^2} \quad (5.32)$$

iar variația în timp a curentului statoric din mașina reală este exprimată (2.39).

Condițiile inițiale se obțin din rezolvarea sistemului algebric (2.19) înlocuind valorile inițiale:

$$M_{\text{elmg}} = M_{\text{rez}} = 16.66[\text{Nm}]; \quad U = 394.2[\text{V}]; \quad \omega = 314[\text{rad/s}].$$

$$5X - 0.1\omega Y - 0.08 * \omega U = 394.2\sqrt{3}$$

$$0.1\omega X + 5Y + 0.08\omega Z = 0$$

$$-0.08(\omega - P)Y + 5Z - 0.1(\omega - P)U = 0$$

$$0.08(\omega - P)X + 0.1(\omega - P)Z + 5U = 0$$

$$0.08(YZ - XU) - 16.66 = 0$$

(5.33)

$$\psi = \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{(0.1Z + 0.08X)^2 + (0.1U + 0.08Y)^2}$$

$$\omega = 314$$

$$\{P=279.98, Y=-20.528, U=0.82066, X=11.761, Z=-10.615, \omega=314.0\},$$

$$\omega_r = \omega - \omega_{\text{mec}} = 314 - 280 = 34 [\text{rad/s}]$$

Condițiile finale se obțin din rezolvarea sistemului algebric (2-19) pentru fluxul rotoric nominal $\psi_{rN}=0.96[\text{Wb}]$, $M_{\text{elmag}} = M_{\text{rez}}=16.66[\text{Nm}]$, $U=444.9[\text{V}]$, $\omega=340.13[\text{rad/s}]$, $\omega_r = \omega - \omega_{\text{mec}} = 340 - 310 = 30[\text{rad/s}]$.

5.3.2.1 Tensiunea statorică se modifică sub forma unui semnal treaptă

Simulările au fost realizate pentru mai multe valori ale momentului de inerție J , prin implementarea sistemului de ecuații (5.33), care sintetizează schema bloc din figura 5.6. Tensiunea U și frecvența (respectiv pulsația statorică ω) se modifică brusc de la valorile inițiale la cele finale.

$$5X + 0.1 \frac{dX}{dt} - 0.1 * 340.13Y + 0.08 \frac{dZ}{dt} - 0.08 * 340.13U = 444.9\sqrt{3}$$

$$0.1 * 340.13X + 5Y + 0.1 \frac{dY}{dt} + 0.08 * 340.13Z + 0.08 \frac{dU}{dt} = 0$$

$$0.08 \frac{dX}{dt} - 0.08(340.13 - P)Y + 5Z + 0.1 \frac{dZ}{dt} - 0.1(340.13 - P)U = 0$$

$$0.08(340.13 - P)X + 0.08 \frac{dY}{dt} + 0.1(340.13 - P)Z + 5U + 0.1 \frac{dU}{dt} = 0 \quad (5.34)$$

$$0.08(YZ - XU) - 16.66 - 0.001 \frac{dP}{dt} = 0$$

$$X(0) = 11.761 \dots Y(0) = -20.528 \dots Z(0) = -10.615$$

$$U(0) = 0.82066 \dots P(0) = 279.98$$

În continuare se prezintă evoluția în timp a vitezei unghiulare mecanice (ω_{mec}), cuplului electromagnetic - M_{elmg} și a fluxului rotoric, pentru $J = 0.001[\text{kgm}^2]$.

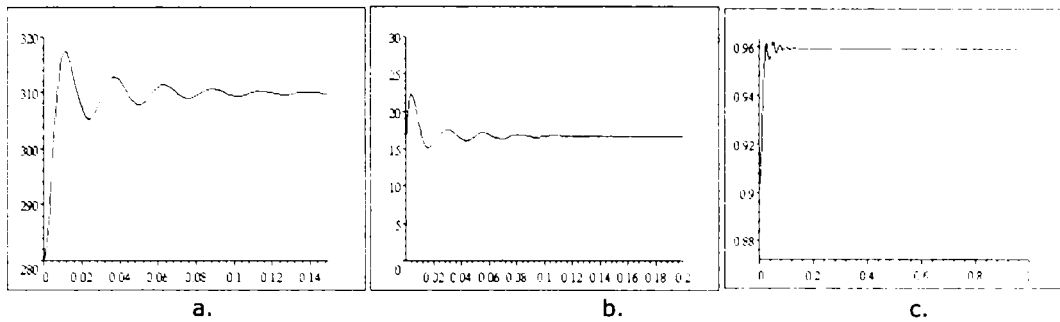


Fig.5.8 Evoluția în timp a) viteza unghiulară mecanică b) cuplul electromagnetic c) fluxul rotoric

Din figura 5.8a se observă că viteza unghiulară pornește de la valoarea inițială 280 rad/s și ajunge la valoarea finală, prescrisă, de 310 rad/sec, prin suprareglaj și oscilații în jurul valorii prescrise, pentru cuplul rezistent de 16.66 Nm, figura 5.8b. Acest proces are loc într-un timp de sub 0.2s, în care și valoarea fluxului rotoric, ajunge la valoarea nominală, de 0.96 Wb, figura 5.8c.

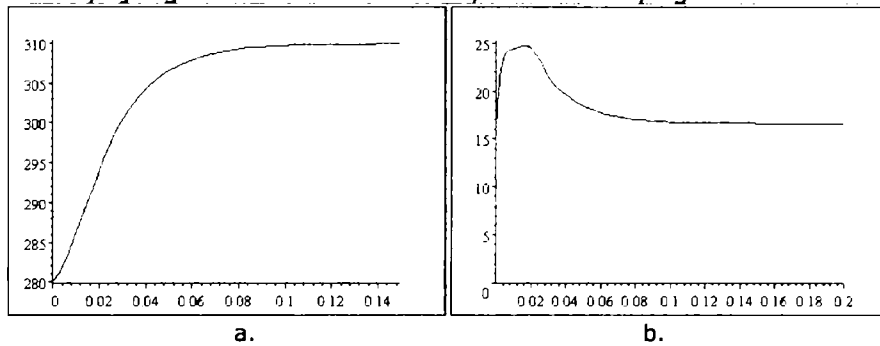


Fig.5.9 Evoluția în timp a) vitezei unghiulare mecanice b) cuplului electromagnetic

Pentru momentul de inerție $J = 0.01 [\text{kgm}^2]$, față de evoluția parametrilor sistemului având o valoare a acestuia de 10 ori mai mare, viteza unghiulară revine la valoarea prescrisă și se stabilizează într-un timp mai rapid, aproximativ 0.14s, fără oscilații și suprareglaj, figura 5.9.a. Aceeași observație este valabilă pentru cuplul electromagnetic, care ajunge egal cu valoarea cuplului rezistent, 16.66 Nm în mai puțin de 0.15s, fără oscilații, figura 5.9.b și pentru timpul de răspuns și forma variației în timp a fluxului rotoric, figura 5.10.a și a variației în timp a curentului statoric, figura 5.10.b.

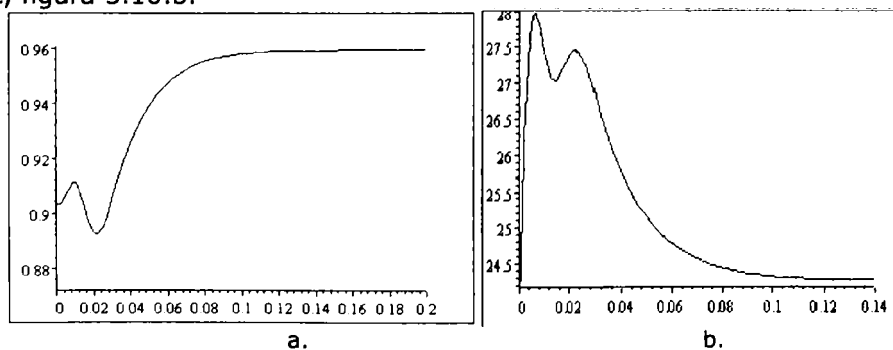


Fig. 5.10 Variația în timp a) fluxului rotoric b) curentului statoric

La $J = 1 [\text{kgm}^2]$, se urmăresc viteza unghiulară mecanică (ω_{mec}), fluxul rotoric, curentul statoric și cuplul electromagnetic – M_{elm} .

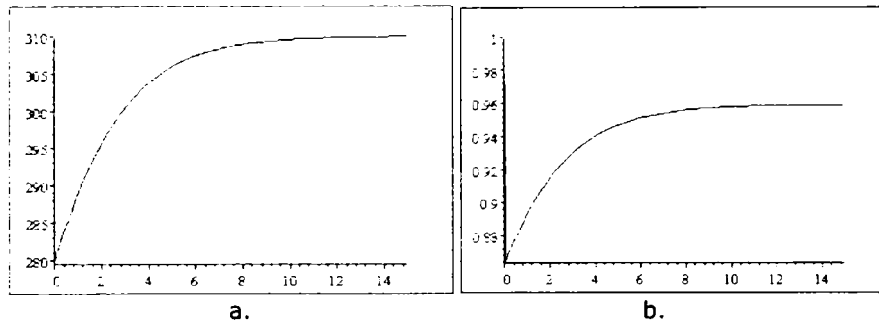
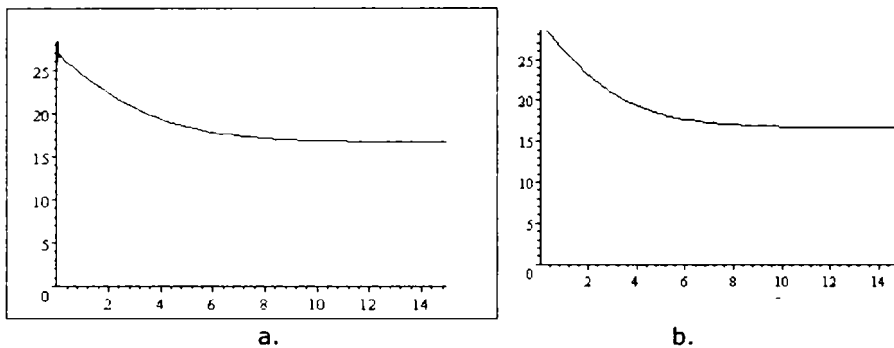
Fig.5.11 Evoluția în timp a) vitezei unghiulare mecanice (ω_{mec}) b) fluxului rotoric

Fig.5.12 Variația a) curentului statoric b) cuplului electromagnetic în timp

Pentru o valoare ridicată a momentului de inerție, timpul de răspuns al sistemului crește radical, viteza unghiulară mecanică, figura 5.11.a, alături de fluxul rotoric, figura 5.11.b, curentul statoric, figura 5.12.a sau cuplul electromagnetic, figura 5.12.b ating valorile prescise și cele impuse prin blocurile de calcul după 14s.

5.3.2.2 Tensiunea statorică se modifică sub forma unui semnal exponențial

În continuare se consideră situația în care modificările tensiunii U și pulsației statorice ω se realizează exponențial, așa cum se poate presupune că se realizează în realitate.

Tensiunea U și pulsația statorică ω se modifică exponențial de la valorile inițiale la cele finale:

$$U(t) = U(\infty) + (U(0) - U(\infty))e^{-kt} \text{ sau } U(t) = 449.9 - 50.7e^{-10000t} \quad (5.35.a)$$

$$\omega(t) = \omega(\infty) + (\omega(0) - \omega(\infty))e^{-kt} \text{ sau } \omega(t) = 340.13 - 26.13e^{-10000t} \quad (5.35.b)$$

Sistemul de ecuații (5.34) devine (5-36), ținând cont de forma de variație exponențială (5-35).

Evoluția în timp a vitezei unghiulare mecanice (ω_{mec}), a cuplului electromagnetic - M_{elmg} , a fluxului rotoric și a curentul statoric, pentru $J = 0.1[\text{kgm}^2]$, vor fi analizate în continuare.

$$\begin{aligned}
5X + 0.1 \frac{dX}{dt} - 0.1(34013 - 2613e^{-10000t})Y + 0.08 \frac{dZ}{dt} - 0.08(34013 - 2613e^{-10000t})U &= (4449 - 507e^{10000t})\sqrt{3} \\
0.1(34013 - 2613e^{-10000t})X + 5Y + 0.1 \frac{dY}{dt} + 0.08(34013 - 2613e^{-10000t})Z + 0.08 \frac{dU}{dt} &= 0 \\
0.08 \frac{dX}{dt} - 0.08(34013 - 2613e^{-10000t}) - P)Y + 5Z + 0.1 \frac{dZ}{dt} - 0.1(34013 - 2613e^{-10000t}) - P)U &= 0 \\
0.08(34013 - 2613e^{-10000t}) - P)X + 0.08 \frac{dY}{dt} + 0.1(34013 - 2613e^{-10000t}) - P)Z + 5U + 0.1 \frac{dU}{dt} &= 0 \\
0.08YZ - XU - 1666 - 0.1 \frac{dP}{dt} &= 0 \\
X(0) = 11761 \quad Y(0) = -20528 \quad Z(0) = -10615 \quad U(0) = 0.82066 \quad P(0) = 27998
\end{aligned} \tag{5.36}$$

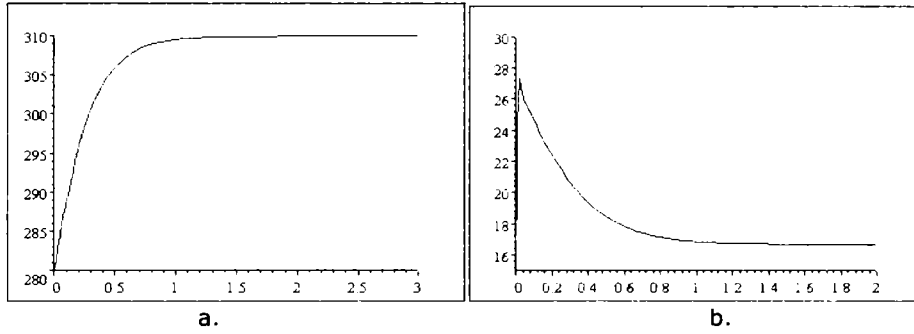


Fig.5.13 Evoluția în timp a) vitezei unghiulare mecanice b) cuplului electromagnetic

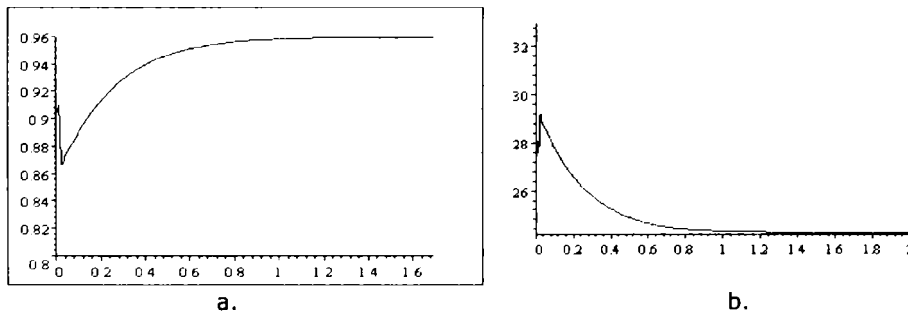


Fig.5.14 Variația în timp a) fluxului rotoric b) curentului statoric

Tensiunea U și pulsația statorică ω (frecvența) se modifică într-un interval de timp de ordinul milisecundelor ($T=10[\text{ms}]$). Momentul de inerție J având o valoare mare ($J=0.1[\text{kgm}^2]$) procesul tranzitoriu durează $1.6[\text{s}]$, neînregistrându-se însă oscilații în evoluția vitezei unghiulare mecanice, figura 5.13.a. De asemenea se constată că evoluția parametrilor analizați, nu sunt influențați de forma exponențială de variație a tensiunii și pulsației statorice.

Dacă comparăm evoluția în timp a vitezei unghiulare mecanice (ω_{mec}), figura 5.15.a, a cuplul electromagnetic M_{elmg} , figura 5.15.b, a fluxului rotoric, figura 5.16a și celui statoric, figura 5.16.b pentru $J=0.01[\text{kgm}^2]$ la variația exponențială a tensiunii cu cea la variația treaptă, se constată că durata sau forma de variație în timp nu diferă semnificativ.

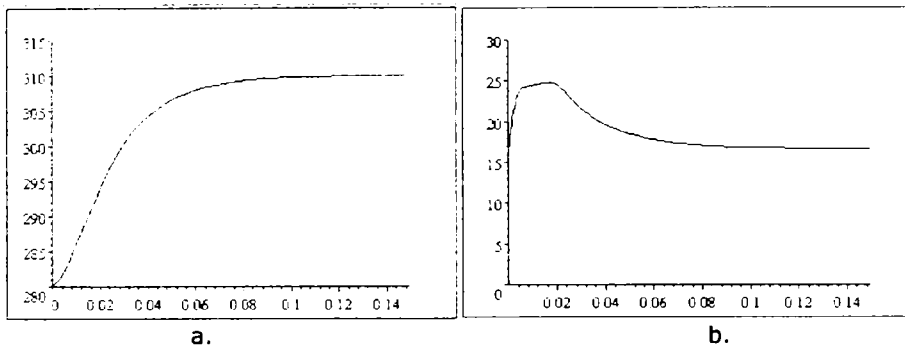


Fig. 5.15 Evoluția în timp a) vitezei unghiulare mecanice b) cuplului electromagnetic

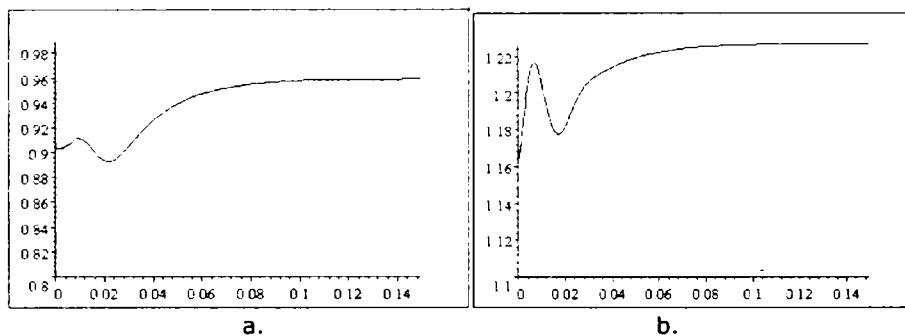


Fig. 5.16 Variația în timp a) fluxului rotoric b) fluxului statoric

Observații:

În urma rezultatelor obținute în cele două paragrafe, 5.3.2.1 și 5.3.2.2, se constată că durata procesului de reglare este, în principal, impusă de valoarea momentului de inerție: la $J=0.01[\text{kgm}^2]$ procesul tranzitoriu durează $0.13[\text{s}]$; la $J=0.001[\text{kgm}^2]$ procesul tranzitoriu durează $0.12[\text{s}]$; la $J=0.1[\text{kgm}^2]$ procesul tranzitoriu durează $1.5[\text{s}]$; la $J=1[\text{kgm}^2]$ procesul tranzitoriu durează peste $11[\text{s}]$.

5.3.2.3 Modificarea tensiunii peste valoarea corespunzătoare fluxului rotoric nominal. Studiu comparativ

În continuare se consideră situația în care valoarea tensiunii de alimentare, $464.9 [\text{V}]$, depășește cu $20 [\text{V}]$ valoarea tensiunii rezultate pentru valoarea nominală a fluxului rotoric, în (5.34) înlocuindu-se $U_s = 444.9 [\text{V}]$ cu $U_s = 464.9 [\text{V}]$, la $J = 1[\text{kgm}^2]$.

Viteza unghiulară mecanică (ω_{mec}) la tensiunea $464.9[\text{V}]$, figura 5.17.a, deci în zona saturată, față de cea din zona nesaturată pentru $444.9[\text{V}]$, figura 5.17.b, este de aproximativ 10s , apropiată valorii de la $U = 444.9 [\text{V}]$, unde timpul de stabilizare este de aproximativ 11s . Se constată așadar că mărirea tensiunii statorice micșorează sensibil durata reglării turației.

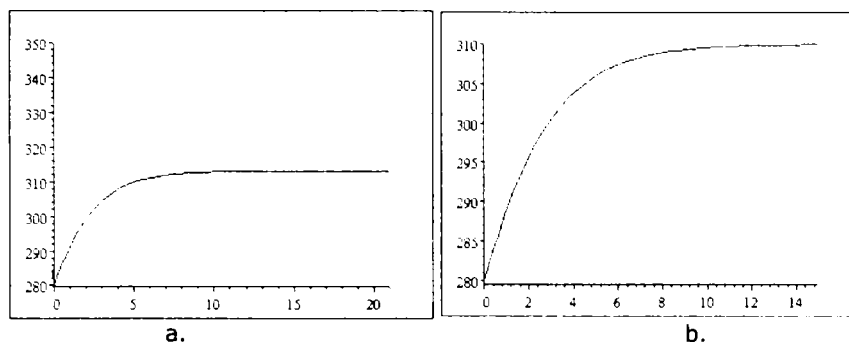


Fig.5.17 Evoluția în timp a vitezei unghiulare mecanice (ω_{mec}) la a) 464.9[V] b) 444.9[V]

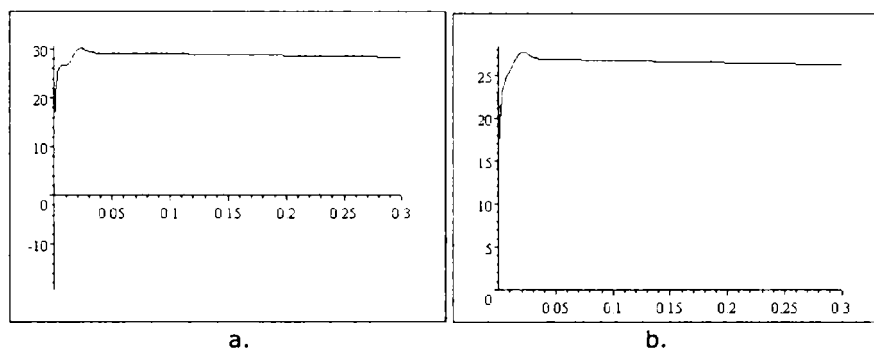


Fig.5.18 Variația în timp a cuplului electromagnetic la a) 464.9[V] b) 444.9[V]

Cuplu electromagnetic M_{elmg} la tensiunea de 464.9[V], figura 5.18.a, atinge o valoare mai ridicată față de situația în care tensiunea statorică este de 444.9[V], figura 5.18.b, fără a putea influența reducerea duratei regimului tranzitoriu.

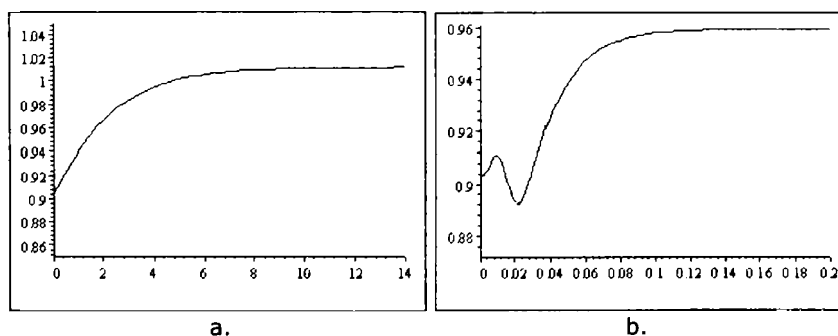


Fig.5.19 Variația în timp a fluxului rotoric a) 464.9[V] b) 444.9[V]

Figura 5.19.a, indică că mașina saturată, atinge mult mai târziu valoarea fluxului rotoric nominal, față de cea care funcționează în regim nesaturat, figura 5.19.b, datorită saturației. Mărirea tensiunii cu 5 % (444 - 464) trage după sine și mărirea fluxului rotoric cu 5 %. Inițial, mărirea perturbatoare - cuplu rezistent M_{rez} - determină un flux rotoric mai mic, la o turație mai mică (0,9 [Wb] față de 0,96 [Wb] valoarea nominală), dar prin tensiune și frecvență valoarea fluxului rotoric revine la valoarea nominală, figura 5.19.b. Funcționarea este în zona nesaturată.

Structura de conducere scalară a mașinii asincrone, prezintă o serie de particularități importante prezentate în continuare, și anume:

1. Fluxul rotorice atinge valoarea nominală (valoarea maxim admisă din punctul de vedere a saturației) într-un interval de timp ce depinde de momentul de inerție.
2. Curentul statoric, prin mărirea tensiunii și frecvenței, atinge un maxim cu 12 % peste valoarea de regim staționar.

5.3.2.4 Concluzii

Simulările au avut în vedere în prima fază modificarea sub forma unui semnal treaptă a tensiunii statorice, fapt care în realitate este cu totul altă formă, care depinde în esență de inverter și de parametrii conectați la bornele sursei. Din acest motiv se analizează și modificările sub formă exponențială a tensiunii, modificări pe care autorul le consideră mai aproape de realitate decât modificările în treaptă ale tensiunii. Așa cum reiese din analiza rezultatelor analizei prin simulare, deosebirile între cele două cazuri nu sunt semnificative, aceasta și deoarece forma de variație a tensiunii statorice este mai puțin importantă decât valoarea parametrilor din schema de conducere: momentul de inerție, valoarea inductanțelor electrice, metode de realizare a reglării pentru obținerea mărimilor prescrise.

În final se prezintă și un studiu comparativ privind funcționarea mașinii asincrone cu o tensiune care generează un flux rotorice ce depășește valoarea nominală prevăzută pentru acesta.

5.3.3 Conducerea scalara a turației la cuplu maxim

Preliminarii

În acest paragraf se propune o structură de conducere la cuplu electromagnetic, maxim pe durata perioadei de reglare. Valoarea cuplului maxim este dată de valoarea fluxului rotorice ψ_r maximă și a pulsației rotorice ω_r – maxim admisă având în vedere limitările impuse curentului statoric, astfel încât protecția maximă de curent să nu acționeze.

Sunt propuse două variante:

- la pulsație rotorice ω_r – variabilă în timpul procesului de accelerare și
- la pulsație rotorice ω_r – constantă în timpul procesului de accelerare.

5.3.3.1 Structură de conducere la ω_r – variabil

Cuplul maxim se realizează la valorile maxime ale fluxului și ale curentului rotorice.

$$M_{max} = 3p_1\psi_{r\ max}I_{r\ max} \quad (5.37)$$

unde

- $\psi_{r\ max} = \psi_{rN}$ (flux nominal rotorice);
- $I_{r\ max}$ (Valoarea maximă admisă pentru curentul rotorice)

Curentul rotorice maxim [6] este limitat de valoarea maximă admisă pentru curentul statorice I_{sadm} conform relației

$$I_r \max = \frac{\omega_r M}{\sqrt{R_2^2 + (\omega_r L_2)^2}} I_{sadm} \quad (5.38)$$

Curentul statoric I_{sadm} la Ψ_{rN} , se cunoaște din datele de catalog și se poate să varieze între valoarea nominală I_{SN} și de k ori valoarea nominală, în funcție de încărcarea mașinii (dată de numărul și durata ciclurilor de reglare dintr-o oră).

Din valoarea curentului I_{sadm} , folosind relația:

$$I_{sadm} = \frac{\Psi_{rN}}{MR_2} \sqrt{R_2^2 + (\omega_r L_2)^2} \quad (5.39)$$

se calculează pulsația rotorică de calcul ω_r^* (pentru $\Delta\omega_{mec} > 0.5$ cazul NU figura 5.20):

$$\omega_r^* = \frac{1}{L_2} \sqrt{\left(\frac{MR_2 I_{sadm}}{\Psi_{rN}}\right)^2 - R_2^2} \quad (5.40)$$

Se poate, astfel, determina pulsația statorică de calcul ω^* , cu relația:

$$\omega^* = \omega_{mec} + \omega_r^* \quad (5.41)$$

Cu ω^* și ω_r^* , astfel determinați se calculează tensiunea statorică U_s (2.14).

Schema structurală propusă a reglării turației la accelerație maxim admisă, din considerente de flux rotoric și curent statoric maxim admiși, este dată mai jos:

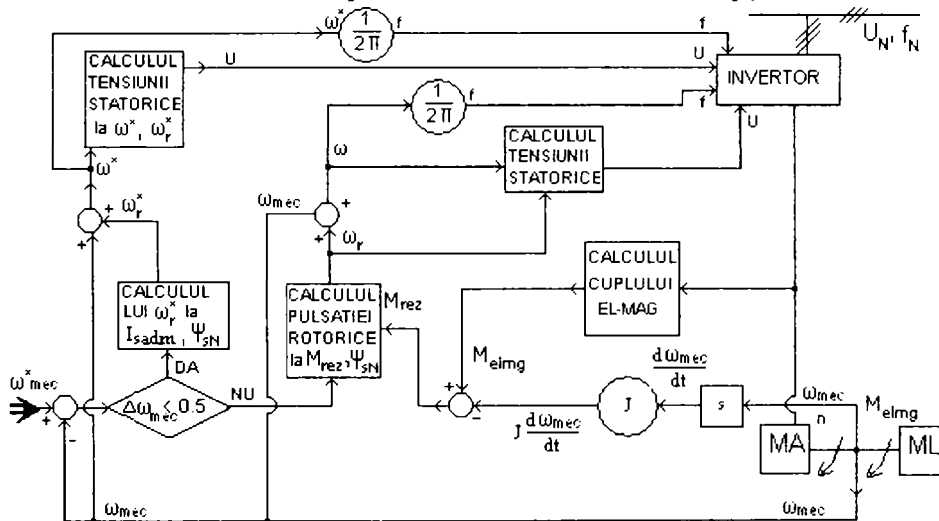


Fig.5.20 Structură de conducere scalară la cuplu maxim

În perioada de accelerare valoarea maximă a cuplului este realizată prin valori maxime ale tensiunii și frecvenței. La atingerea valorii prescrise pentru ω_{mec} tensiunea și frecvența revin la valorile impuse pentru regimul staționar corespunzător turației prescrise.

Cuplul electromagnetic, în regim staționar și la $\omega_{mec} = \omega_{mec}^*$ are valoarea egală cu cea a cuplului rezistent M_{rez} . Valoarea calculată din ecuația mișcării la $\omega_{mec} = \omega_{mec}^*$.

$$M_{rez} = M_{elmg} - J \frac{d\omega_{mec}}{dt} \quad (5.42)$$

Din această valoare a cuplului rezistent, la fluxul rotoric nominal, se calculează pulsația rotorică ω_r :

$$\omega_r = \frac{R_2 M_{elmg}}{3 p_1 \psi_{rN}^2} \quad (5.43)$$

Simularea comportării conducerii scalare a turației mașinii asincrone în sarcină, se realizează pentru valorile numerice din paragraful 5.2.31.

Date de calcul pentru a obține o accelerație maximă

- la $I_{sadm} = 30[A]$ se obține pulsația rotorică ω_r^* :

$$\omega_r^* = \frac{1}{L_2} \sqrt{\left(\frac{MR_2 I_{sadm}}{\psi_{rN}} \right)^2 - R_2^2} = 115 \left[\frac{rad}{s} \right] \quad (5.44)$$

- pulsația statorică de calcul $\omega^* = \omega_{mec} + \omega_r^* = 280 + 115 = 395 [rad/s]$

- tensiunea statorică U_s (2.14): $U = 696[V]$.

Accelerarea durează până la atingerea turației prescrise, după care tensiunea și frecvența revin la valorile prescrise ale turației și cuplului: $M_{elmg} = 16.66[Nm]$; $n = 2961[rpm]$.

Pentru analiza prin simulare în cazul $J = 0.01[kgm^2]$, sistemul (5.45), se obțin următoarele rezultate:

$$\begin{aligned} 5X + 0.1 \frac{dX}{dt} - 0.1 * 395Y + 0.08 \frac{dZ}{dt} - 0.08 * 395U &= 696\sqrt{3} \\ 0.1 * 395X + 5Y + 0.1 \frac{dY}{dt} + 0.08 * 395Z + 0.08 \frac{dU}{dt} &= 0 \\ 0.08 \frac{dX}{dt} - 0.08(395 - P)Y + 5Z + 0.1 \frac{dZ}{dt} - 0.1(395 - P)U &= 0 \\ 0.08(395 - P)X + 0.08 \frac{dY}{dt} + 0.1(395 - P)Z + 5U + 0.1 \frac{dU}{dt} &= 0 \\ 0.08(YZ - XU) - 16.66 - 0.01 \frac{dP}{dt} &= 0 \\ X(0) = 11.761 \quad Y(0) = -21.401 \quad Z(0) = -10.014 \quad U(0) = 0.53 \quad P(0) = 279.98 \end{aligned} \quad (5.45)$$

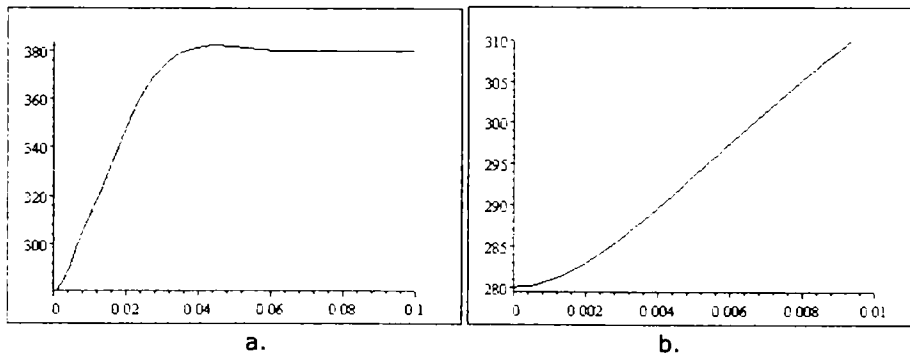


Fig.5.21 Evoluția în timp a) vitezei unghiulare mecanice (ω_{mec}) b) ω_{mec} (detaliu)

Viteza unghiulară mecanică ω_{mec} atinge $310[rad/s]$ pentru tensiunea de alimentare $U = 444.9[V]$, la $t = 0.1[s]$, figura 5.22b.

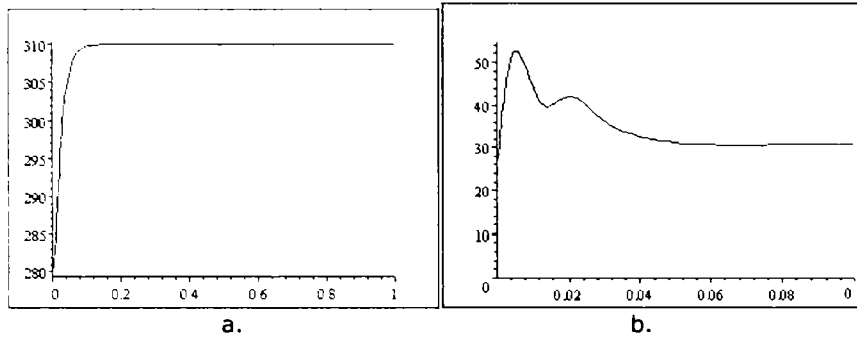


Fig.5.22 Evoluția în timp a) vitezei unghiulare mecanice ω_{mec} b) curentului la cuplu maxim

Se constată că timpul la care turația ajunge la valoarea prescrisă, figura 5.21.b, este de 0.01[s], mult mai scăzut (de 10 ori) față de varianta în care nu se optează pentru cuplul maxim pe durata reglării, figura 5.22.a. Valoarea inițială a curentului statoric $I_{sadm}=30[A]$ este depășită cu 76% și din acest motiv protecția maximală de curent se impune a fi reglată la $I_{max}=53[A]$, figura 5.22.b. Având în vedere timpul foarte mic protecția termică nu intervine.

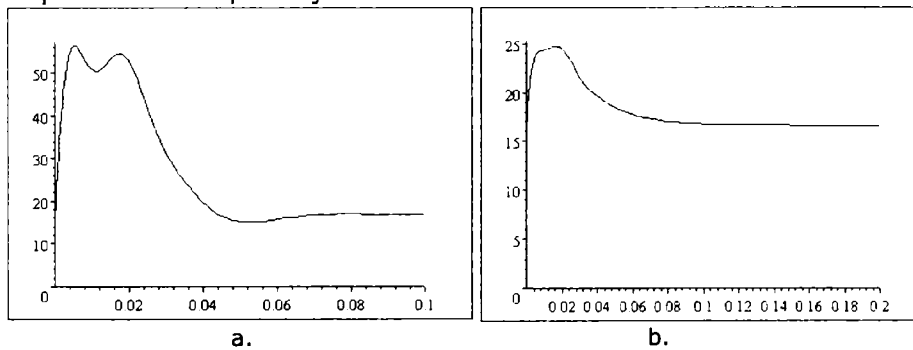


Fig.5.23 Variația în timp a cuplului electromagnetic la a) tensiunea 696[V] și la b) tensiunea 449.9[V]

Pe durata reglării când cuplul electromagnetic este maxim, valoarea acestuia, figura 5.23.a, este aproape dublă față de cazul în care valoarea acestuia, figura 5.23.b, nu se maximizează.

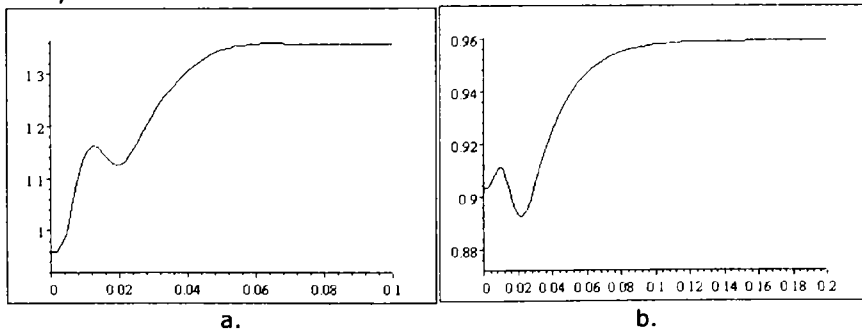


Fig.5.24 Evoluția în timp a fluxului rotoric la a) $U=696[V]$ și la b) $U=444.9[V]$

Din figura 5.24.a, se constată că până la atingerea turației prescrise, fluxul rotoric depășește valoarea nominală $\Psi_{rN}=0.96[Wb]$ la $\Psi_{[0.01]}=1.06[Wb]$, deci cu 10%, ceea ce face ca funcționarea în regim tranzitoriu să aibă loc în zona saturată.

OBSERVAȚII**Problema cuplului electromagnetic**

În perioada de accelerare, la pulsație rotorică maxim admisă $\omega_r^* = 115$ [rad/s], pulsația statorică ω are valoarea:

$$\omega^* = \omega_{mec} + \omega_r^* = 280 + 115 = 395 [\text{rad/s}]$$

această valoare se menține constantă pe toată durata procesului de accelerare aproximativ 0.01 [s].

La atingerea valorii de regim staționar ($\omega_{mec}^* = 310$ [rad/s]) pulsația rotorică ω_r calculată din valoarea cuplului electromagnetic de regim staționar este:

$$\omega_r = \omega - \omega_{mec}^* = 395 - 310 = 85 [\text{rad/s}]$$

adică cu 27 % mai mică decât valoarea maxim admisă. Din acest motiv valoarea cuplului, în procesul de accelerare, este maximă la începutul procesului și minimă la finele lui.

Acest fapt se poate observa și din figura 5.23a ce reflectă variația cuplului în timpul procesului de reglare la $\omega = 395$ [rad/s] și tensiunea de 696 V.

Problema fluxului rotoric

În momentul inițial fluxul rotoric Ψ_r are valoarea prescrisă $\Psi_r^* = 0.96$ [Wb] după care la finele procesului de accelerare atinge valoarea $\Psi_r = 1.1$ [Wb], figura 5.24a, adică cu 17% peste valoare nominală.

Din punct de vedere a valorii cuplului electromagnetic scăderea valorii pulsației rotorice ω_r (cu 27 %) a fost compensată de creșterea valorii fluxului rotoric (cu 17 %) și deci cuplul a scăzut așa cum s-a precizat anterior, cu 10 %, tocmai diferența: 27% - 17%.

Se impune a preciza faptul că mașina poate avea o rezervă de flux și nu a intrat în saturație magnetică chiar dacă valoarea fluxului este cu 17 % mai mare decât cea prescrisă.

La mașinile dimensionate magnetic la limită fluxul rotoric trebuie menținut în zona valorii nominale: $\Psi_r = 0.96$ [Wb]

Reglarea turației la cuplu maxim prezintă următoarele aspecte importante:

1. Atingerea turației prescrise (respectiv vitezei unghiulare prescrise) se realizează asimptotic.
2. Aceeași tendință asimptotică de variație în timp o au și celelalte mărimi: curent statoric, cuplu electromagnetic, flux rotoric.
3. Până la atingerea turației prescrise, fluxul rotoric depășește valoarea nominală, ceea ce face ca funcționarea, în regim tranzitoriu, să aibă loc în zona saturată.
4. Curentul depășește de 2 ori valoarea nominală și cuplul electromagnetic de asemenea, figura 5.22b.
5. Pentru un interval de timp de 0.01[s], funcționarea mașinii este în zona saturată.
6. La $t=0.01$ [s] se atinge viteza unghiulară mecanică prescrisă $\omega'_{mec}=310$ [rad/s] și tensiunea revine la $U=444.9$ [V];
7. La $t \rightarrow \infty$ fluxul rotoric final are valoarea nominală $\Psi_{rN}=0.96$ [Wb].

Precizări:

1. Algoritmii de reglare prezentat se repetă după o perioadă de timp dată, astfel că orice modificări ce apar în procesul de reglare se corectează mereu;
2. Rapiditatea maxim posibilă a reglării, într-un timp minim, este asigurată de maximul cuplului electromagnetic dat de fluxul rotoric maxim;

3. Având în vedere saturația miezului magnetic, mărirea fluxului rotorice peste valoarea nominală nu este practic posibilă deoarece în cele mai multe cazuri mașinile asincrone se dimensionează la limita solicitărilor magnetice
4. Comparativ cu sistemele de reglare ce conțin regulatoare P sau PI sistemul prezentat este mai performant având în vedere:
 - timpul minim de răspuns;
 - stabilitatea dinamică al procesului observată din simulările numerice;
 - precizia cu care se realizează valoarea prescrisă pentru turație (precizie impusă în faza de proiectare a sistemului când se stabilește până la ce valoare a diferenței, algoritmul să fie operațional).
5. La mașinile asincrone performante (întrefier foarte mic) strategia reglării la flux rotorice controlat nu diferă sensibil față de celelalte metode: la flux statoric controlat sau la flux util controlat;
6. La mașina asincronă cu întrefier mărit, reglarea turației la flux rotorice controlat este cel mai des uzitată având în vedere caracteristicile mecanice liniare ce le oferă această metodă.

5.3.3.1.1 Reversarea turației - 3000[rpm] / -314[rad/s] → 310[rad/s]

De la funcționarea în gol, turația fiind -3000rpm într-un sens la funcționarea în sarcină, în sens invers, se schimbă două faze între ele și mașina asincronă își va reversa turația.

Reversarea turației poate avea loc în gol sau în sarcină.

5.3.3.1.1.1 Reversarea turației în gol

Analiza prin simulare a reversării turației, implementată pentru cazul cuplului maxim la ω_r variabil, pentru un moment de inerție $J = 0.01$ [kgm²], presupune analiza dinamică a sistemului (5-46) prin evoluția în timp a vitezei unghiulare mecanice (ω_{mec}), a cuplului electromagnetic și a fluxului rotorice la Mrez = 0[Nm].

$$\begin{aligned}
 5X + 0.1 \frac{dX}{dt} - 0.1 * 395Y + 0.08 \frac{dZ}{dt} - 0.08 * 395U &= 512.138\sqrt{3} \\
 0.1 * 395X + 5Y + 0.1 \frac{dY}{dt} + 0.08 * 395Z + 0.08 \frac{dU}{dt} &= 0 \\
 0.08 \frac{dX}{dt} - 0.08(395 - P)Y + 5Z + 0.1 \frac{dZ}{dt} - 0.1(395 - P)U &= 0 \\
 0.08(395 - P)X + 0.08 \frac{dY}{dt} + 0.1(395 - P)Z + 5U + 0.1 \frac{dU}{dt} &= 0 \\
 0.08(YZ - XU) - 0.01 \frac{dP}{dt} &= 0 \\
 X(0) = 11.761 \quad Y(0) = -21.401 \quad Z(0) = -10.014 \quad U(0) = 0.53 \quad P(0) = -314
 \end{aligned}
 \tag{5.46}$$

Reversarea turației în gol de la $-n_N$ la $+n_N$ se face, în aproximativ 0.35 [s], figura 5.25.a, în prima parte a intervalului, mărimile: flux, figura 5.25.b, cuplu, figura 5.25.c, prezintă oscilații importante.

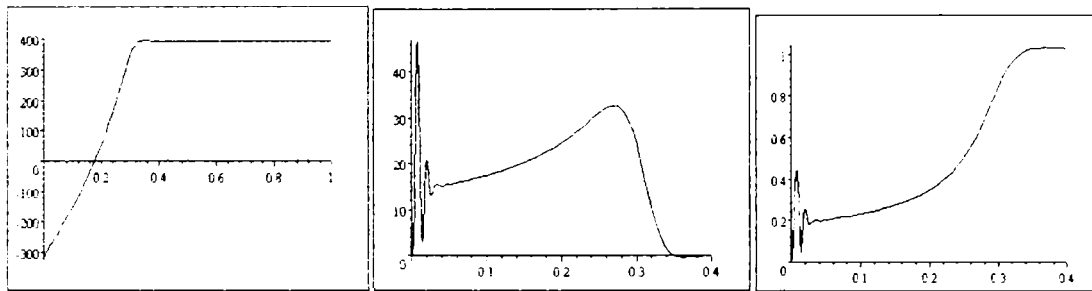


Fig.5.25 Evoluția în timp a) vitezei unghiulare mecanice b) cuplului electromagnetic c) fluxului rotor

5.3.3.1.2 Reversarea turației în sarcină

Pentru reversarea turației în sarcină, au fost realizate simulările pentru diferite valori ale sarcinii.

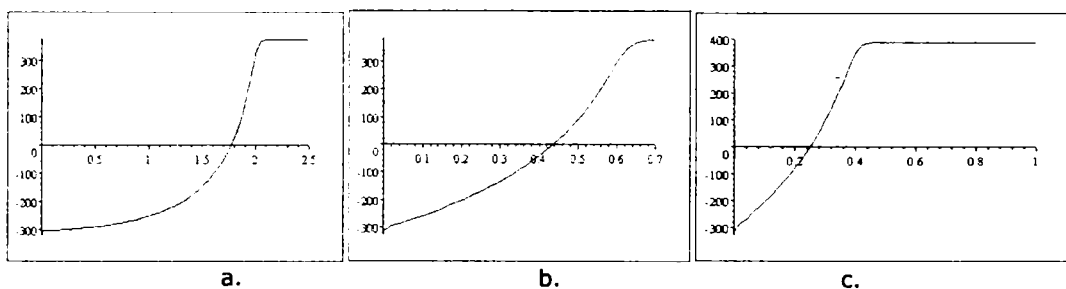


Fig.5.26 Variația în timp a vitezei unghiulare mecanice a) Mrez =14[Nm] b) Mrez =10[Nm] c) Mrez =5 [Nm]

La reversări ale turației timpii de răspuns la tensiunea $U=512$ [V] și pulsația statorică $\omega=395$ [Hz] (la momentul de inerție $J = 0.01\text{kgm}^2$) sunt în plaja $0.3 \div 2\text{s}$, fără oscilații sau suprareglaj.

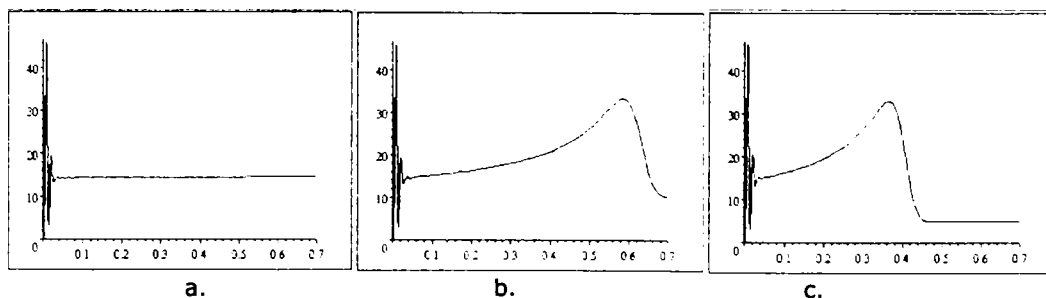


Fig. 5.27 Variația în timp a cuplului electromagnetic a) Mrez=14[Nm], b) Mrez=10[Nm] și c) Mrez=5[Nm]

Din variația în timp a cuplului electromagnetic, figura 5.27, se observă că în cazul procesului de reversare, stabilizarea cuplului se face cel mai repede în cazul momentului rezistent maxim.

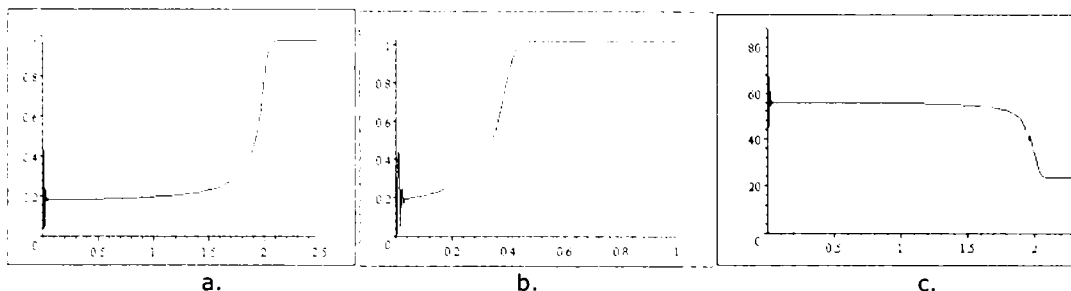


Fig. 5.28 Evoluția în timp a fluxului rotoric a) Mrez=14[Nm] b) Mrez=5[Nm] c) curentul statoric Mrez=14 [Nm]

Fluxul rotoric atinge valori de 1.09 [Wb] cu 9% peste valoarea nominală. Timpii necesari reversării sunt influențați de valoarea cuplului rezistent: În prima parte a intervalului, toate mărimile: flux, figura 5.28a, curent, figura 5.28b prezintă oscilații importante. Curentul atinge chiar de 4 ori valoarea nominală, figura 5.28c.

Fără un control al tensiunii și frecvenței dependent de turația motorului nu se pot evita șocurile în cuplu și curent (curentul depășește de 4 ori valoarea de regim staționar).

OBSERVAȚII

Timpul de răspuns la o reversare în sarcină depinde de valoarea momentului de inerție și de valoarea cuplului rezistent.

Oscilațiile în curent, flux și cuplu, apărute la începutul procesului tranzitoriu, nu depind de valoarea cuplului rezistent și sunt aproximativ aceleași pentru diverse valori ale cuplului rezistent și se apropie mult de cazul reversării în gol.

Se impune a menționa faptul că indiferent de valoarea cuplului rezistent, turația tinde asimptotic spre valoarea prescrisă, aceasta fiind cel mai important criteriu de alegere a metodei de conducere.

5.3.3.2 Structură de conducere la ω_r – maxim

Această structură de conducere presupune ca pe durata procesului de reglare, valoarea pulsației rotorice să înregistreze valoarea maximă, $\omega_r = \omega_r^*_{max}$.

Algoritmul de reglare în regim tranzitoriu

La curent statoric maxim admis I_{sadm} și la flux rotoric nominal se obține valoarea maximă a cuplului electromagnetic.

O solicitare mai mare a motorului se poate realiza doar prin depășirea acestor valori maxime pentru curent și flux, caz în care funcționarea mașinii ajunge în zona saturată magnetic și curentul statoric depășind valoarea maxim admisă suprasolicită termic și dinamic înfășurările motorului.

1) Se determină pulsația rotorică de calcul ω_r^* , la valorile maxime ale fluxului Ψ_{rN} și ale curentului statoric I_{sadm} :

$$\omega_r^*_{max} = \frac{1}{L_2} \sqrt{\left(\frac{MR_2 I_{sadm}}{\Psi_{rN}}\right)^2 - R_2^2} \quad (5.47)$$

Curentul statoric I_{sadm} se cunoaște din datele de catalog și se poate să varieze între valoarea nominală I_{sN} și de k ori valoarea nominală, în funcție de încărcarea mașinii (dată de numărul și durata ciclurilor de reglare dintr-o oră).

2) Se poate, astfel, determina pulsația statorică de calcul ω_r^* , cu relația:

$$\omega^* = \omega_{mec} + \omega_r^* \max \quad (5.48)$$

3) Cu ω^* și $\omega_r^* \max$ astfel determinați se calculează tensiunea statorică U_s (2.14).

4) Cuplul maxim se realizează la valorile maxime ale fluxului Ψ_{rN} și ale pulsației rotorice $\omega_r^* \max$

Algoritmul de funcționare în regim staționar

În zona turației prescrise ($\Delta\omega_{mec} \leq 0,5$) se estimează cuplul electromagnetic și din valoarea acestuia rezultă pulsația rotorică ω_r^* .

1) Se determină cuplul electromagnetic, ce este egal cu cel rezistent în regim staționar, cu un estimator de cuplu.

2) Se calculează pulsația rotorică de calcul ω_r^* din valoarea cuplului electromagnetic, (5.48)

3) Se poate, astfel, determina pulsația statorică de calcul ω^* , cu relația (5.41).

4) Cu ω^* și ω_r^* astfel determinați, se calculează tensiunea statorică U_s .

Schema structurală a reglării turației la accelerație maxim admisă, din considerente de flux rotoric și curent statoric maxim admiși, este prezentată în figura 5.29:

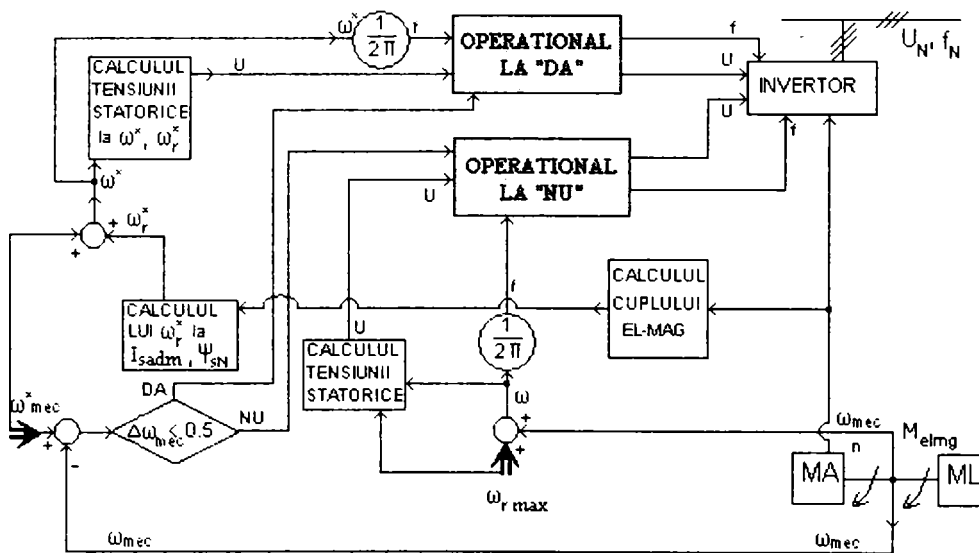


Fig.5.29 Structură de conducere scalară la cuplu maxim și ω_r constant

Analiza prin simulare numerică se face pentru valorile mărimilor mașinii asincrone din aplicația pentru cazul ω_r variabil.

Accelerarea durează până la atingerea turației prescrise $n=2961[\text{rpm}]$, după care tensiunea și frecvența revin la valorile impuse: $U=444.9[\text{V}]$, $f=63[\text{Hz}]$ la $\omega=395[\text{rad/s}]$.

$$\begin{aligned}
5X + 0.1 \frac{dX}{dt} - 0.1(P + 115)Y + 0.08 \frac{dZ}{dt} - 0.08 * (P + 115)U &= 12 \sqrt{15725 + 1.472(P + 115) + 0.016(P + 115)^2} \sqrt{3} \\
0.1(P + 115)X + 5Y + 0.1 \frac{dY}{dt} + 0.08(P + 115)Z + 0.08 \frac{dU}{dt} &= 0 \\
0.08 \frac{dX}{dt} - 0.08(115)Y + 5Z + 0.1 \frac{dZ}{dt} - 0.1(115)U &= 0 \\
0.08(115)X + 0.08 \frac{dY}{dt} + 0.1(115)Z + 5U + 0.1 \frac{dU}{dt} &= 0 \\
0.08(YZ - XU) - 1666 - 0.01 \frac{dP}{dt} &= 0 \\
X(0) = 11761 \quad Y(0) = -21401 \quad Z(0) = -10014 \quad U(0) = 0.53 \quad P(0) = 27998
\end{aligned}
\tag{5.49}$$

Se va urmări evoluția vitezei unghiulare mecanice, cuplului electromagnetic, fluxului rotor, tensiunea statorică și curentul statoric în timp.

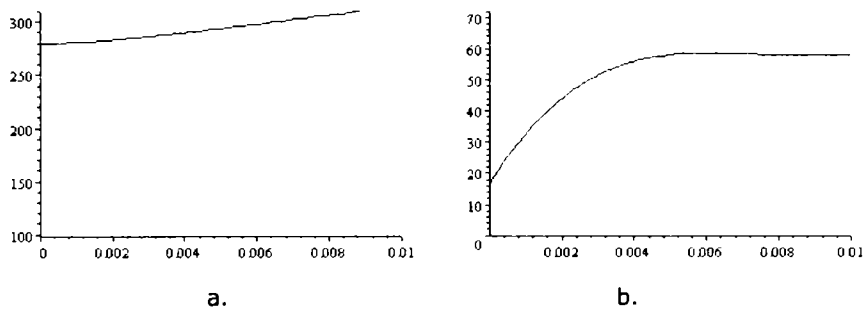


Fig. 5.30 Evoluția în timp a) vitezei unghiulare mecanice b) cuplului electromagnetic

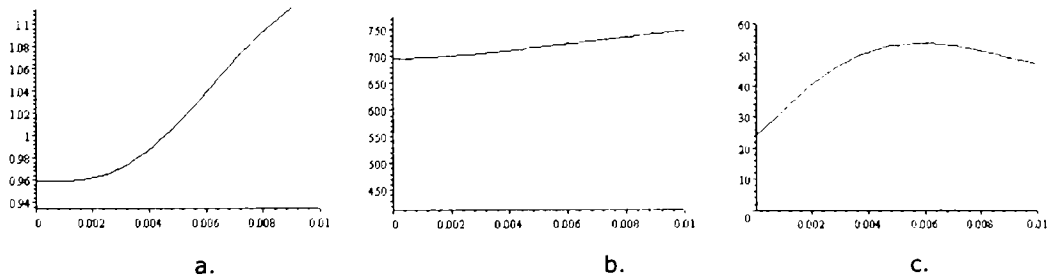


Fig. 5.31 Evoluția în timp a) fluxul rotor b) tensiunea statorică c) curent statoric

Fluxul rotoric inițial are valoarea nominală $\Psi_{rN}=0.96[\text{Wb}]$, după care crește la $\Psi_{\{0.01\}}=1.16[\text{Wb}]$, deci cu 10%, figura 5.31.a, pentru un interval de timp de 0.01[s] funcționarea mașinii este în zona saturată. La $t \rightarrow \infty$ fluxul rotoric final are valoarea nominală $\Psi_{rN}=0.96[\text{Wb}]$.

La $t=0.01[\text{s}]$ se atinge viteza unghiulară mecanică prescrisă $\omega_{\text{mec}}=310[\text{rad/s}]$, figura 5.30.a, și tensiunea revine la $U=444.9[\text{V}]$, figura 5.31.b;

Atingerea turației prescrise (respectiv vitezei unghiulare prescrise) se realizează asimptotic. Aceeași tendință asimptotică de variație în timp o au și celelalte mărimi: curent statoric, cuplul electromagnetic, flux rotoric.

5.3.3.2.1 Reversarea turației în gol

Analiza comportării sistemului se realizează pornind de la valoarea inițială a turației de $-3000[\text{rpm}] - 314[\text{rad/s}]$, $\omega = P + 115 = -314 + 115 = -199[\text{rad/s}]$ la $310 [\text{rad/s}]$, cea prescrisă $\omega = P + 115 = 310 + 115 = 425[\text{rad/s}]$.

Tensiunea se va modifica odată cu turația, frecvența de la $199/2n[\text{Hz}]$ (sens invers) la $425/2n[\text{Hz}]$ (sens direct) și tensiunea de la 444.9 [V] la 888 [V], cu observația importantă că tensiunea statorică are un minim atins în jurul turațiilor mici.

O primă analiză se implementează pentru reversarea turației în gol, la $J=0.01 [\text{kgm}^2]$.

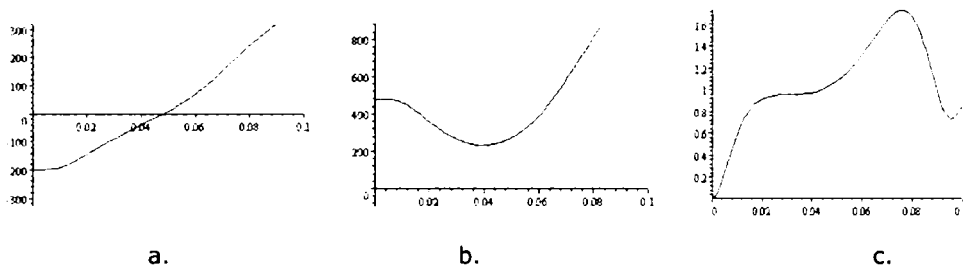


Fig. 5.32 Evoluția în timp a) pulsației statorice b) tensiunii statorice c) fluxului rotoric

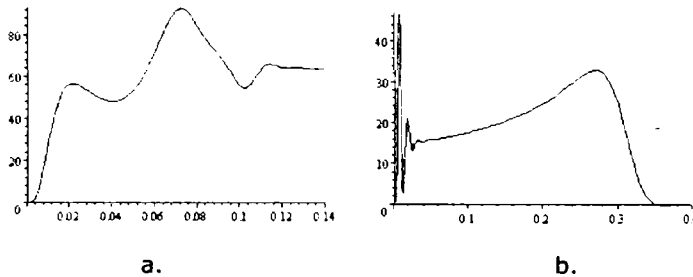


Fig. 5.33 Evoluția cuplului electromagnetic a) ω_r constant b) ω_r variabil

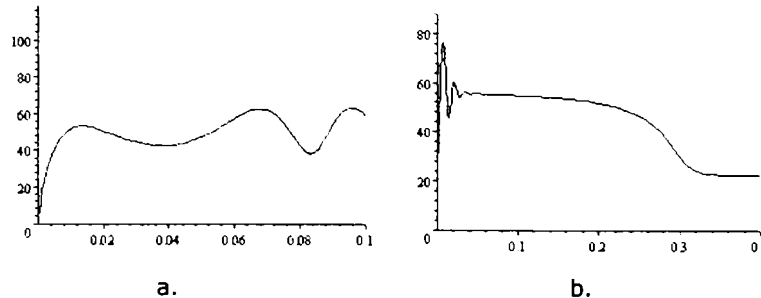


Fig. 5.34 Evoluția în timp a) curentului statoric la a) ω_r constant b) ω_r variabil

Principalele mărimi oscilografiate tensiunea statorică, cuplul electromagnetic, flux rotoric și curenți statorici prezintă oscilații însemnate în primele sutimi de secundă fiind mai însemnate în cazul variantei cu pulsația rotorică variabilă față de cea cu pulsație rotorică maximă constantă, iar durata regimului tranzitoriu este mică, nedepășind 0.5s.

5.3.3.2 Reversarea turației în sarcină

În continuare se urmărește comportarea principalilor parametri: pulsația statorică, tensiunea statorică, viteza unghiulară mecanică, cuplul electromagnetic și fluxul rotoric pentru reversarea turației în sarcină la $M_{rez} = 14\text{Nm}$, având ω_r constant maxim pe timpul reglării.

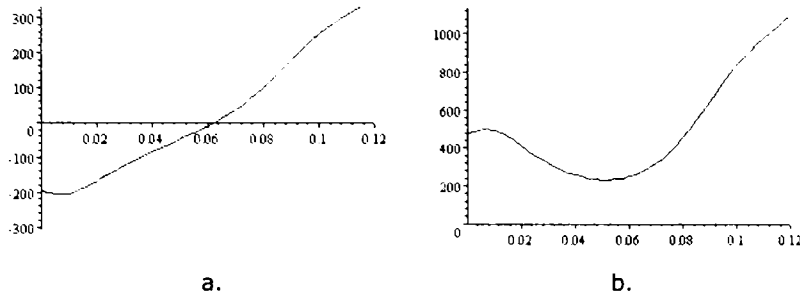


Fig.5.35 Evoluția a) pulsației statorice b) tensiunii statorice

Din evoluția în timp a pulsației și tensiunii se constată că tensiunea și frecvența se modifică o dată cu turația.

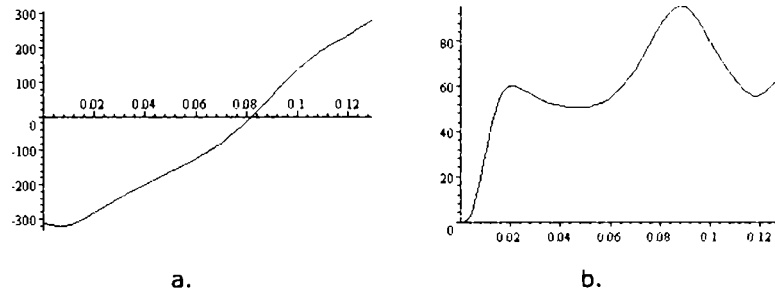


Fig.5.36 Evoluția în timp a) vitezei unghiulare mecanice b) cuplului electromagnetic

În varianta de conducere la pulsația rotorică $\omega_{rmax} = \text{constant}$ se realizează cel mai redus timp de răspuns (de 10 ori mai mic comparativ cu varianta - ω_r variabil). Cuplul electromagnetic are o valoare maximă, de aproximativ 3 ori valoarea nominală.

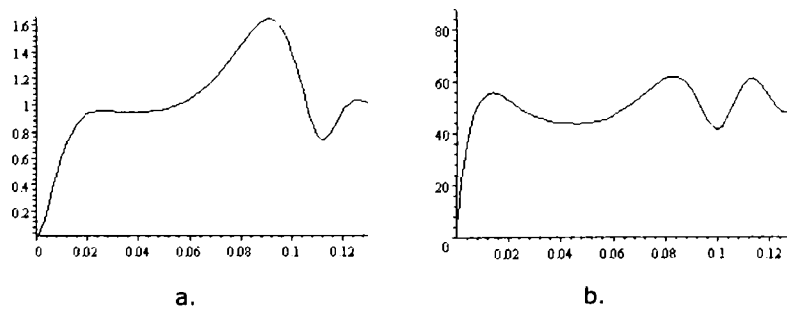


Fig.5.37 Evoluția a) fluxului rotoric b) curentului statoric

Valoarea fluxului rotoric depășește cu 60 % cea maximă admisă pentru zona nesaturată, și pentru o perioadă scurtă (0.02 [s]) mașina intră în saturație. Este foarte important de subliniat faptul că nu se depășește curentul admisibil, în procesul reversării turației, figura 5.37.b, chiar în condițiile în care valoarea cuplului electromagnetic este maximă (de aproximativ 3 ori valoarea nominală).

5.3.3.2.3 Concluzii

Realizarea unor valori maxime pentru cuplu în procesul de accelerare este deosebit de important pentru unele aplicații în care scurtarea timpilor proceselor tehnologice este esențială la mașinile unelte în sisteme de acționare unde rapiditatea este foarte importantă: unele sisteme de siguranță cu care sunt prevăzute autovehiculele, trenurile electrice sau sistemele de transport urban.

Structura de conducere pentru obținerea valorii maxim posibilă a cuplului electromagnetic, este o problemă de maxim cu restricții. Restricțiile sunt generate de valoarea maximală a fluxului rotor și a curentului limită statoric. Structura de conducere realizează astfel o accelerare maxim posibilă, respectând condițiile de limită impuse. La atingerea turației prescrise, sistemul de conducere generează valorile finale ale tensiunii și frecvenței calculate pentru turația impusă.

Se apreciază de autor că această schemă de conducere, originală în cea mai mare parte, este simplă, deosebit de eficace, rapidă și fără probleme privind acordarea reguletoarelor sau a erorilor în determinarea parametrilor.

Schema cu pulsația rotorică maximă este mult mai performantă decât cea cu pulsația rotorică variabilă, fiindcă realizează pe toată perioada accelerației o valoare maximă pentru cuplu. În schema de conducere cu ω_r variabil numai la începutul procesului se realizează valoarea maximă pentru cuplu, urmând ca valoarea cuplului să scadă odată cu creșterea turației, ceea ce uneori poate reprezenta un mare dezavantaj. Afirmațiile făcute pot fi ușor verificate din rezultatele analizei prin simulare, în sensul că la o reversare de turație, ceea ce reprezintă un proces de lungă durată, cu această schemă timpul se pot diminua cu un ordin de mărime.

5.3.4 Problema valorii fluxului rotoric constant

Determinarea valorii tensiunii statorice, pentru a nu se depăși fluxul rotoric nominal, se face prin analiza rezultatelor simulărilor numerice.

Așa cum se observă din figurile ce conțin variațiile fluxului rotoric în timp (figurile 5.26.a, 5.27.c), la valoarea tensiunii calculată cu relația valabilă în regim staționar (2.14), se obțin depășiri ale valorii nominale ale fluxului rotoric, uneori semnificative (ex.: la reversări ale turației fluxul rotoric depășește cu 70% valoarea nominală). Din acest motiv se produce o saturare importantă a miezului magnetic și prin aceasta o poluare armonică a rețelei de alimentare la care este conectat sistemul de acționare. În situațiile în care funcționarea la turații variabile se realizează pe o perioadă lungă, funcționarea în "cotul curbei de magnetizare" este necesară pentru evitarea saturării miezului magnetic.

În structurile de conducere, în sensul realizării unui flux rotoric maxim admis, valoarea tensiunii statorice se determină astfel:

a) la relația de calcul a tensiunii statorice valabilă în regim staționar se aplică un factor de atenuare K , astfel încât valoarea maximă admisă de fluxul rotoric să fie egală cu valoarea nominală;

$$U = K \frac{\psi_r N}{L_U} \sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2 + \left(\frac{\omega_r L_2}{R_2}\right) 2\omega R_1 (1 - \sigma) L_1 + \left(\frac{\omega_r L_2}{R_2}\right)^2 [R_1^2 + (\omega \sigma L_1)^2]} \quad (5.50)$$

b) se impune pentru fluxul rotoric valoarea nominală:

$$\psi_r = \sqrt{(L_s I_{dr} + M I_d)^2 + (L_s I_{qr} + M I_q)^2} \quad (5.51)$$

și din această relație se calculează una din variabile: I_d , I_q , I_{dr} sau I_{qr} , de exemplu:

$$I_d = X = \left[\sqrt{\psi_{rN}^2 - (L_2 I_{qr} + M I_q)^2} - L_2 I_{dr} \right] / M = 12.5 \left[\sqrt{2.76 - (0.1U + 0.08Y)^2} - 0.1Z \right] \quad (5.52)$$

În sistemul de ecuații diferențiale ale modelului ortogonal (2.18) se înlocuiește curentul $I_d = X$ și derivata sa $\frac{dI_d}{dt} = \frac{dX}{dt}$ cu valorile:

$$X = 12.5 \left[\sqrt{2.76 - (0.1U + 0.08Y)^2} - 0.1Z \right] \text{ și } \frac{dX}{dt} = \frac{\left(1.25 \frac{dU}{dt} + \frac{dY}{dt} \right) (0.1U + 0.08Y)}{\sqrt{2.76 - (0.1U + 0.08Y)^2}} - 1.25 \frac{dZ}{dt} \quad (5.53)$$

sau

$$\left(\frac{dX}{dt} + 1.25 \frac{dZ}{dt} \right) \sqrt{2.76 - (0.1U + 0.08Y)^2} = \left(1.25 \frac{dU}{dt} + \frac{dY}{dt} \right) (0.1U + 0.08Y)$$

Din ecuația tensiunii statorice

$$\begin{aligned} U_d &= R_1 I_d + L_1 \frac{dI_d}{dt} - \omega_1 L_1 I_q + M \frac{dI_{dr}}{dt} - \omega_1 M I_{qr} = \\ &5X + 0.1 \frac{dX}{dt} - 0.1\omega_1 Y + 0.08 \frac{dZ}{dt} - 0.08\omega_1 U \end{aligned} \quad (5.54)$$

se determină, astfel, legătura dintre tensiunea statorică și turația motorului, **fluxul rotoric fiind mereu menținut la valoarea nominală.**

În varianta **a** fluxul rotoric fiind sub valoarea maxim admisă nu se obține un cuplu de valoare maximă, așa ca în varianta **b** și din acest motiv în structurile de conducere ce permit o modificare a tensiunii statorice după legea $U_d(\omega_{mec})$ se preferă varianta **b**.

În acest fel se obține pe toată durata procesului de reglare un flux rotoric de valoare constantă maxim admisă.

Rezolvarea sistemului de ecuații diferențiale corespunzătoare regimului tranzitoriu este, la această variantă, o problemă dificilă din cauza valorii foarte mici a determinantului principal (tinde $\rightarrow 0$) folosit la calculul derivatelor și prin urmare sistemul de ecuații diferențiale ce modelează sistemul de acționare este instabil.

Acest fapt se poate elimina prin folosirea unui regulator PI pentru menținerea fluxului rotoric la valoarea nominală.

Pentru cazul **a**, se înlocuiește tensiunea cu valoarea de mai jos.

$$\begin{aligned} U &= K12 \sqrt{157.25 + 1.472(P + 115) + 0.01685584(P + 115)^2} \sqrt{3} = \\ &11.737 \sqrt{157.25 + 1.472(P + 115) + 0.01685584(P + 115)^2} \end{aligned}$$

5.3.4.1 Corecția tensiunii statorice

În continuare se va analiza funcționarea sistemului pentru factorul de atenuare $K=0.564$, comparativ cu sistemul având $K = 1$, la ω_r maxim.

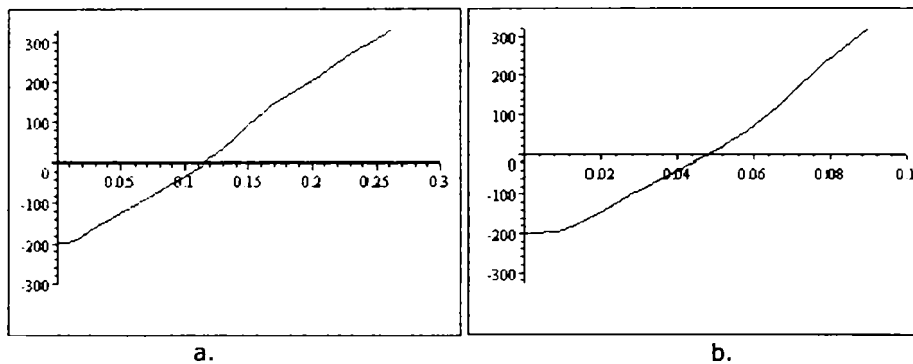


Fig.5.38 Evoluția pulsației statorice ω la a) $K=0.564$ și b) $K=1$

Din figura 5.38 se observă că pulsația statorică se modifică mult mai lent în cazul factorului de atenuare, față de cazul fără atenuare.

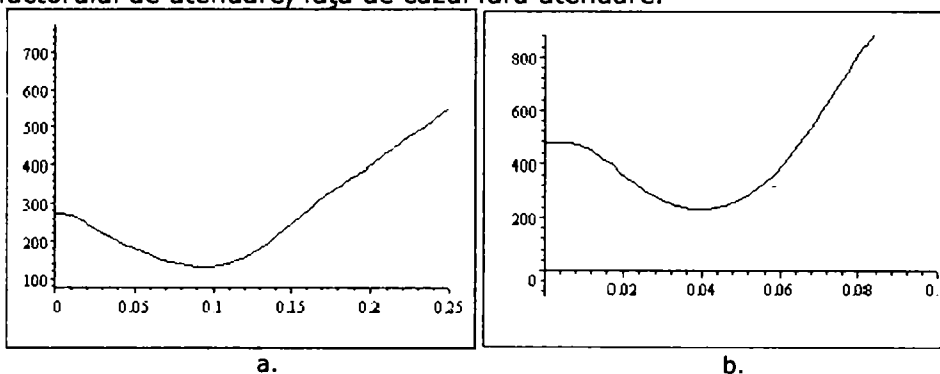


Fig.5.39 Evoluția tensiunii statorice în timp la a) $K=0.564$ și b) $K=1$

Tensiunea statorică este mai mică în cazul factorului de atenuare decât fără acesta.

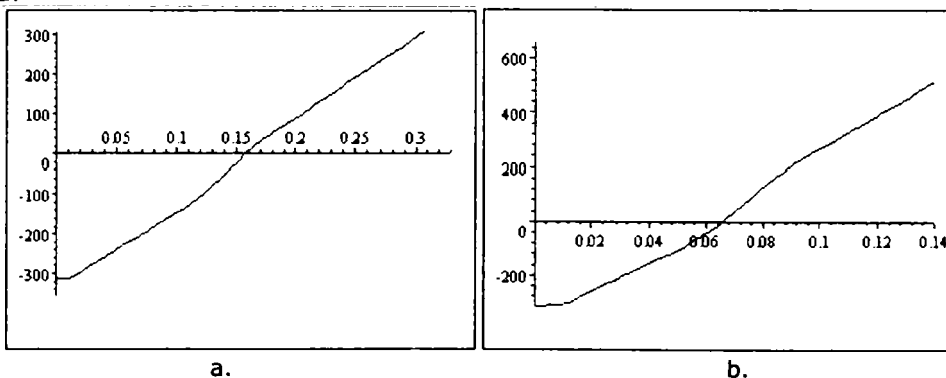


Fig.5.40 Evoluția vitezei unghiulare mecanice în timp la a) $K=0.564$ și la b) $K=1$

Evoluția vitezei unghiulare mecanice, figura 5.40, este mult mai lentă cu un factor de atenuare, decât în lipsa acestuia.

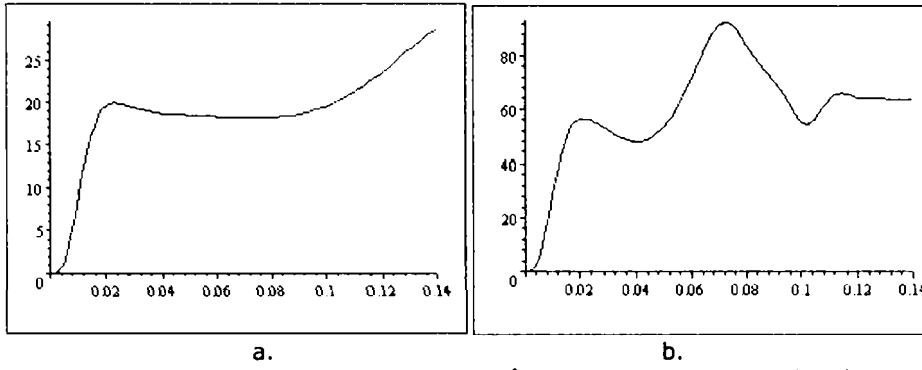


Fig.5.41 Evoluția cuplului electromagnetic în timp la a) $K=0.564$ și la b) $K=1$

Din figura 5.41, evoluția cuplului electromagnetic este fără oscilații pronunțate în cazul atenuării.

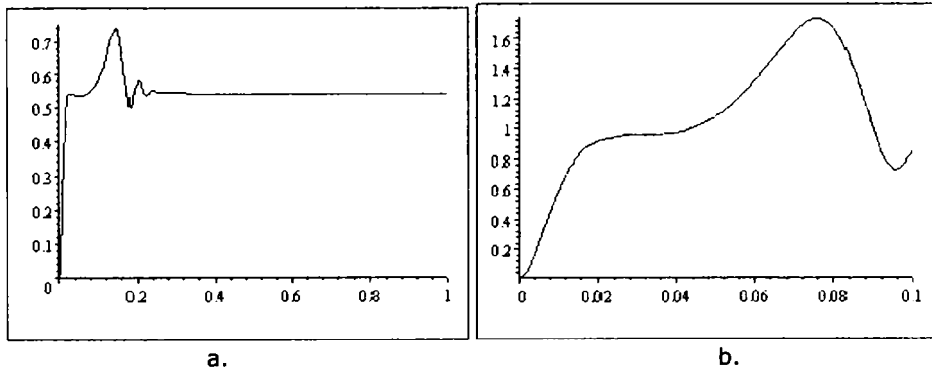


Fig.5.42 Evoluția fluxului rotoric în timp la a) $K=0.564$ și la b) $K=1$

Din figura 5.42, se remarcă că evoluția fluxului rotoric este mai rapid spre valoarea stabilizată în prezența factorului de atenuare.

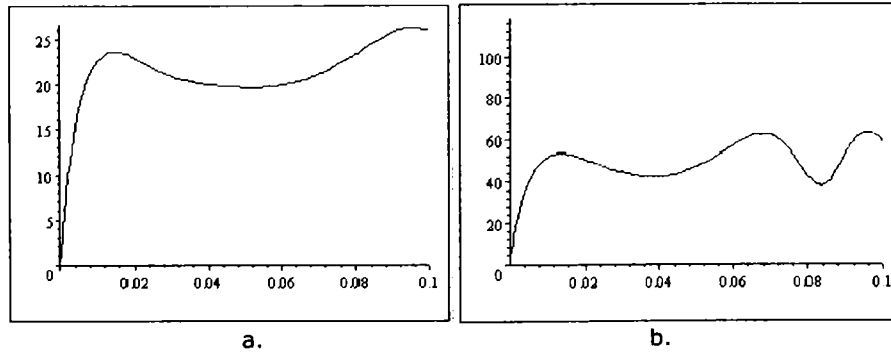


Fig.5.43 Evoluția curentului statoric în timp la a) $K=0.564$ și la b) $K=1$

Curentul statoric se stabilizează mai repede în cazul prezenței atenuării.

5.3.4.2 Corecția curentului din valoarea fluxului rotoric

Se impune valoarea fluxului rotoric la valoarea nominală și reglarea se face în două variante: *fără regulator de flux* (varianta 1) și *cu regulator de flux* (varianta 2).

- **varianta 1 - fără regulator - (se elimină curentul statoric I_d din expresia fluxului)**

$$\begin{aligned}
 0.1 \cdot 340 \cdot 3 \left(1.2 \sqrt{276(0.11 + 0.08)^2} - 0.1Z \right) + 5Y + 0.1 \frac{dY}{dt} + 0.08 \cdot 340 \cdot 3 + 0.08 \frac{dU}{dt} &= 0 \\
 0.08 \left(\left(1.2 \frac{dU}{dt} + \frac{dY}{dt} \right) (0.11 + 0.08) - 1.2 \frac{dZ}{dt} \sqrt{276(0.11 + 0.08)^2} \right) + \sqrt{276(0.11 + 0.08)^2} \left(-0.08 \cdot 340 \cdot 3 \cdot PY + 5Z + 0.1 \frac{dZ}{dt} - 0.1340 \cdot 3 \cdot PU \right) &= 0 \\
 0.08 \cdot 340 \cdot 3 \cdot P \left(1.2 \sqrt{276(0.11 + 0.08)^2} - 0.1Z \right) + 0.08 \frac{dY}{dt} + 0.1340 \cdot 3 \cdot PZ + 5U + 0.1 \frac{dU}{dt} &= 0 \\
 0.08 \cdot 340 \cdot 3 \cdot P \left(\sqrt{276(0.11 + 0.08)^2} - 0.1Z \right) X - 1666 \cdot 000 \frac{dP}{dt} &= 0 \\
 Z(0) = -1014U(0) = 0.53P(0) = 2798Y(0) = -20528 &
 \end{aligned}
 \tag{5.55}$$

Pentru menținerea fluxului rotoric la valoarea nominală, se analizează varianta 2 cu un regulator PI.

- **varianta 2 - cu regulator PI - (se calculează tensiunea statorică)**

Mărima prescrisă a fluxului rotoric Ψ_r^* , se obține folosind un regulator PI.

$$\Psi_r^* = \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{(0.1Z + 0.08X)^2 + (0.1U + 0.08Y)^2} = 0.96[Wb]
 \tag{5.56}$$

Pentru a elimina radicalul se lucrează cu

$$\varphi_r = \Psi_r^2 = \frac{1}{3} \left((0.1Z + 0.08X)^2 + (0.1U + 0.08Y)^2 \right)
 \tag{5.57}$$

$$\varphi_r^* = 0.92[Wb]^2$$

Tensiunea statorică impusă de acest regulator se determină pe baza relației

$$U_d = 5X + 0.1 \frac{dX}{dt} - 0.1(P + 115)Y + 0.08 \frac{dZ}{dt} - 0.08 * (P + 115)U
 \tag{5.58}$$

Ecuția regulatorului este

$$\Delta U_d = K_1 \Delta \varphi_2 + K_2 \int \Delta \varphi_2 dt
 \tag{5.59.a}$$

sau prin derivare:

$$\frac{(\Delta U_d)}{dt} = -K_1 \frac{d\varphi_r}{dt} + K_2 \Delta \varphi_2 = -K_1 \frac{d\varphi_r}{dt} + K_2 (0.92 - \varphi_r)
 \tag{5.59.b}$$

fluxul derivat fiind:

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{2}{3} \left((0.08X + 0.1Z) \left(0.08 \frac{dX}{dt} + 0.1 \frac{dZ}{dt} \right) + (0.08Y + 0.1U) \left(0.08 \frac{dY}{dt} + 0.1 \frac{dU}{dt} \right) \right)
 \tag{5.60}$$

sau cu notația $U_d = T$, rezultă

$$\begin{aligned}
 \frac{dT}{dt} &= -K_1 \frac{d\varphi_r}{dt} + K_2 (0.92 - \varphi_r) = \\
 &-K_1 \frac{2}{3} \left((0.08X + 0.1Z) \left(0.08 \frac{dX}{dt} + 0.1 \frac{dZ}{dt} \right) + (0.08Y + 0.1U) \left(0.08 \frac{dY}{dt} + 0.1 \frac{dU}{dt} \right) \right) + \\
 &+ K_2 \left(0.92 - \frac{1}{3} \left((0.1Z + 0.08X)^2 + (0.1U + 0.08Y)^2 \right) \right)
 \end{aligned}
 \tag{5.61}$$

Coeficientul de proporționalitate K_1 a regulatorului PI, la o acordare cvasi-optimală, are valori într-un domeniu foarte larg: $K_1 \in (0.00001 \div 10)$. În analiza făcută, s-a lucrat cu $K_1 = 1.5$.

Valoarea coeficientului K_2 a regulatorului influențează semnificativ durata procesului tranzitoriu. La valori în domeniul: $K_2 \in (1000 \div 10000)$ acordarea este cvasi-optimală. În lucrare s-a lucrat cu $K_2 = 1000$.

Analiza conducerii turației se va face în acest caz, pentru cele două variante, cu pulsația rotorică variabilă și cu pulsația rotorică fixă, maximă pe durata procesului de reglare.

Varianta cu ω_r variabil

În sistemul (5.62), se regăsesc următoarele ecuații: ecuația tensiunii statorice din axa d, ecuația regulatorului de flux, ecuația tensiunii statorice din axa q, ecuația tensiunii rotorice din axa d, ecuația tensiunii rotorice din axa q, ecuația mișcării.

$$5X + 0.1 \frac{dX}{dt} - 0.1(P + 115)Y + 0.08 \frac{dZ}{dt} - 0.08 * (P + 115)U = T$$

$$\frac{dT}{dt} = -K_1 \frac{2}{3} \left((0.08X + 0.1Z) \left(0.08 \frac{dX}{dt} + 0.1 \frac{dZ}{dt} \right) + (0.08Y + 0.1U) \left(0.08 \frac{dY}{dt} + 0.1 \frac{dU}{dt} \right) \right) +$$

$$+ K_2 \left(0.92 - \frac{1}{3} \left((0.1Z + 0.08X)^2 + (0.1U + 0.08Y)^2 \right) \right) \quad (5.62)$$

$$0.1 * 340.13X + 5Y + 0.1 \frac{dY}{dt} + 0.08 * 340.13Z + 0.08 \frac{dU}{dt} = 0$$

$$0.08 \frac{dX}{dt} - 0.08(340.13 - P)Y + 5Z + 0.1 \frac{dZ}{dt} - 0.1(340.13 - P)U = 0$$

$$0.08(340.13 - P)X + 0.08 \frac{dY}{dt} + 0.1(340.13 - P)Z + 5U + 0.1 \frac{dU}{dt} = 0$$

$$0.08(YZ - XU) - 16.66 - 0.01 \frac{dP}{dt} = 0; T(0) = 734.69$$

$$X(0) = 11.761 \quad Y(0) = -21.401 \quad Z(0) = -10.014 \quad U(0) = 0.53 \quad P(0) = 279.98$$

Condițiile finale se obțin din rezolvarea sistemului:

$$5X - 0.1 * 340Y - 0.08 * 340U = T$$

$$0 = \left(0.92 - \frac{1}{3} \left((0.1Z + 0.08X)^2 + (0.1U + 0.08Y)^2 \right) \right) \quad (5.63)$$

$$0.1 * 340.13X + 5Y + 0.08 * 340.13Z = 0$$

$$- 0.08(340.13 - P)Y + 5Z - 0.1(340.13 - P)U = 0$$

$$0.08(340.13 - P)X + 0.1(340.13 - P)Z + 5U = 0$$

$$0.08(YZ - XU) - 16.66$$

$$\{Z = -10.007, U = 0.64619, X = 11.171, T = 770.61, Y = -21.531, P = 309.95\}$$

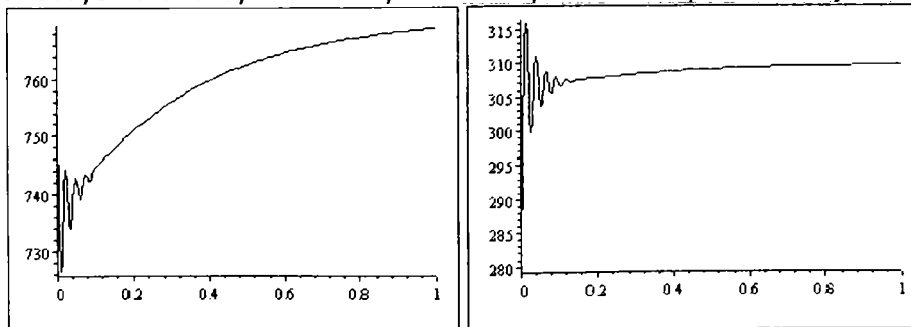


Fig.5.44 Evoluția a) tensiunii statorice b) vitezei unghiulare mecanice în timp

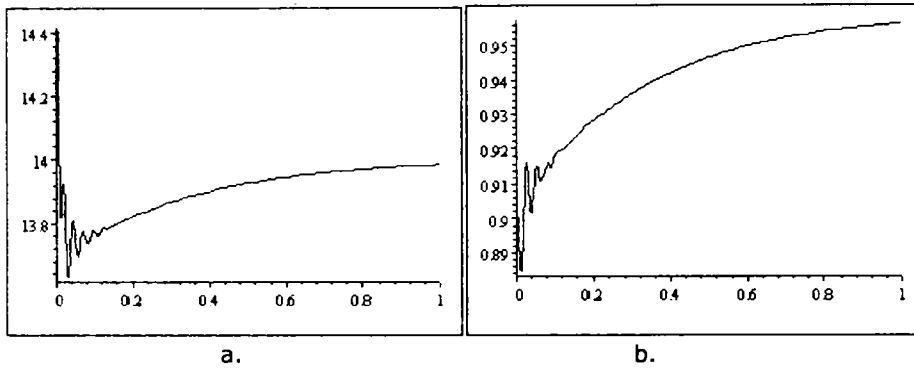


Fig.5.45 Evoluția a) curentului statoric b) fluxului rotoric în timp

Din evoluția tensiunii, vitezei, curentului și fluxului se observă oscilațiile acestor mărimi o scurtă perioadă de timp, 0.1sec.

Varianta cu ω_r maxim

$$5X + 0.1 \frac{dX}{dt} - 0.1(P + 115)Y + 0.08 \frac{dZ}{dt} - 0.08 * (P + 115)U = T$$

$$\frac{dT}{dt} = - \left((0.08X + 0.1Z) \left(0.08 \frac{dX}{dt} + 0.1 \frac{dZ}{dt} \right) + (0.08Y + 0.1U) \left(0.08 \frac{dY}{dt} + 0.1 \frac{dU}{dt} \right) \right) + 10000 \left(0.92 - \frac{1}{3} \left((0.1Z + 0.08X)^2 + (0.1U + 0.08Y)^2 \right) \right) \quad (5.64)$$

$$0.1(P + 115)X + 5Y + 0.1 \frac{dY}{dt} + 0.08(P + 115)Z + 0.08 \frac{dU}{dt} = 0$$

$$0.08 \frac{dX}{dt} - 0.08(115)Y + 5Z + 0.1 \frac{dZ}{dt} - 0.1(115)U = 0$$

$$0.08 * 115X + 0.08 \frac{dY}{dt} + 0.1 * 115Z + 5U + 0.1 \frac{dU}{dt} = 0$$

$$0.08(YZ - XU) - 16.66 - 0.01 \frac{dP}{dt} = 0; T(0) = 734.69$$

$$X(0) = 11.761 \quad Y(0) = -21.401 \quad Z(0) = -10.014 \quad U(0) = 0.53 \quad P(0) = 279.98$$

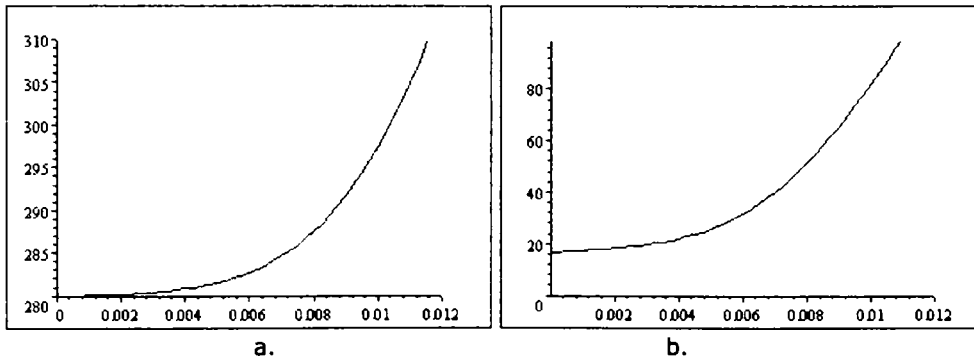


Fig.5.46 Evoluția a. vitezei unghiulare mecanice b. cuplului electromagnetic in timp

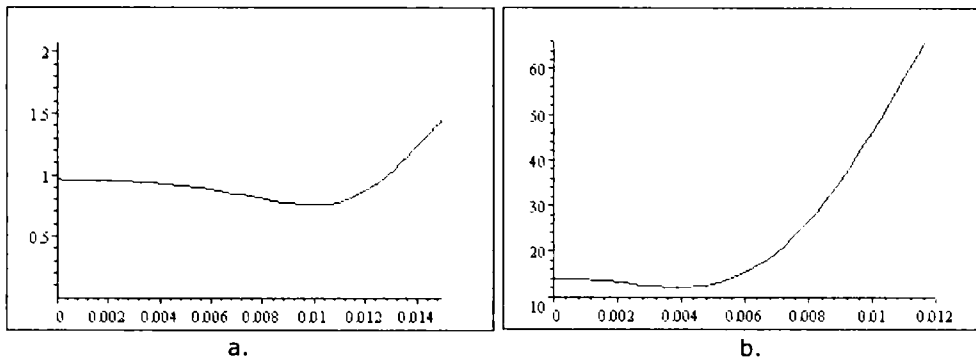


Fig.5.47 Evoluția a. fluxului rotoric b. curentului statoric in timp

În timpul procesului de accelerare fluxul nu se modifică semnificativ, în schimb curentul statoric crește continuu de la 14A la 66A.

Așadar creșterea cuplului în procesul de accelerare se face prin creșterea valorii curentului statoric. Fără regulator (figura 5.31.c) curentul statoric înregistrează o creștere mult mai mică (nu depășește 50A) ceea ce motivează faptul că se preferă schema fără regulator, evoluția tensiunii la borne fiind obținută din analiza prin simulare cu ω_r constant.

5.3.4.3 Concluzii

Menținerea unui flux rotoric în jurul valorii nominale prin folosirea unui regulator de flux, în timpul procesului tranzitoriu, presupune:

- mărirea tensiunii statorice la valori foarte mari (2500 [V] față de 730 [V] când lipsește regulatorul);
- un cuplu electromagnetic în creștere de la 16.6[N.m] la 100 [N.m];
- un curent statoric în creștere de 14 [A] la 66 [A] (față de 50 [A] când lipsește regulatorul).

Menținerea fluxului rotoric în jurul valorii nominale, prin folosirea unui regulator de tip PI, așa cum se observă din simulările numerice, impune – pentru a aduce fluxul la valoarea nominală – creșteri inadmisibile ale valorii tensiunii statorice. Aceste valori foarte mari ale tensiunii statorice, nu sunt practic realizabile deoarece:

- poate duce la distrugerea izolației;
- duce la saturare magnetică importantă.

Cu sau fără regulator de flux procesul tranzitoriu durează aproximativ 0.012 [s] și deci nu se justifică folosirea unui regulator, din acest punct de vedere. Fără regulator de flux, pentru un scurt interval de timp, mașina funcționează în zona saturată deoarece fluxul rotoric depășește cu 17 % valoarea nominală. Prin urmare se poate concluziona că structura de conducere la cuplu maxim ω_r constant și fără regulator de flux este cea mai performantă în comparație cu celelalte variante realizând:

- timpi de reglare minimi;
- tensiuni statorice în limite acceptabile;
- curenți statorici sub valorile maxime admise.

Erorile în determinarea parametrilor nu influențează esențial procesul de reglare, deoarece structura de conducere se bazează pe măsurarea turației rotorice și nu pe modelul matematic construit cu parametrii electrici și mecanici ai sistemului de acționare.

Circuitele electrice și magnetice sunt folosite la capacitatea nominală.

Realizarea alimentării la tensiunea și frecvența impusă de valoarea fluxului rotoric și de maximul pulsației rotorice ω_r^* , se realizează direct prin măsurarea vitezei unghiulare mecanice ω_{mec}^* astfel:

$$\omega = \omega_r^* + \omega_{mec}$$

iar valoarea tensiunii statorice se obține din condiția de flux rotoric impus (2.14).

La atingerea valorii prescrise pentru viteza unghiulară mecanică ω_{mec}^* , tensiunea și frecvența (pulsația statorică) se calculează astfel :

- pulsația statorică ω se obține folosind relația:

$\omega = \omega_r + \omega_{mec}^*$ unde ω_r rezultă din cuplul corespunzător vitezei unghiulare mecanice ω_{mec}^* (2.6)

- tensiunea statorică U se calculează având în vedere fluxul rotoric nominal Ψ_{rN} (2.14).

În ambele regimuri: tranzitoriu și staționar, determinarea pulsației statorice ω (frecvenței f) este foarte simplă și presupune doar măsurarea turației la arborele mașinii asincrone.

La fel este și cu tensiunea statorică care rezultă imediat dacă se cunoaște ω și ω_r .

5.3.5 Problema erorilor în determinarea parametrilor la structurile scalare

În blocurile de calcul valorile parametrilor sunt obținute din datele de catalog ale mașinii asincrone sau sunt identificate pe cale experimentală.

În principiu, toți parametrii suferă modificări în timpul funcționării mașinii asincrone.

Aceste **erori în identificarea parametrilor nu pot fi eliminate în totalitate** în timp util și deci valorile tensiunii și frecvenței calculate cu aceste valori eronate, nu asigură valorile prescrise turației și fluxului rotoric.

Pentru a realiza valorile prescrise ale turației și fluxului rotoric se recalculază valorile necesare pentru tensiune și frecvență. Recalcularea acestor mărimi se bazează pe estimarea erorii de turație: $\Delta\omega_{mec}$.

5.3.5.1 Recalcularea valorilor pentru tensiune și frecvență

Pentru a analiza efectul produs de calculul tensiunii și frecvenței pe baza unor valori eronate ale parametrilor, se va realiza o analiză numerică, cu recalcularea valorilor pentru tensiune și frecvență:

Condiții inițiale (obținute în urma reglării scalare și cu erori în estimarea parametrilor):

- viteza unghiulară mecanică: $\omega_{mec} = 301[\text{rad/s}]$;
- tensiunea statorică: $U=444.92[\text{V}]$;
- pulsația statorică: $\omega=340.13[\text{rad/s}]$.

Mărimile prescrise :

- viteza unghiulară mecanică prescrisă: $\omega_{mec}^*=310[\text{rad/s}]$;
- modulul fluxului rotoric prescris: $\Psi_r^*=0.96[\text{Wb}]$.

Mărimi de ieșire:

- tensiunea statorică: $U=444.92+k_U(\omega_{mec}^* - \omega_{mec}) = 444.92+k_U \times 9$
- pulsația (frecvența) statorică: $\omega = 340.13 + k_\omega(\omega_{mec}^* - \omega_{mec}) = 340.13 + k_\omega \times 9$

Coeficienții k_U și k_ω se aleg arbitrar și se verifică prin simulări (ex: $k_U=k_\omega=0.5$).

Mărimi de perturbație: saturația magnetică, modificările parametrilor.

Calculul mărimilor de ieșire (tensiune și frecvență) se face periodic în timp în funcție de constantele de timp electromagnetice și mai ales în funcție de valorile momentelor de inerție.

Pentru un moment de inerție dat de $J=0.01[\text{kgm}^2]$ se alege pe baza rezultatelor simulărilor numerice un timp de eșantionare de valoare $T=0.2[\text{s}]$, astfel încât procesul tranzitoriu să nu depășească această valoare. Valorile tensiunii și pulsației pentru cazul considerat sunt:

$$U=444.92+0.5*9=449.4 [\text{V}] \quad \omega=340.13+0.5*9=344.6 [\text{rad/s}] \quad (5.65)$$

În acest mod, viteza unghiulară mecanică a crescut de exemplu la valoarea: $\omega_{\text{mec}}=305.4[\text{rad/s}]$ așa cum se poate observa și din simularea numerică a evoluției procesului de reglare prezentată mai jos.

La tensiunea $U=444.9[\text{V}]$ și la pulsația statorică $\omega=340[\text{rad/s}]$, din cauza erorilor în determinarea parametrilor, viteza unghiulară mecanică nu ajunge la valoarea prescrisă $\omega_{\text{mec}}^*=310[\text{rad/s}]$.

Viteza unghiulară mecanică ajunge la $\omega_{\text{mec}} = 301[\text{rad/s}]$ din cauza estimării eronate a rezistenței rotorice, care are valoarea reală $R=6.4662[\Omega]$ și în calcule s-a luat o valoare eronată $R=5[\Omega]$.

Analiza numerică la valoarea reală $R=6.4662[\Omega]$ a rezistenței rotorice, pentru $J=0.01[\text{kgm}^2]$ se obține înlocuind în (5.45) valorile tensiunii, frecvenței (5.65) și a rezistenței rotorice.

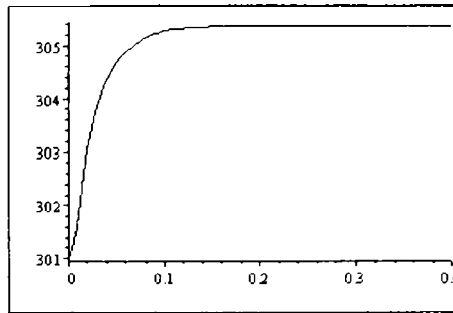


Fig.5.48 Evoluția vitezei unghiulare mecanice

Așa cum se observă din figura 5.48, viteza unghiulară mecanică nu atinge, după $T=0.2[\text{s}]$ valoarea prescrisă $\omega_{\text{mec}}^*=310[\text{rad/s}]$, fiind doar $305.4[\text{rad/s}]$, tensiunea statorică U și pulsația statorică ω se vor modifica la valorile $U=449.4+2.3=451.7[\text{V}]$ și $\omega=344.6+2.3=346.9[\text{rad/s}]$.

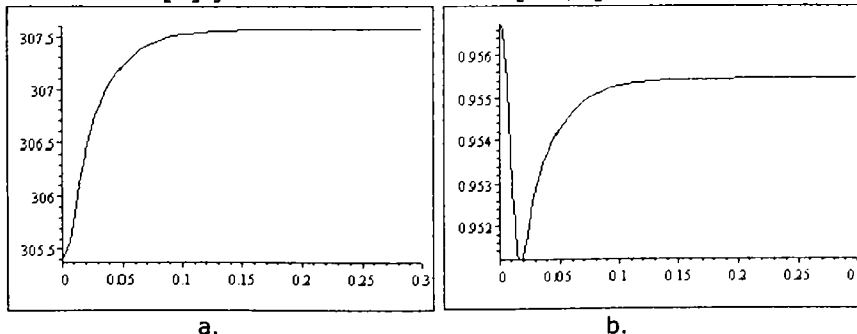


Fig.5.49 Variația a) vitezei unghiulare mecanice b) fluxului rotoric în timp

Cu aceste valori, viteza unghiulară mecanică ajunge la $\omega_{mec}=307.6[\text{rad/s}]$ așa cum se observă din figura 5.49a, în timp ce fluxul rotoric se apropie de valoarea nominală, figura 5.49b. Deoarece viteza unghiulară mecanică nu a atins valoarea prescrisă $\omega_{mec}^*=310[\text{rad/s}]$, tensiunea statorică U și pulsația statorică ω se vor modifica din nou la valorile $U=451.7+1.2=452.9[\text{V}]$, $\omega=346.9+1.2=348.1[\text{rad/s}]$.

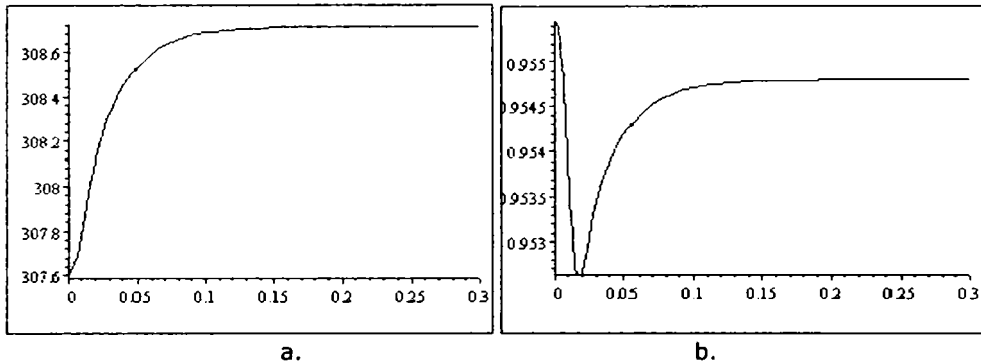


Fig. 5.50 Evoluția a) vitezei unghiulare mecanice b) fluxului rotoric în timp

Viteza unghiulară mecanică a atins valoarea de $308.75[\text{rad/s}]$, figura 5.50.a și deci tensiunea statorică U și pulsația statorică ω se vor modifica, din nou, la valorile $U=452.9+0.65=453.55 \text{ V}$, $\omega=348.1+0.65=348.75 \text{ rad/s}$.

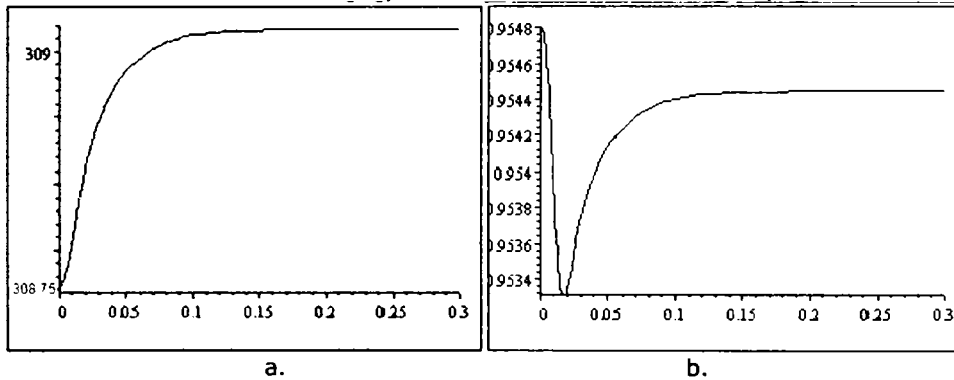


Fig. 5.51 Evoluția a) vitezei unghiulare mecanice b) fluxului rotoric în timp

Cu aceste valori viteza unghiulară mecanică ajunge la $\omega_{mec}=309.37[\text{rad/s}]$ așa cum se observă din figura 5.51.a. Viteza unghiulară mecanică a atins valoarea de $309.37[\text{rad/s}]$ și deci tensiunea statorică U și pulsația statorică ω se vor modifica, din nou, la valorile $U=453.55+0.32=453.87[\text{V}]$, $\omega=348.75+0.32=349.07[\text{rad/s}]$.

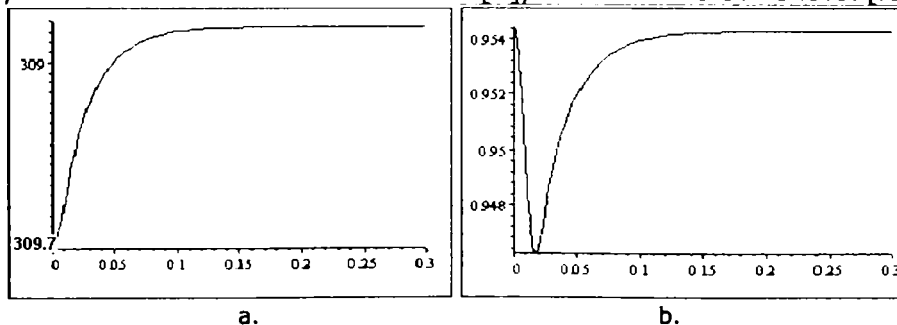


Fig. 5.52 Evoluția a) vitezei unghiulare mecanice b) fluxului rotoric în timp

Cu aceste valori viteza unghiulară mecanică ajunge la $\omega_{mec}=309.68[\text{rad/s}]$ așa cum se observă din figura 5.52.a.

La o eroare admisibilă acceptată $\Delta\omega=0.5[\text{rad/s}]$, procesul de reglare este încheiat, deoarece $310-309.68 < \Delta\omega=0.5[\text{rad/s}]$.

5.3.5.2 Concluzii

Structurile de conducere fără regulatoare sunt afectate de erorile în determinarea parametrilor modelului mașinii asincrone. Prin comparatorul de turație se pot elimina aceste erori prin modificarea potrivită a tensiunii și frecvenței statorice până ce turația atinge valoarea prescrisă. Prin urmare, la mașina asincronă măsurarea turației este esențială și prin aceasta se pot elimina și erorile în determinarea parametrilor.

Evoluția fluxului rotoric așa cum reiese din figurile 5.51b, 5.50b, 5.51b și 5.52b înregistrează o eroare de 0.6%. Această eroare de flux se poate anula prin alegerea potrivită a factorului k_ω , astfel că corecția erorilor în determinarea parametrilor, prin modificarea tensiunii statorice U și a pulsației statorice ω , nu modifică sensibil valoarea fluxului rotoric [sub 0.6%].

Structurile de conducere scalare nu pun probleme deosebite în proiectare, așa cum pun structurile de conducere vectoriale ce se bazează pe folosirea reguletoarelor și unde acordarea reguletoarelor este o problemă dificilă mai ales la sistemele neliniare cum este cazul mașinii asincrone.

Structurile de conducere scalare la cuplu maxim, propuse, au un timp de răspuns de 10 ori mai redus decât cele ce se bazează pe folosirea reguletoarelor [1], [55], [11].

Structura de conducere scalară la cuplu maxim cu pulsația rotorică maximă ω_{rmax} , realizează un timp de răspuns, la reversarea turației, **de 3 ori mai redus** decât cea la care pulsația rotorică ω_r este variabilă. Se menționează faptul că această structură de conducere scalară la cuplu maxim cu pulsația rotorică maximă ω_{rmax} realizează timpi de răspuns minimali și orice altă variantă, care respectă valorile maxime ale fluxului Ψ_{rN} și ale curentului statoric I_{sadm} , poate să atingă această performanță dar nu poate să o depășească.

La conducerea scalară, fluxul rotoric atinge valoarea nominală (valoarea maxim admisă din punctul de vedere a saturației) într-un interval de timp ce depinde de momentul de inerție al sistemului mecanic. Inițial, mărirea perturbatoare - cuplu rezistent M_{rez} - determină un flux rotoric mai mic, la o turație mai mică (0.9 [Wb] față de 0.96 [Wb] valoarea nominală pentru cazul analizat), dar prin tensiune și frecvență valoarea fluxului rotoric revine la valoarea nominală, funcționarea fiind în zona nesaturată.

5.4 Structuri de conducere vectoriale, cu utilizarea unui regulator P respectiv PI

Preliminarii

Pentru structura de conducere, se propun două metode:

1. la ieșirea regulatorului se obține o **tensiune proporțională cu eroarea de turație** și frecvența se calculează din condiția de flux rotoric constant;
2. la ieșirea regulatorului se obține o **pulsație (respectiv frecvență statorică) proporțională cu eroarea de turație** și tensiunea se calculează, așa ca în cazul 1, din condiția de a menține constant fluxul rotoric;

Datele inițiale ale analizei numerice, au aceleași valori ca în cazul conducerii scalare. Pentru parametri finali, s-a ales varianta ca cuplul electromagnetic final să fie egal cu cel inițial, de ex cazul unui lift.

Date finale

- turația finală $n_{\text{finala}} = 2960.4$ [rpm];
- viteza unghiulară mecanică finală = viteza unghiulară mecanică prescrisă $\omega_{\text{mec}}(0) = 310$ [rad/s];
- din $\omega = \omega_r + \omega_{\text{mec}}$ rezultă: $\omega = 14 + 310 = 324$ [rad/s];
- frecvența statorică $f = 51.568$ [Hz];
- pulsația statorică $\omega_{\text{final}} = 324$ [rad/s];
- fluxul rotoric $\Psi_{\text{rfinal}} = 0.96$ [Wb];
- tensiunea statorică finală $U_{\text{final}} = 406.13$ [V];
- pulsația rotorică $\omega_{\text{rfinal}} = \omega - \omega_{\text{mec}} = 14$ [rad/s]
- cuplul electromagnetic final egal cu cel inițial = 7.74 [Nm].

Dinamica sistemului analizată prin simulări numerice, presupune evoluția sistemului din punctul inițial de tensiune U și pulsație ω : $U(0) = 394.2$ [V], $\omega(0) = 314$ [rad/s], $f(0) = 50$ [Hz] în cel final de valori: $U(\infty) = 406.13$ [V], $\omega(\infty) = 324$ [rad/s], $f(\infty) = 51.568$ [Hz].

5.4.1 Reglarea prin tensiune, frecvența urmărind variația tensiunii

Mărimea primară este tensiunea de alimentare statorică, iar mărimea secundară este frecvența statorică. Prin regulatorul P sau PI se modifică tensiunea statorică, în mod continuu proporțional cu eroarea de viteză mecanică: $\Delta\omega_{\text{mec}} = \omega_{\text{mec}}^* - \omega_{\text{mec}}$. Condiția de flux rotoric constant se realizează prin modificarea frecvenței statorice, astfel încât până la atingerea vitezei prescrise, ω_{mec}^* tensiunea și frecvența sunt variabile.

Din ecuațiile generale ale mașinii asincrone se obține schema structurală din figura 5.53.

La ieșirea regulatorului PI (sau P) se obține o valoare scalară: α , subunitară, dependentă de valoarea $\Delta\omega_{\text{mec}} = \omega_{\text{mec}}^* - \omega_{\text{mec}}$. Cu cât saltul de turație Δn este mai mare ($\Delta n = n^* - n$) cu atât și α este mai mare.

La reglarea turației prin tensiune această mărime scalară α se înmulțește cu vectorul tensiunii U_s , astfel încât tensiunea statorică crește la valoarea: $U_s(1+\alpha)$.

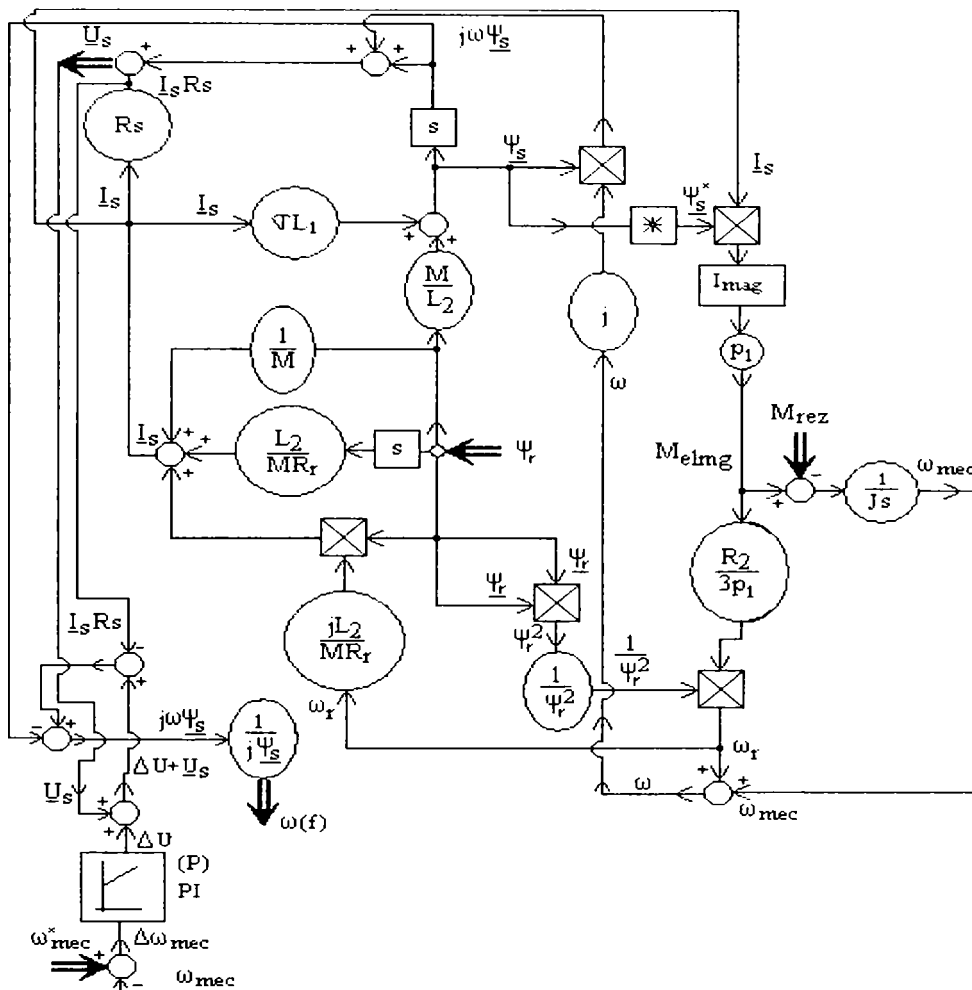


Fig.5.53 Structură de conducere prin tensiune și frecvența urmărește variația tensiunii

Frecvența statorică f (respectiv pulsația ω) se obține din ecuația tensiunii statorice:

$$U(1+a) - I_s R_s - \frac{d\psi_s}{dt} = j\omega\psi_s \quad (5.67)$$

asa cum se poate observa și din schema structurală dată anterior.

Mărimile perturbatoare - cuplul rezistent M_{rez} - și cu cuplul electromagnetic M_{eimg} , pe baza ecuației mișcării:

$$J \frac{d\omega_{mec}}{dt} = M_{eimg} - M_{rez} \quad (5.68)$$

vor genera viteza unghiulară mecanică ω_{mec} .

Valoarea curentă a lui ω_{mec} se compară cu valoarea prescrisă ω_{mec}^* rezultând eroarea:

$$\Delta\omega_{mec} = \omega_{mec}^* - \omega_{mec} \quad (5.69)$$

Această valoare $\Delta\omega_{mec}$ este mărime de intrare în regulatorul P sau PI.

Fluxul rotoric Ψ_r este dat ca și valoare (Ψ_{rN}) și deci se poate determina, fluxul statoric Ψ_s , curentul statoric I_s și apoi cuplul electromagnetic:

$$M_{elm} = p_1 \operatorname{Im} ag [I_s \psi_s^*] \quad (5.70)$$

Schema bloc de reglare, utilizând un regulator de tip P sau PI pentru ajustarea tensiunii, se prezintă în figura 5.54:

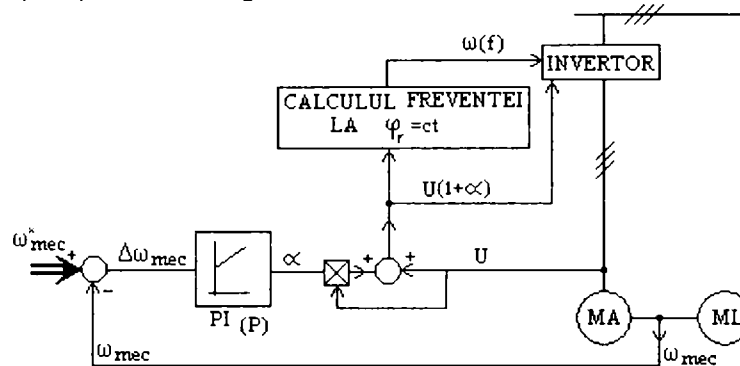


Fig.5.54 Schema bloc de reglare a turației utilizând un regulator de turație

5.4.1.1 Structură de conducere cu regulator de tip P

Mărimea de comandă, conform schemei din figura 5.54, este:

$$a = K(\omega_{mec}^* - \omega_{mec}) \quad (5.71)$$

INITIAL $\omega = 314$, $\omega_r = 14$, $\omega_{mec} = 300$

FINAL $\omega = 324$, $\omega_r = 14$, $\omega_{mec}^* = 310$

Pentru ca sistemul de reglare, utilizând un regulator de tip P să atingă valoarea turației prescrise, la o perioadă de reglare $T = 0.4[s]$, vor fi necesare o serie de reajustări ale valorilor tensiunii și frecvenței.

Cazul 1 $K=10$

1. **Intervalul de reglare 1:** $0-0.4[s]$; $\omega_{mec}=W$

TENS=394.2+10(310-W)=394.2+10*10=494.2[V]

Cu notațiile $a = \omega_r$ și $b = \omega_{mec}$, pulsația statorică ω se calculează din sistemul (5.72), obținându-se valoarea de $\omega = 351.86$ [rad/sec].

$$\begin{aligned} \omega &= a+b \\ b &= 300 \end{aligned} \quad (5.72)$$

$$494.2 = 12 \sqrt{25 + (0.1\omega)^2 + (0.02\omega_r)\omega 0.64 + (0.02\omega_r)^2 [25 + (0.036\omega)^2]}$$

iar valoarea astfel obținută, înlocuită în sistemul (5.73), ne oferă posibilitatea analizei comportamentului dinamic a mașinii:

$$\begin{aligned} 5X + 0.1 \frac{dX}{dt} - 0.1 \cdot 351.86Y + 0.08 \frac{dZ}{dt} - 0.08 \cdot 351.86U &= 494.2\sqrt{3} \\ 0.1 \cdot 351.86X + 5Y + 0.1 \frac{dY}{dt} + 0.08 \cdot 351.86Z + 0.08 \frac{dU}{dt} &= 0 \\ 0.08 \frac{dX}{dt} - 0.08(351.86 - P)Y + 5Z + 0.1 \frac{dZ}{dt} - 0.1(351.86 - P)U &= 0 \\ 0.08 \cdot (351.86 - P)X + 0.08 \frac{dY}{dt} + 0.1 \cdot (351.86 - P)Z + 5U + 0.1 \frac{dU}{dt} &= 0 \\ 0.08(YZ - XU) - 7.74 &= 0.001 \frac{dP}{dt}; \\ X(0) = 6.9708 \quad Y(0) = -20.426 \quad Z(0) = -4.6478 \quad U(0) = -0.26 \quad P(0) &= 300 \end{aligned} \quad (5.73)$$

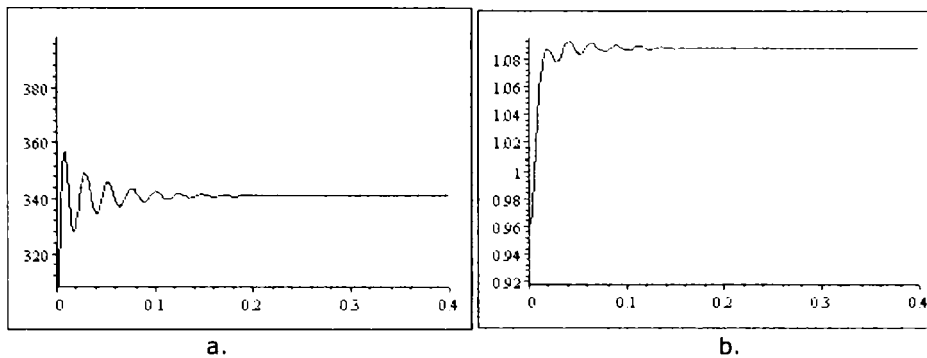


Fig.5.55 Evoluția a) vitezei unghiulare mecanice b) fluxului rotoric în timp

Din figura 5.55.a se vede că evoluția vitezei unghiulare mecanice prezintă oscilații pentru o scurtă perioadă 0.2sec, iar fluxul rotoric, figura 5.50.b, crește peste valoarea nominală.

2. Intervalul de reglare 2: 0.4-0.8[s];

$$TENS=494.2+10(310-W)=394.2+10*(310-340.97)=84.5V$$

Rezolvarea sistemului (5.72), nu are soluții reale, ceea ce impune alegerea unei alte valori pentru constanta de proporționalitate.

Cazul 2 $K=1$ $a = K(\omega_{mec}^* - \omega_{mec})$

1. Intervalul de reglare 1: 0-0.4[s]; Inițial $\omega_{mec} = W = 300$ [rad/sec]

$$TENS=394.2+1(310-W)=394.2+10=404.2[V]$$

Pulsația statorică ω se calculează din sistemul (5-72), obținându-se valoarea de ω , 318.37 [rad/sec].

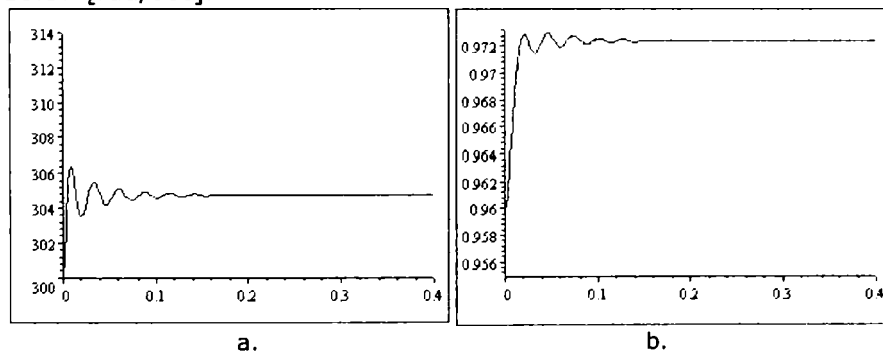


Fig.5.56 Evoluția a) vitezei mecanice unghiulare b) fluxului rotoric în timp

Se constată că pentru primul interval, viteza mecanică unghiulară oscilează și atinge valoarea staționară după 0.15s iar fluxul rotoric se stabilizează de asemenea în același timp, depășind valoarea nominală.

Valorile finale, care reprezintă condițiile inițiale pentru următorul interval de reglare, sunt: $U(0.4)=-0.25881$, $Z(0.4)=-4.5883$, $Y(0.4)=-20.696$, $X(0.4)=6.9209$, final $\omega_{mec}=304.73$ [rad/s]= $W(0.4)$.

2. Intervalul de reglare 2: 0.4-0.8[s]; inițial $\omega_{mec}=W=304.73$ [rad/s]

$$TENS=404.2+1(310-W)=404.2+1(310-304.73)=409.47[V]$$

$$\omega_r=318.37-304.73=13.64[\text{rad/s}]$$

Pulsația statorică ω se calculează din sistemul (5.72), obținându-se valoarea de $\omega = 322.93$ [rad/sec]. Utilizând această valoare a pulsației statorice și condițiile

inițiale de la momentul anterior, prin ecuațiile (5.73) se urmărește comportamentul dinamic al sistemului.

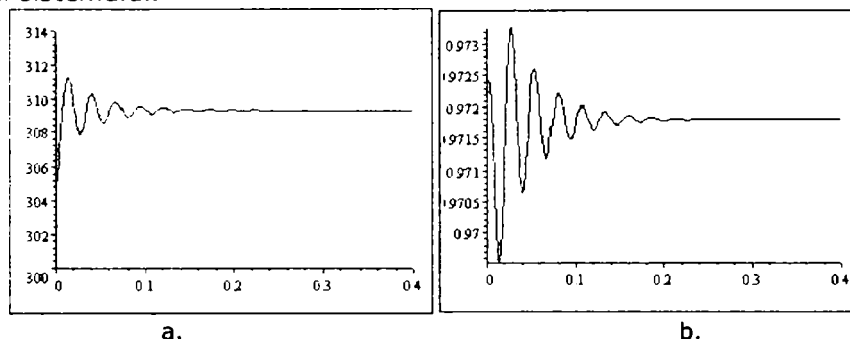


Fig.5.57 Evoluția a) vitezei mecanice unghiulare b) fluxului rotoric în timp

Din figura 5.57.a se observă că viteza mecanică unghiulară pleacă de la valoarea anterioară și se stabilizează după același interval de timp, iar fluxul rotoric, figura 5.57b, prezintă oscilații pronunțate.

Valorile finale, care reprezintă condițiile inițiale pentru următorul interval de reglare, sunt: $U(0.4)=-0.24883$, $Z(0.4)=-4.5917$, $Y(0.4)=-20.698$, $X(0.4)=6.8781$, final $\omega_{mec}=309.27[\text{rad/s}]=W(0.4)$.

3. Intervalul de reglare 3: 0.8-1.28[s]; inițial $\omega_{mec}=W=309.27[\text{rad/s}]$

$TENS=409.47+1(310-W)=409.47+1(310-309.27)=410[\text{V}]$

Pulsăția statorică ω se calculează din sistemul (5.72), obținându-se valoarea de $\omega = 325.44 [\text{rad/sec}]$. Utilizând această valoare a pulsației statorice și condițiile inițiale de la momentul anterior, prin ecuațiile (5.73) se urmărește comportamentul dinamic al sistemului.

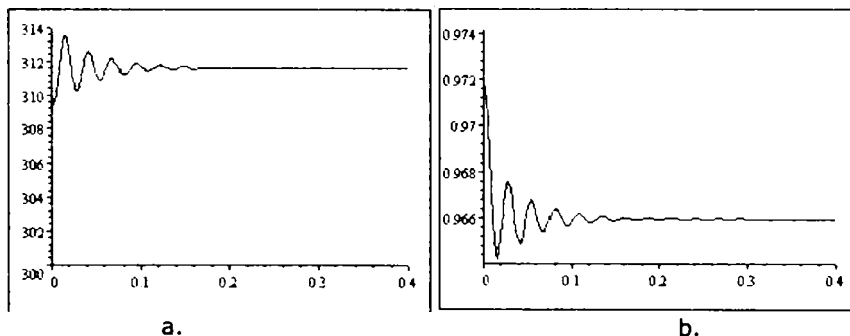


Fig.5.58 Evoluția a) vitezei mecanice unghiulare b) fluxului rotoric în timp

Evoluția vitezei unghiulare mecanice și a fluxului continuă de la intervalul precedent cu același tip de oscilații.

Valorile finale, care reprezintă condițiile inițiale pentru următorul interval de reglare, sunt: $U(0.4)=-0.239751$, $Z(0.4)=-4.6199$, $Y(0.4)=-20.586$, $X(0.4)=6.8587$.

4. Intervalul de reglare 4: 1.2-1.6[s]; inițial $\omega_{mec}=W=311.61[\text{rad/s}]$

$TENS=410.2+1(310-W)=410.2+1(310-311.61)=408.59[\text{V}]$

Pulsăția statorică ω se calculează din sistemul (5.72), obținându-se valoarea de $\omega = 325.85 [\text{rad/sec}]$. Utilizând această valoare a pulsației statorice și condițiile inițiale de la momentul anterior, prin ecuațiile (5.73) se urmărește comportamentul dinamic al sistemului.

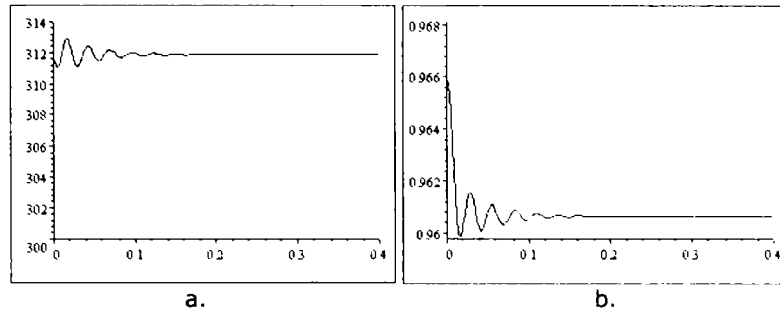


Fig.5.59 Evoluția a) vitezei mecanice unghiulare b) fluxului rotoric în timp

Procesul continuă așa cum se observă în figura 5.59.

Valorile finale, care reprezintă condițiile inițiale pentru următorul interval de reglare, sunt: $U(0.4)=-0.2352$, $Z(0.4)=-4.6458$, $Y(0.4)=-20.478$, $X(0.4)=6.8589$.

5. Intervalul de reglare 5: 1.6-2.0[s]; inițial $\omega_{mec}=W=311.87$ [rad/s]

$TENS=408.59+1(310-W)=408.59+1(310-311.87)=406.72$ [V]

Pulsația statorică ω se calculează din sistemul (5.72), obținându-se valoarea de $\omega = 325.14$ [rad/sec]. Utilizând această valoare a pulsației statorice și condițiile inițiale de la momentul anterior, prin ecuațiile (5.73) se urmărește comportamentul dinamic al sistemului.

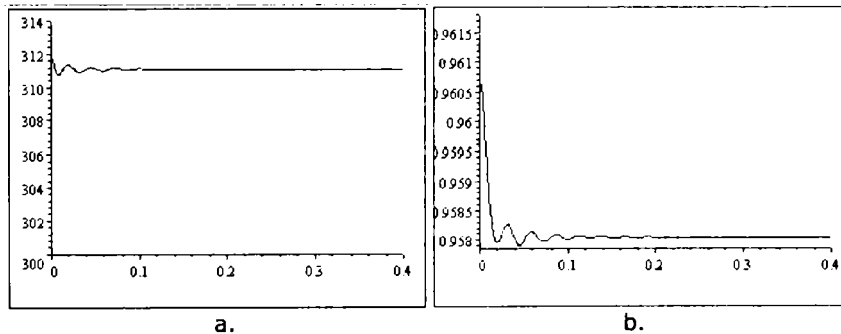


Fig.5.60 Evoluția a) vitezei mecanice unghiulare b) fluxului rotoric în timp

Continuarea procesului se face cu oscilații mai mici, valorile vitezei mecanice unghiulare și a fluxului, scăzând spre valoarea prescrisă a turației.

Valorile finale, care reprezintă condițiile inițiale pentru următorul interval de reglare, sunt: $U(0.4)=-0.23482$, $Z(0.4)=-4.6585$, $Y(0.4)=-20.422$, $X(0.4)=6.8673$, final $\omega_{mec}=311.09$ [rad/s]= $W(0.4)$.

6. Intervalul de reglare 6: 2.0-2.4[s]; inițial $\omega_{mec}=W=311.09$ [rad/s]

$TENS=408.59+1(310-W)=408.59+1(310-311.87)=406.72$ [V]

Pulsația statorică ω se calculează din sistemul (5.72), obținându-se valoarea de $\omega = 325.14$ [rad/sec]. Utilizând această valoare a pulsației statorice și condițiile inițiale de la momentul anterior, prin ecuațiile (5.73) se urmărește comportamentul dinamic al sistemului.

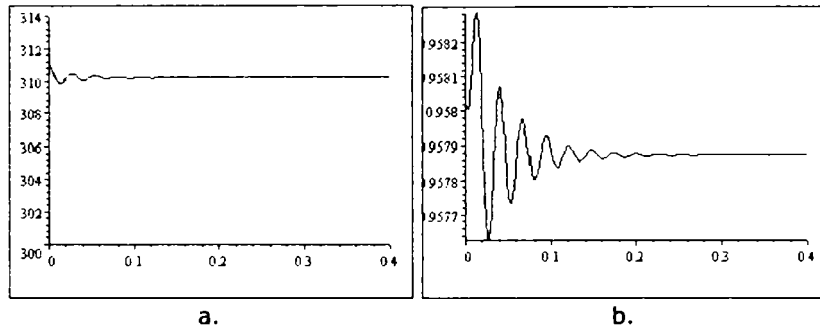


Fig.5.61 Evoluția a) vitezei mecanice unghiulare b) fluxului rotoric în timp

Procesul de stabilizare continuă prin reducerea oscilațiilor, figura 5.61.a,b.

Valorile finale, care reprezintă condițiile inițiale pentru următorul interval de reglare, sunt: $U(0.4)=-0.23649$, $Z(0.4)=-4.6592$, $Y(0.4)=-20.416$, $X(0.4)=6.8753$, final $\omega_{mec}=310.22[\text{rad/s}]=W(0.4)$.

7. Intervalul de reglare 7: 2.4-2.8[s]; inițial $\omega_{mec}=W=310.22[\text{rad/s}]$

$TENS=405.63+1(310-W)=405.63+1(310-310.22)=405.41[\text{V}]$

Pulsăția statorică ω se calculează din sistemul (5.72), obținându-se valoarea de $\omega = 323.78 [\text{rad/sec}]$. Utilizând această valoare a pulsației statorice și condițiile inițiale de la momentul anterior, prin sistemul (5.73) se urmărește comportamentul dinamic al sistemului.

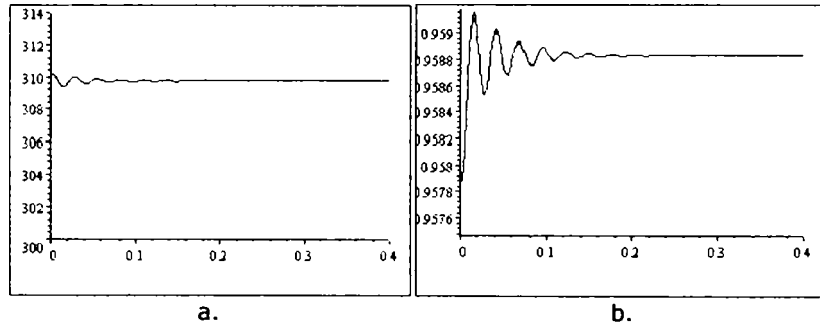


Fig.5.62 Evoluția a) vitezei unghiulare mecanice b) fluxului rotoric în timp

Valorile finale, atinse la finalizarea procesului tranzitoriu, sunt: $U(0.4)=-0.23822$, $Z(0.4)=-4.6545$, $Y(0.4)=-20.434$, $X(0.4)=6.8792$, final $\omega_{mec}=309.75[\text{rad/s}]=W(0.4)$.

Pentru o eroare admisă $\Delta\omega_{mec}=0.3[\text{rad/s}]$ procesul se consideră încheiat deoarece $\omega_{mec}^* - \omega_{mec} = 310 - 309.75 < 0.3$.

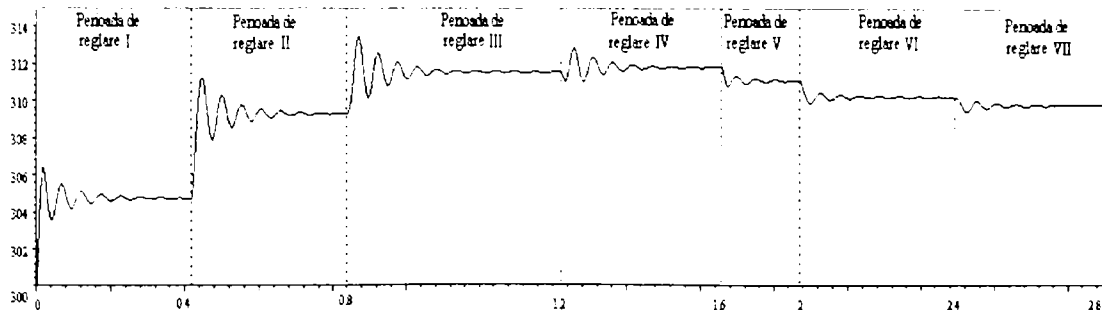


Fig.5.63 Evoluția generală a vitezei mecanice unghiulare pe perioade de reglare

Perioada de reglare presupune 7 intervale de reglare, deci un timp de 2.8[s]. Suprareglajul care apare este de 1.3%.

Un al treilea caz studiat, este cel pentru care valoarea constantei de proporționalitate i-a valoarea $K=0.5$. În urma parcurgerii analizei intervalelor de reglare, așa cum s-a arătat pentru cazurile $K=10$ și $K=1$, se obține evoluția generală a pulsației, în 5 intervale de reglare, deci un timp de 2s. Pentru o eroare admisă $\Delta\omega_{mec}=0.3[\text{rad/s}]$ procesul se consideră încheiat deoarece $\omega_{mec}^* - \omega_{mec} = |310 - 310.08| < 0.3$, figura 5.64, supra-reglajul înregistrat fiind de 0.3%.

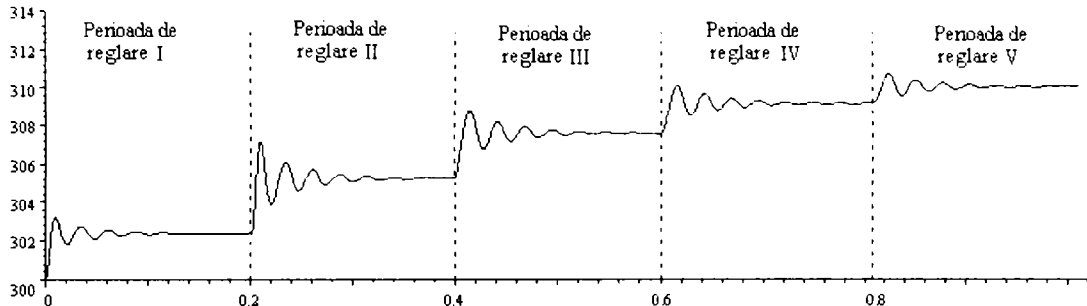


Fig.5.64 Evoluția generală a vitezei unghiulare mecanice pe perioade de reglare

5.4.1.2 Structură de conducere cu regulator PI

Valoarea mărimii de comandă α de la ieșirea regulatorului PI, este:

$$\alpha = K_1(\omega_{mec}^* - \omega_{mec}) + K_2 \int (\omega_{mec}^* - \omega_{mec}) dt$$

Comportamentul dinamic al sistemului, va fi analizat pentru diferite valori ale constantei de proporționalitate și integrare, cât și pentru valori diferite ale momentului de inerție J .

Cazul 1 $J=0.001\text{kgm}^2$ $K_1=1.8$, $K_2=0.9$

Sistemul de ecuații pentru analiza controlului turației mașinii asincrone cu ajutorul unui regulator PI, este:

$$\begin{aligned} 5X + 0.1 \frac{dX}{dt} - 0.1 \cdot \omega Y + 0.08 \frac{dZ}{dt} - 0.08 \cdot \omega 351.86U &= (1.1\omega + 24.788W) \\ 0.1 \cdot \omega X + 5Y + 0.1 \frac{dY}{dt} + 0.08 \cdot \omega Z + 0.08 \frac{dU}{dt} &= 0 \\ 0.08 \frac{dX}{dt} - 0.08\omega Y + 5Z + 0.1 \frac{dZ}{dt} - 0.1\omega U &= 0 \\ 0.08 \cdot \omega X + 0.08 \frac{dY}{dt} + 0.1 \cdot \omega Z + 5U + 0.1 \frac{dU}{dt} &= 0 \\ 0.08(YZ - XU) - 7.74 &= 0.001 \left(\frac{d\omega}{dt} - \frac{dW}{dt} \right) \\ 1.1 \frac{d\omega}{dt} + 3.5521 \frac{dW}{dt} &= -1.8 \left(\frac{d\omega}{dt} - \frac{dW}{dt} \right) + 279 - 0.9(\omega - W) \\ X(0) = 6.9708 \quad Y(0) = -20.426 \quad Z(0) = -4.6478 \quad U(0) = -0.26 \quad W(0) = 14; \omega(0) = 314 \end{aligned} \quad (5.74)$$

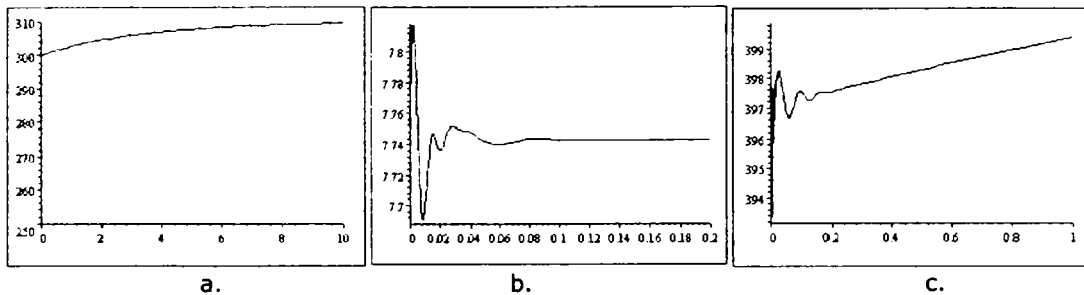
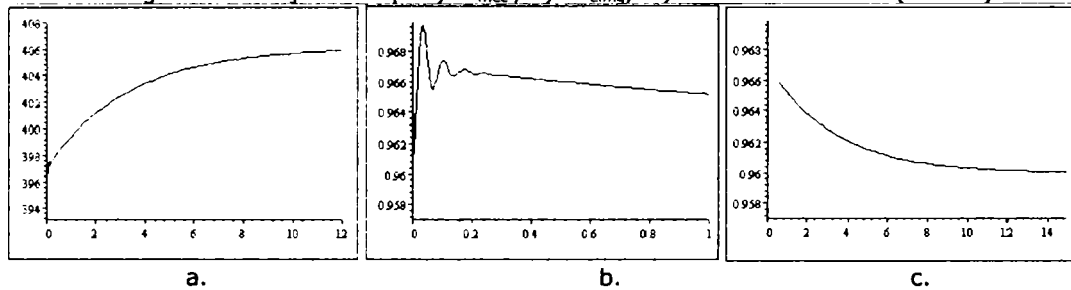
Fig.5.65 Evoluția în timp a) ω_{mec} , b) M_{elm} , c.) tensiunii statorice (detaliu)

Fig.5.66 Evoluția în timp a) tensiunii statorice b) fluxului rotoric (detaliu) c) fluxului rotoric

Din figurile 5.65, 5.66 se observă oscilații ale cuplului electromagnetic, ale fluxului rotoric și ale tensiunii statorice pe o perioadă scurtă de timp, la începutul procesului tranzitoriu, iar stabilizarea turației la valoarea prescrisă este mare, 10s. **Cazul 2** $J=0.00001\text{kgm}^2$ $K_1=1.8, K_2=0.9$

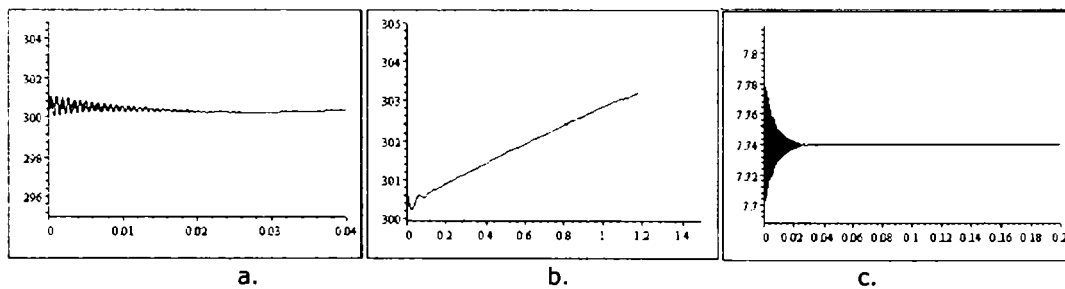
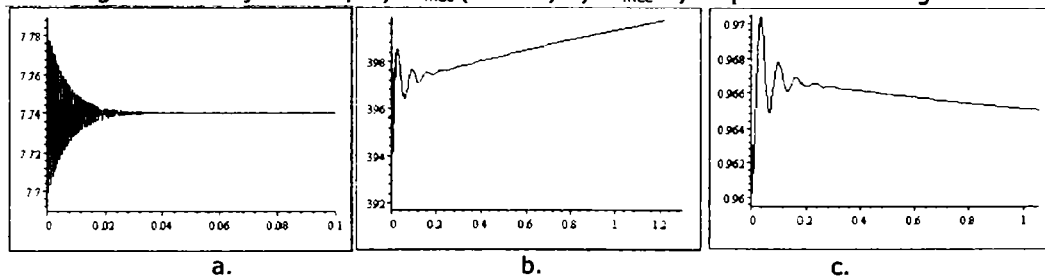
Fig.5.67 Evoluția în timp a) ω_{mec} (detaliu) b) ω_{mec} c) cuplului electromagnetic

Fig.5.68 Evoluția în timp a) cuplului electromagnetic (detaliu) b) tensiunea statorică c) flux rotoric

La un moment de inerție de 100 ori mai mic, din figurile 6.67, 5.68 se observă oscilațiile cuplului electromagnetic, turației mecanice, tensiunii statorice și fluxului rotoric care au crescut ca frecvență față de cazul precedent.

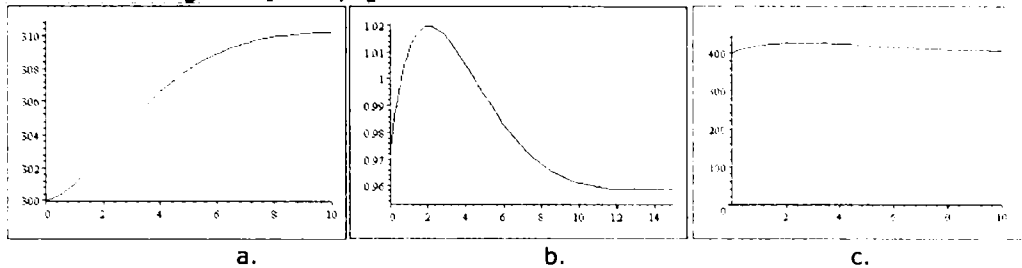
Cazul 3 $J=1\text{kgm}^2$ $K_1=1.8, K_2=0.9$ 

Fig.5.69 Evoluția în timp a) vitezei unghiulare mecanice b) fluxului rotoric c) tensiunii statorice

În figura 5.69, se remarcă dispariția oscilațiilor la momente de inerție mari, pentru viteza unghiulară, fluxul rotoric și tensiunea statorică.

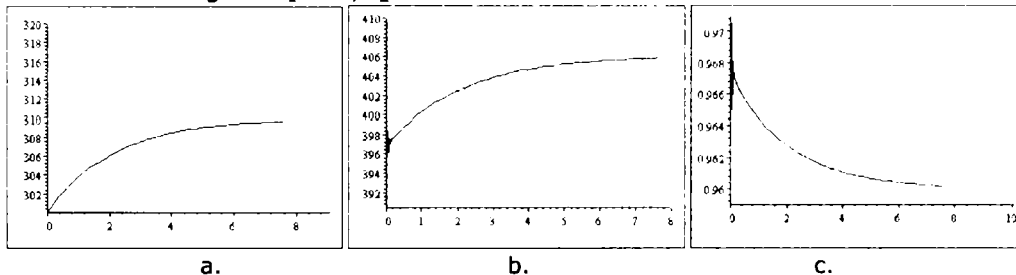
Cazul 4 $J=0.001\text{kgm}^2$ $K_1=18, K_2=9$ 

Fig.5.70 Evoluția în timp a) vitezei unghiulare mecanice b) tensiunii statorice c) fluxului rotoric

La valori ale constantelor regulatorului cu un ordin de mărime mai mari, durata procesului tranzitoriu nu se modifică sensibil.

5.4.1.3 Concluzii

Referitor la regulatorul de tip **P (proporțional)** de ecuație $\alpha=k\Delta\omega_{\text{mec}}$ se desprind următoarele:

1) Constanta de proporționalitate k a regulatorului **P** influențează semnificativ stabilitatea sistemului. La $k=10$ și la momentul de inerție $J=0.001[\text{kgm}^2]$, sistemul este instabil.

2) La $k=0.1$ și la același $J=0.001[\text{kgm}^2]$, sistemul este stabil și durata procesului tranzitoriu este de aproximativ 2.8[s].

3) La $k=0.5$ durata procesului tranzitoriu (la același J) este de aproximativ 2[s].

4) Pentru atingerea turației prescrise sunt două posibilități:

a) sistemul de reglare furnizează periodic valorile de tensiune și frecvență și k rămâne fix;

b) se modifică k o dată cu valorile turației și cuplului rezistent.

Referitor la regulatorul de tip **PI (proporțional integrator)** de ecuație: $\alpha=k_1\Delta\omega_{\text{mec}}+k_2\int\Delta\omega_{\text{mec}}dt$ se desprind următoarele:

La constantele regulatorului de valori: $k_1=1.8, k_2=0.9$ se analizează durata regimului tranzitoriu pentru 3 valori ale momentului de inerție $J=0.00001; 0.001; 1[\text{kgm}^2]$

1) La $J=0.00001[\text{kgm}^2]$ durata procesului tranzitoriu este mai mare de 1.2[s] și programul de calcul se oprește deoarece rezolvarea numerică a sistemului

de ecuații diferențiale neliniare în programul MAPLE depășește pragul erorilor admisibile.

2) La $J=0.001[\text{kgm}^2]$ durata procesului tranzitoriu este de aproximativ 10[s].

3) La $J=1[\text{kgm}^2]$ durata procesului tranzitoriu depășește 10[s].

La alte valori pentru constantele regulatorului: $K_1=18$, $K_2=9$ și la $J=0.001[\text{kgm}^2]$ procesul tranzitoriu durează peste 8[s] și din același motiv ca și în cazul anterior, programul de calcul se oprește.

Din observațiile de mai sus referitoare la implementarea celor două tipuri de regulatoare, P și PI, reiese că durata procesului tranzitoriu este de câteva ori mai mare în cazul regulatorului PI pentru același moment de inerție, $J = 0.001[\text{kgm}^2]$, și prin urmare se alege un regulator de tip P, pentru cazurile care implică o mai mare rapiditate.

5.4.2 Reglarea prin frecvență, tensiunea urmărind variația frecvenței

Din ecuațiile generale ale mașinii asincrone se obține structura de conducere prin frecvență în care tensiunea urmărește variația frecvenței, figura 5.71, 5.72.

Ca urmare a erorii vitezei unghiulare mecanice: $\Delta\omega_{mec} = \omega_{mec}^* - \omega_{mec}$, se modifică frecvența statorică cu ajutorul invertorului de putere, motorul asincron fiind alimentat prin invertorul interpus între rețeaua de alimentare și el. La creșterea turației, frecvența se mărește până ce eroarea de viteză unghiulară ajunge sub pragul impus.

Tensiunea statorică urmărește variația frecvenței statorice, astfel încât valoarea fluxului rotoric să se mențină în jurul valorii nominale.

La reglarea turației prin frecvență la ieșirea regulatorului PI (sau P) se obține saltul de frecvență (sau de pulsație $\Delta\omega$) necesar pentru a ridica turația la valoarea prescrisă ($\omega_{mec}^* = 2\pi n^*$).

Cunoscând pulsația statorică ($\omega + \Delta\omega$), cea rotorică ω_r și fluxul Ψ_r , se poate obține tensiunea statorică U:

$$U = \frac{\Psi_r N}{L_U} \sqrt{R_1^2 + ((\omega + \Delta\omega)L_1)^2 + \left(\frac{\omega_r L_2}{R_2}\right)^2 (\omega + \Delta\omega) R_1 (1 - \sigma) L_1 + \left(\frac{\omega_r L_2}{R_2}\right)^2 \left[R_1^2 + ((\omega + \Delta\omega)\sigma L_1)^2 \right]} \quad (5.75)$$

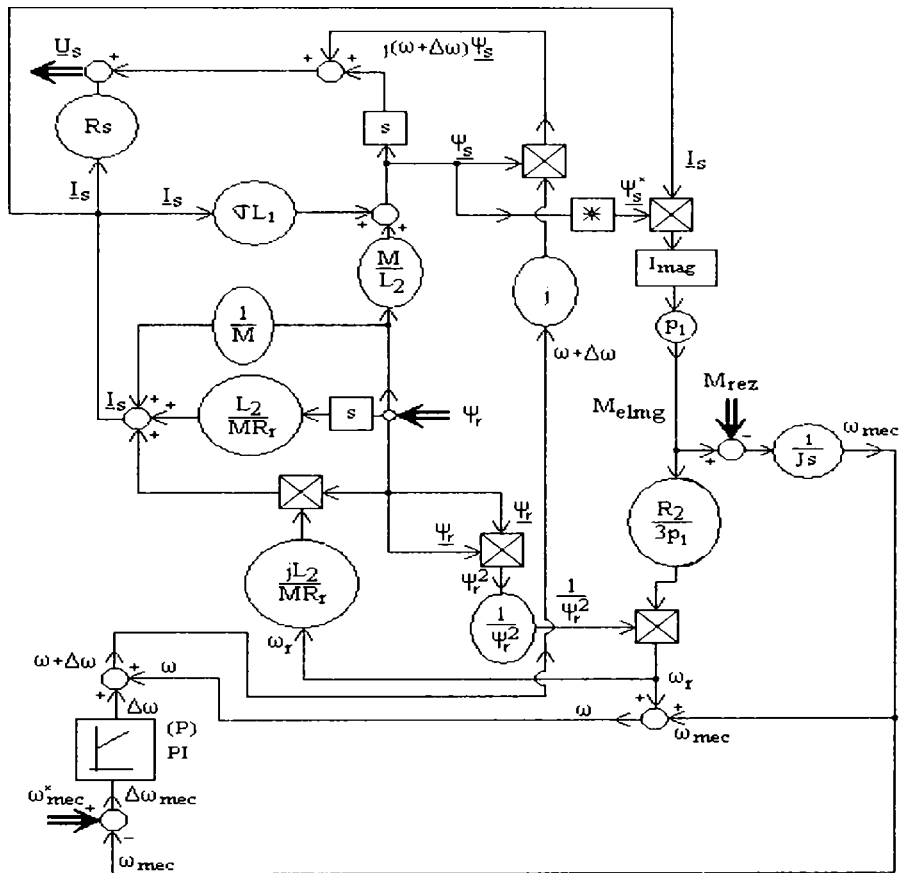


Fig.5.71 Structură de conducere prin frecvență și tensiunea urmărește variația frecvenței

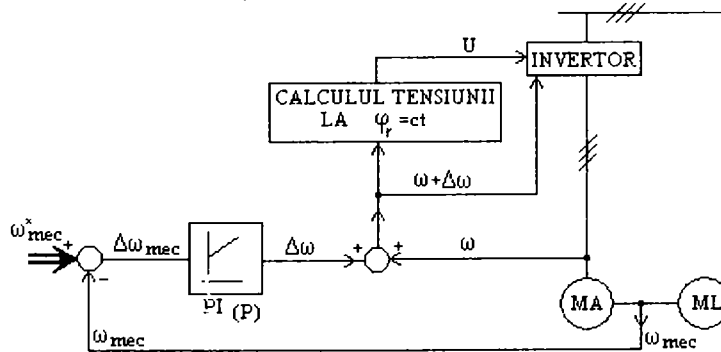


Fig.5.72 Schema structurală a conducerii prin frecvență

Fluxul rotoric Ψ_r se impune ca și valoare și rezultă astfel curentul statoric I_s , fluxul statoric Ψ_s .

Elementul perturbator M_{rez} - cuplul rezistent - determină, pe baza ecuației mișcării, viteza unghiulară ω_{mec} :

$$M_{ekmg} - M_{rez} = J \frac{d\omega_{mec}}{dt} \tag{5.76}$$

sau trecând în operațional:

$$M_{ekmg} - M_{rez} = sJ\omega_{mec} \text{ sau } \omega_{mec} = \frac{M_{ekmg} - M_{rez}}{sJ} \tag{5.77}$$

5.4.2.1 Structură de conducere cu regulator P

Analiza dinamică a sistemului, se va realiza pentru cazul $K=0.5$. Ecuația regulatorului: $\Delta\omega = K(\omega_{mec}^* - \omega_{mec})$.

1. **Intervalul de reglare 1:** 0-0.4[s]; inițial $\omega_{mec} = m = 300$ [rad/s]

$$\omega = 314 + 0.5(310 - m) = 314 + 5 = 319$$
[rad/s]

Tensiunea statorică se calculează cu ajutorul relației (2.14):

$$U = 12 \sqrt{25 + (0.1\omega)^2 + (0.02\omega_r)\omega 0.64 + (0.02\omega_r)^2 [25 + (0.036\omega)^2]}$$

sau din sistemul (5.78), obținându-se pentru tensiune valoarea $U = 405.67$ [V]

$$\omega = \omega_r + \omega_{mec}$$

$$\omega_{mec} = 300$$

$$\omega = 319$$

(5.78)

$$U = 12 \sqrt{25 + (0.1\omega)^2 + (0.02\omega_r)\omega 0.64 + (0.02\omega_r)^2 [25 + (0.036\omega)^2]}$$

Cu valorile astfel determinate pentru tensiune și pulsația statorică, se va analiza comportamentul sistemului, (5.73), unde cu notația $\omega_{mec} = m$, devine (5.79).

$$5X + 0.1 \frac{dX}{dt} - 0.1 \cdot 319Y + 0.08 \frac{dZ}{dt} - 0.08 \cdot 319U = 405.67\sqrt{3}$$

$$0.1 \cdot 319X + 5Y + 0.1 \frac{dY}{dt} + 0.08 \cdot 319Z + 0.08 \frac{dU}{dt} = 0$$

$$0.08 \frac{dX}{dt} - 0.08(319 - m)Y + 5Z + 0.1 \frac{dZ}{dt} - 0.1(319 - m)U = 0$$

(5.79)

$$0.08 \cdot (319 - m)X + 0.08 \frac{dY}{dt} + 0.1 \cdot (319 - m)Z + 5U + 0.1 \frac{dU}{dt} = 0$$

$$0.08(YZ - XU) - 7.74 = 0.001 \frac{dm}{dt}$$

$$X(0) = 6.9708 \quad Y(0) = -20.426 \quad Z(0) = -4.6478 \quad U(0) = -0.26 \quad m(0) = 300$$

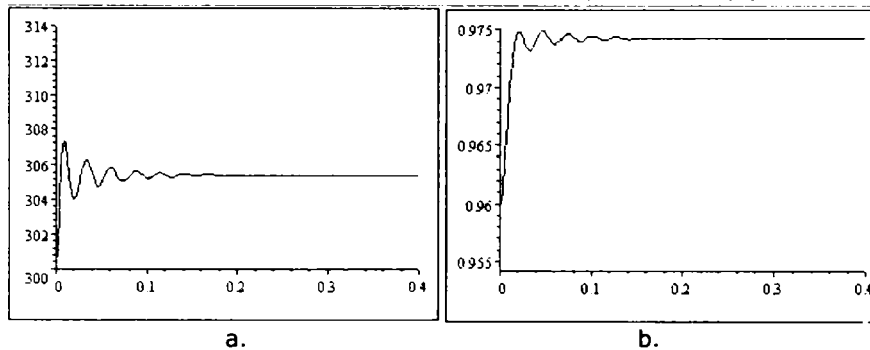


Fig.5.73 Evoluția a) vitezei unghiulare mecanice b) fluxului rotoric în timp

Apare un suprareglaj de: $307.4 - 305.4 = 2$ (rad/s) și oscilații în prima parte a intervalului.

Valorile finale, care reprezintă condițiile inițiale pentru următorul interval de reglare, sunt: $U(0.4) = -0.25864$, $Z(0.4) = -4.5796$, $Y(0.4) = -20.736$, $X(0.4) = 6.9138$, final $\omega_{mec} = m(0.4) = 305.41$ [rad/s].

2. **Intervalul de reglare 2:** 0.4-0.8[s]; inițial $\omega_{mec} = m = 305.41$ [rad/s]

$$\omega = 319 + 0.5(310 - m) = 314 + 0.5(310 - 305.41) = 321.3$$
[rad/s]

Tensiunea statorică U se calculează cu relația (2.14) sau din sistemul (5.78), obținându-se valoarea de $U = 404.94$ [V]. Utilizând această valoare a tensiunii statorice și condițiile inițiale de la momentul anterior, prin sistemul (5.79) se urmărește comportamentul dinamic al mașinii.

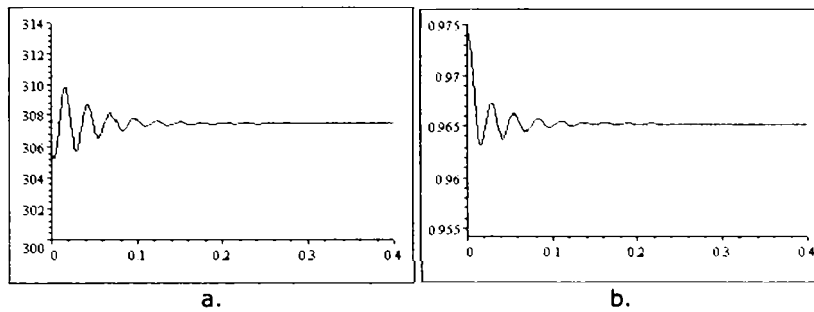


Fig.5.74 Evoluția a) vitezei unghiulare mecanice b) fluxului rotoric în timp
Suprareglajul se menține tot în zona a 2 (rad/s), figura 5.74.a.

Valorile finale, care reprezintă condițiile inițiale pentru următorul interval de reglare, sunt: $U(0.4)=-0.24785$, $Z(0.4)=-4.6231$, $Y(0.4)=-20.558$, $X(0.4)=6.8976$, final $\omega_{mec}=m(0.4)=\mathbf{307.45[\text{rad/s}]}$.

2. **Intervalul de reglare 3:** 0.8-1.2[s]; inițial $\omega_{mec}=m=307.45[\text{rad/s}]$
 $\omega=321.3+0.5(310-m)=314+0.5(310-307.45)=323.6[\text{rad/s}]$

Tensiunea statorică U se calculează cu relația (2.14) sau din sistemul (5.78), obținându-se valoarea de $U = 407.97$ [V]. Utilizând această valoare a tensiunii statorice și condițiile inițiale de la momentul anterior, prin sistemul (5.79) se urmărește comportamentul dinamic al mașinii.

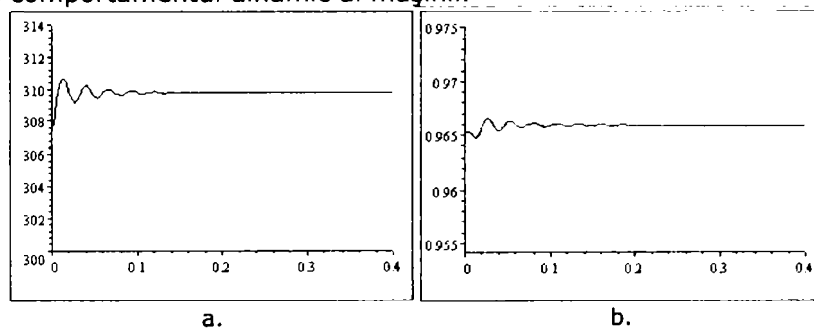


Fig.5.75 Evoluția a) vitezei unghiulare mecanice b) fluxului rotoric în timp
Suprareglajul coboară la valoarea de 1 (rad/s), figura 5.75.a.

Valorile finale, atinse pentru valoarea abaterii de sub $\Delta\omega_{mec}=0.3[\text{rad/s}]$, sunt: $U=-0.24351$, $Z(0.4)=-4.6200$, $Y(0.4)=-20.579$, $X(0.4)=6.8757$, final $\omega_{mec}=m(0.4)=\mathbf{309.77[\text{rad/s}]}$.

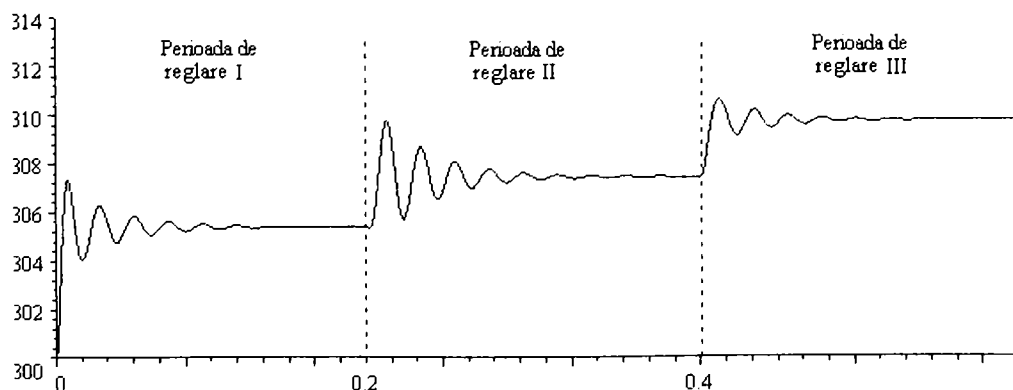


Fig.5.76 Evoluția generală a vitezei unghiulare mecanice pe perioade de reglare

Figura 5.76 prezintă cele trei perioade de reglare din figurile precedente, până la atingerea condiției ca eroarea admisă $\Delta\omega_{mec}=0.3[\text{rad/s}]$, procesul se consideră încheiat deoarece $\omega^*-\omega_{mec}=310-309.77<0.3$. Perioada de reglare presupune 3 intervale de reglare, deci un timp de 1.2[s]. Suprareglajul care apare este de 0.3%.

5.4.2.2 Structură de conducere cu regulator PI

Analiza pentru varianta cu regulator PI se face în aceleași condiții inițiale și finale ca și pentru cazul precedent, cu regulatorul P, ecuația regulatorului fiind:

$$\Delta\omega = k_1 E_r + k_2 \int E_r dt \quad (5.80)$$

unde $E_r = \omega_{mec}^* - \omega_{mec}$. Prin derivare se obține:

$$\frac{d\Delta\omega}{dt} = k_1 \frac{\omega_{mec}}{dt} + k_2 (\omega_{mec}^* - \omega_{mec}) \text{ sau } \frac{d\Delta\omega}{dt} = -k_1 \frac{\omega_{mec}}{dt} + k_2 (310 - \omega_{mec}) \quad (5.81)$$

În continuare se analizează evoluția sistemului pentru diferite valori ale constantelor K_1 și K_2 . Pentru **cazul 1** $K_1 = 0.1$ și $K_2 = 0.2$, notând $a = \Delta\omega$ și $m = \omega_{mec}$, ecuația regulatorului (5.81) devine:

$$\frac{da}{dt} = -0.1 \frac{m}{dt} + 0.2(310 - m)$$

Expresia sistemului în care frecvența este controlată cu ajutorul regulatorului PI, iar tensiunea calculată apoi în baza valorii pulsației statorice, este:

$$\begin{aligned} 5X + 0.1 \frac{dX}{dt} - 0.1 \cdot (314 + a)Y + 0.08 \frac{dZ}{dt} - 0.08 \cdot (314 + a)U &= (1.1(314 + a) + 24.788 \cdot 14) \\ 0.1 \cdot (314 + a)X + 5Y + 0.1 \frac{dY}{dt} + 0.08 \cdot (314 + a)Z + 0.08 \frac{dU}{dt} &= 0 \\ 0.08 \frac{dX}{dt} - 0.08(314 + a)Y + 5Z + 0.1 \frac{dZ}{dt} - 0.1(314 + a)U &= 0 \\ 0.08 \cdot (314 + a)X + 0.08 \frac{dY}{dt} + 0.1 \cdot (314 + a)Z + 5U + 0.1 \frac{dU}{dt} &= 0 \\ 0.08(YZ - XU) - 7.74 &= 0.001 \frac{dm}{dt} \end{aligned} \quad (5.82)$$

$$\frac{da}{dt} = -0.1 \frac{m}{dt} + 0.2(310 - m); a(0) = 1$$

$$X(0) = 6.9708 \quad Y(0) = -20.426 \quad Z(0) = -4.6478 \quad U(0) = -0.26 \quad m(0) = 300$$

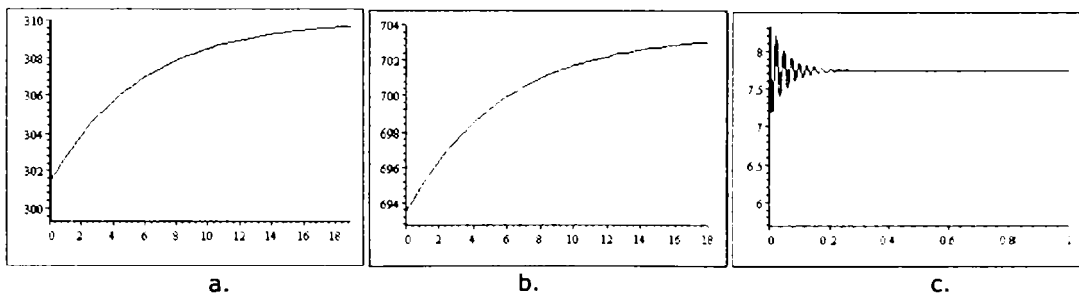


Fig.5.77 Evoluția în timp a) vitezei unghiulare mecanice b) tensiunii c) cuplului electromagnetic

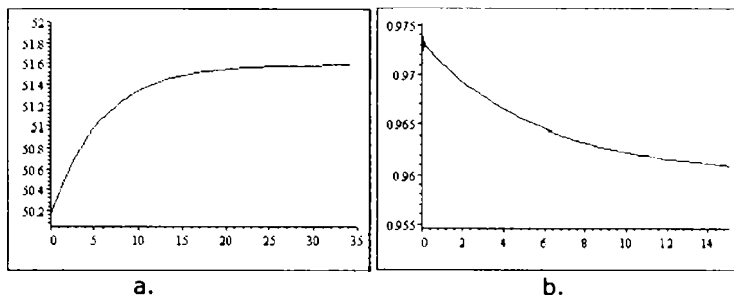


Fig.5.78 Evoluția în timp a) frecvenței b) fluxului rotoric

Din figura 5.77, 5.78 se remarcă pulsații ale cuplului electromagnetic și foarte atenuate pentru viteza unghiulară mecanică, tensiune, frecvență și flux rotoric.

Cazul 2 $K_1 = 0.1$ și $K_2 = 2$

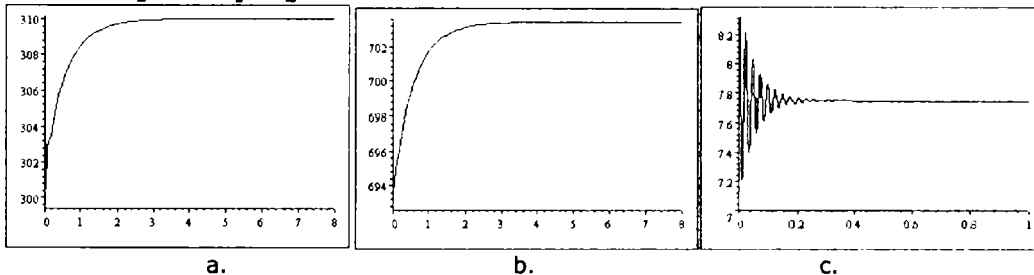


Fig.5.79 Evoluția în timp a) vitezei unghiulare mecanice b) tensiunii c) cuplului electromagnetic

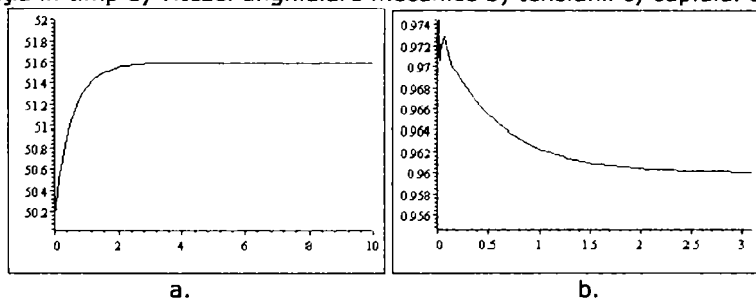


Fig.5.80 Evoluția în timp a) frecvenței b) fluxului rotoric

Se constată că pentru cel de-al doilea caz, parametrii se stabilizează de 10 ori mai repede față de primul, în timp ce oscilațiile cuplului electromagnetic, figura 5.79c, se mențin în aceleași limite.

Cazul 3 $K_1 = 0.1$ și $K_2 = 20$

Constanta K_2 fiind de 10 ori mai mare și intervalul de reglare este de 10 ori mai mic, așa cum se observă din figura 5.82a.

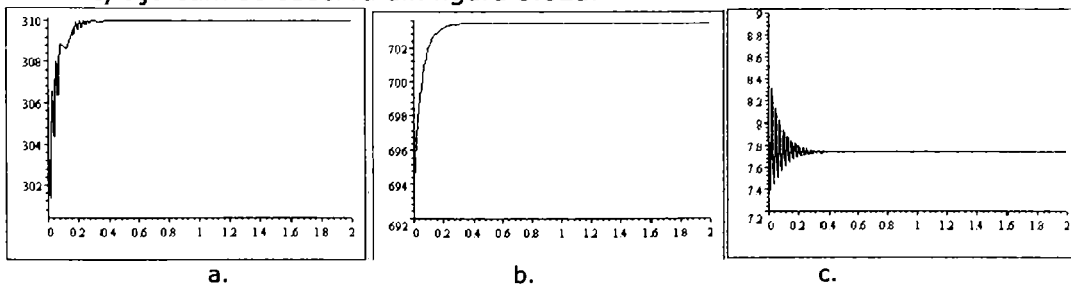


Fig.5.81 Evoluția în timp a) vitezei unghiulare mecanice b) tensiunii c) cuplului electromagnetic

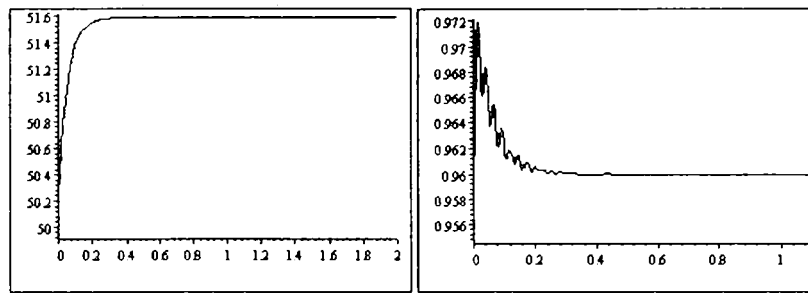


Fig.5.82 Evoluția în timp a. frecvenței b. fluxului rotoric

Din figura 5.81, 5.82 se observă o diminuare pronunțată a timpului de răspuns pentru atingerea vitezei unghiulare mecanice prescrise și o menținere în aceeași plajă a oscilațiilor ale cuplului electromagnetic și a fluxului rotoric, deci valorile K_1 și K_2 NU influențează valoarea oscilațiilor în cuplu.

Cazul 4 $K_1 = 1$ și $K_2 = 0.2$

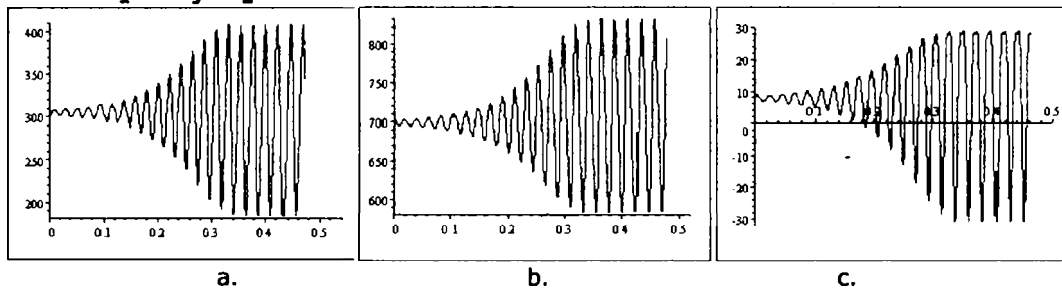


Fig.5.83 Evoluția în timp a) vitezei unghiulare mecanice b) tensiunii c) cuplului electromagnetic

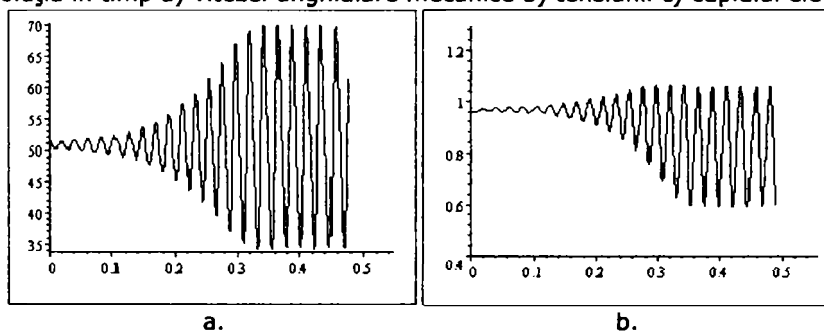


Fig.5.84 Evoluția în timp a) frecvenței b) fluxului rotoric

Din figurile 5.83, 5.84 se observă că oscilațiile cresc pronunțat pentru toate mărimile, sistemul devenind instabil.

Cazul 5 $K_1 = 10$ și $K_2 = 0.2$

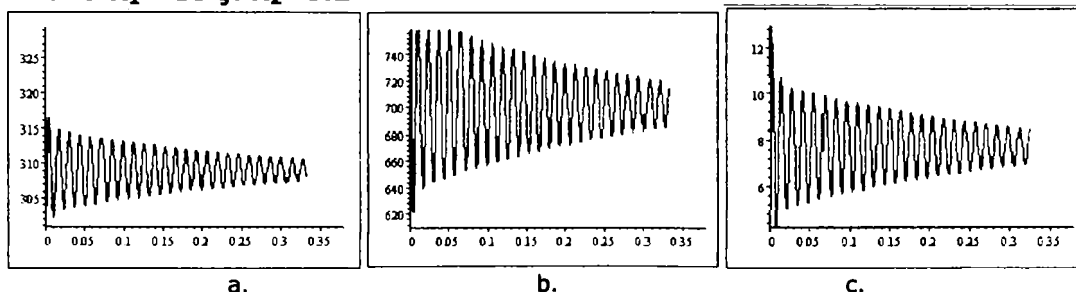


Fig.5.85 Evoluția în timp a) vitezei unghiulare mecanice b) tensiunii c) cuplului electromagnetic

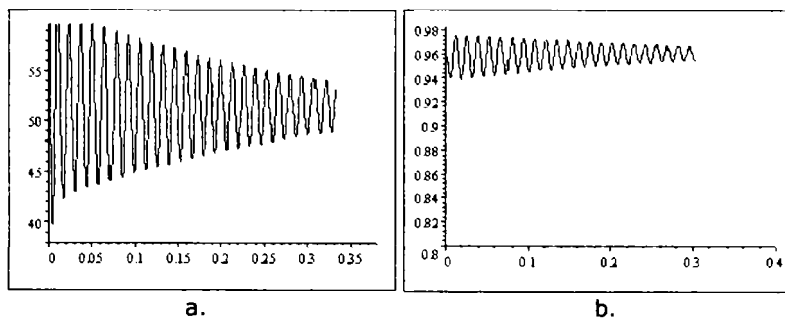


Fig. 5.86 Evoluția în timp a) frecvenței b) fluxului rotoric

Din figurile 5.85, 5.86 se remarcă oscilații pronunțate ale tuturor mărimilor cu tendință de stabilizare.

Cazul 6 $K_1=100$ și $K_2=0.2$

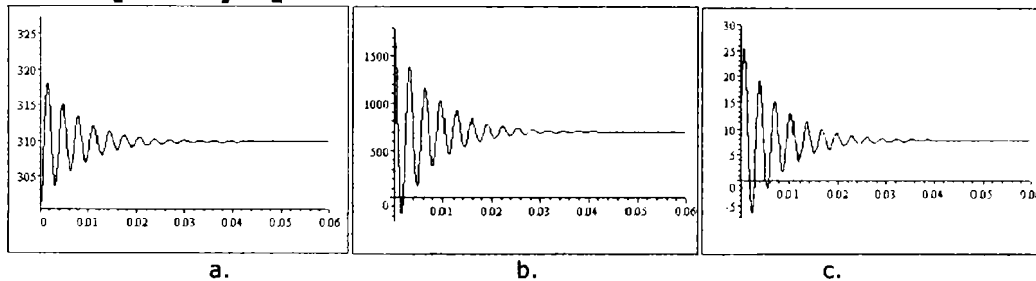


Fig.5.87 Evoluția în timp a) vitezei unghiulare mecanice b) tensiunii c) cuplului electromagnetic

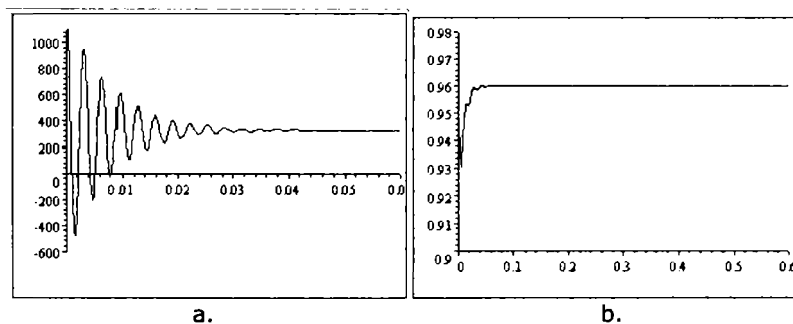


Fig.5.88 Evoluția în timp a) frecvenței b) fluxului rotoric

Mărirea lui K_1 introduce oscilații de viteză unghiulară mecanică dar și micșorarea intervalului de reglare.

În cazul 6 se remarcă oscilații ale vitezei unghiulare mecanice, cuplului electromagnetic, tensiunii și frecvenței și foarte reduse pentru fluxul rotoric.

5.4.2.3 Concluzii

Referitor la **regulatorul de tip P** (proporțional), se observă că perioada de reglare presupune 3 intervale de reglare, deci un timp de 1.2[s] la $k=0.5$, suprareglajul care apare este de 0.3% și indiferent de valorile lui k procesul este stabil.

Referitor la **regulatorul de tip PI** (proporțional integrator) la $J=0.001[\text{Kgm}^2]$ analizând durata procesului tranzitoriu pentru 6 cazuri, se observă următoarele:

1) La $k_1=0.01$; $k_2=0.02$ durata procesului tranzitoriu este mai mare de 18s;
 2) La $k_1=0.1$; $k_2=20$ durata procesului tranzitoriu este de aproximativ 3s;
 3) La $k_1=0.01$; $k_2=0.02$ apar oscilații(turație, cuplu) pe toată durata procesului tranzitoriu care este de aproximativ 0.5s; oscilațiile în cuplu pot atinge de 4 ori valoarea cuplului maxim.

4) La $k_1=1$; $k_2=0.2$ oscilațiile sunt și mai pronunțate în același interval de timp 0-0.5s;

5) La $k_1=10$; $k_2=0.2$ durata procesului tranzitoriu este de aproximativ 1s și procesul de reglare este caracterizat prin aceleași oscilații pronunțate(referitoare la turație, cuplu și tensiune)

6) La $k_1=100$; $k_2=0.2$ durata procesului de reglare este cea mai scurtă 0.05s, oscilațiile fiind prezente și în acest caz.

În concluzie, utilizarea regulatorului de tip P și PI evidențiază următoarele:

a. regulatorul proporțional (P), pentru anumite valori ale coeficientului de proporționalitate (K), destabilizează sistemul, fapt observat prin variația mărimilor fundamentale (tensiune, frecvență, cuplu);

b. regulatorul proporțional -- integral (PI) introduce oscilații pronunțate în sistem, așa cum se observă din variațiile în timp ale vitezei unghiulare mecanice ω_{mec} , tensiunii, frecvenței și cuplului,

c. valorile coeficienților de proporționalitate și cei de integrare ai reguletoarelor influențează hotărâtor viteza de răspuns, durata procesului tranzitoriu, în general, mărindu-se:

d. eliminarea reguletoarelor (P) sau (PI) și calcularea tensiunii și a frecvenței din considerente de flux rotor constant, pentru a realiza turația prescrisă, este cea mai eficace metodă prin rapiditatea și stabilitatea ce o caracterizează, dar este afectată de erorile în determinarea parametrilor, care influențează, într-o primă etapă eroarea de reglare. Prin modificări ulterioare ale tensiunii și frecvenței se pot elimina erorile în determinarea parametrilor.

e. prin folosirea reguletoarelor, procesul de reglare nu este afectat de erorile în determinarea parametrilor, așa cum s-a demonstrat anterior.

f. reglarea prin frecvență este de 50 de ori mai rapidă decât reglarea prin tensiune. Așadar, se modifică frecvența ca urmare a intervenției regulatorului de turație. Valoarea tensiunii rezultă din constanța fluxului rotor.

g. comparativ cu sistemele de reglare ce conțin reguletoare P sau PI, sistemul fără reguletoare și calculul direct al tensiunii și frecvenței la flux controlat este mai performant având în vedere:

- timpul minim de răspuns;
- stabilitatea dinamică a procesului (observată din simulările numerice);
- precizia cu care se realizează valoarea prescrisă pentru turație (precizie

impusă în faza de proiectare a sistemului când se stabilește până la ce valoare a diferenței $\Delta\omega = \omega_{mec}^* - \omega_{mec}$, algoritmul să fie operațional)

h. la mașinile asincrone performante (întrefier foarte mic) strategia reglării la flux rotor controlat nu diferă sensibil față de celelalte două metode:

- la flux statoric controlat;
- la flux util controlat;

i. la mașina asincronă cu întrefier mărit, reglarea turației la fluxul rotor controlat este cel mai des uzitată, având în vedere caracteristicile mecanice liniare ce le oferă această metodă.

Varianta reglării prin frecvență, tensiunea urmărind frecvența este superioară variantei reglării prin tensiune, frecvența urmărind tensiunea prin timpi de răspuns mai mici și variații asimptotice, fără oscilații ale turației.

Modificarea tensiunii și frecvenței, astfel încât să se realizeze valorile prescrise ale turației și fluxului rotoric, introduce, în faza de început a reglării oscilații.

Oscilațiile tensiunii statorice se transmit în cuplu și flux. Amplitudinile acestor oscilații se pot controla prin valorile constantelor regulatorului PI.

Valoarea momentului de inerție J influențează valorile amplitudinilor oscilațiilor în sensul că la momente de inerție mici ($0.0001[\text{kgm}^2]$) oscilațiile sunt mai pronunțate și dispar la valori mari ale lui J (ex: $J=1[\text{kgm}^2]$)

Oscilațiile sunt prezente mai ales la curenți, cupluri, fluxuri și mai puțin se manifestă la turațiile motorului.

5.4.3 Structuri de conducere cu două regulatoare

Schema structurală a mașinii asincrone la flux rotoric constant, figura 2.1, are ca mărimi de intrare fluxului rotoric Ψ_r , viteza unghiulară mecanică ω_{mec} , cuplul rezistent M_{rez} ; și mărimi de ieșire: tensiunea statorică U_s și frecvența statorică f ($\omega=2\pi f$).

Structura de conducere clasică [1] [12] se realizează cu regulatoarele de flux (RF) și de viteză (RV), figura 5.89.

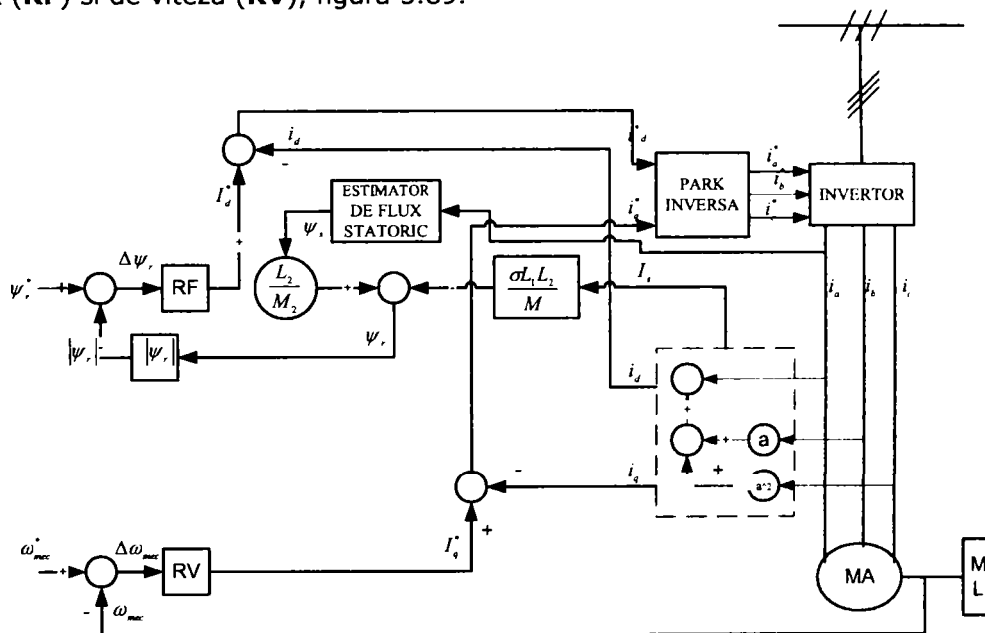


Fig.5.89 Structură de conducere a mașinii asincrone cu regulator de viteză și regulator de flux

Așa cum se observa din relația fluxului statoric:

$$\psi_s = \frac{M}{L_2} \psi_r + I_s \sigma L_1 \quad (5.83)$$

fluxul rotoric se poate calcula din fluxul statoric și curentul statoric în felul următor:

$$\psi_r = \frac{L_2}{M} \psi_s - \frac{\sigma L_1 L_2}{M} I_s \quad (5.84)$$

Ambele mărimi statorice: ψ_s și I_s se cunosc (I_s direct din măsurători, iar ψ_s indirect din tensiune prin intermediul unui estimator de flux). Estimarea fluxului statoric ψ_s se realizează prin integrarea vectorului tensiune indusa statorică care necesită doar informații de tensiune statorică.

Soluția determinării fluxului statoric este cunoscută din literatură [14].

Mărimile scalare de referință sunt:

- flux rotoric ψ_r^* (de regula - valoarea nominala a fluxului);
- turație rotorică respectiv viteza unghiulara rotorică ω_{mec}^* .

Realizarea celor două mărimi de referință se face prin folosirea a două reglatoare de tip PI [1]. Reglatoarele de tip P nu se folosesc deoarece nu ating valorile mărimilor prescrise și introduc instabilități în procesul de reglare.

La ieșirea regulatorului de viteză **RV** se obține o mărime proporțională cu cuplul electromagnetic, deci cu componenta după axa **q** a curentului statoric.

La ieșirea regulatorului de flux **RF** se obține o mărime proporțională cu componenta după axa **d** a curentului statoric.

O variantă originală, prezentată în continuare, nu mai folosește curenții statorici I_d și I_q . De la varianta clasică se preia doar estimatorul de flux statoric.

La ieșirea regulatorului de viteză **RV**, în varianta propusă, se obține o mărime proporțională cu cuplul electromagnetic, deci cu pulsația statorică ω , deoarece conform celor de mai jos, cuplul electromagnetic depinde direct de pulsația statorică ω (2.5).

La ieșirea regulatorului de flux **RF** se obține o mărime proporțională cu tensiunea statorică, deoarece între fluxul rotoric și tensiunea statorică U este relație de legătură (2.14).

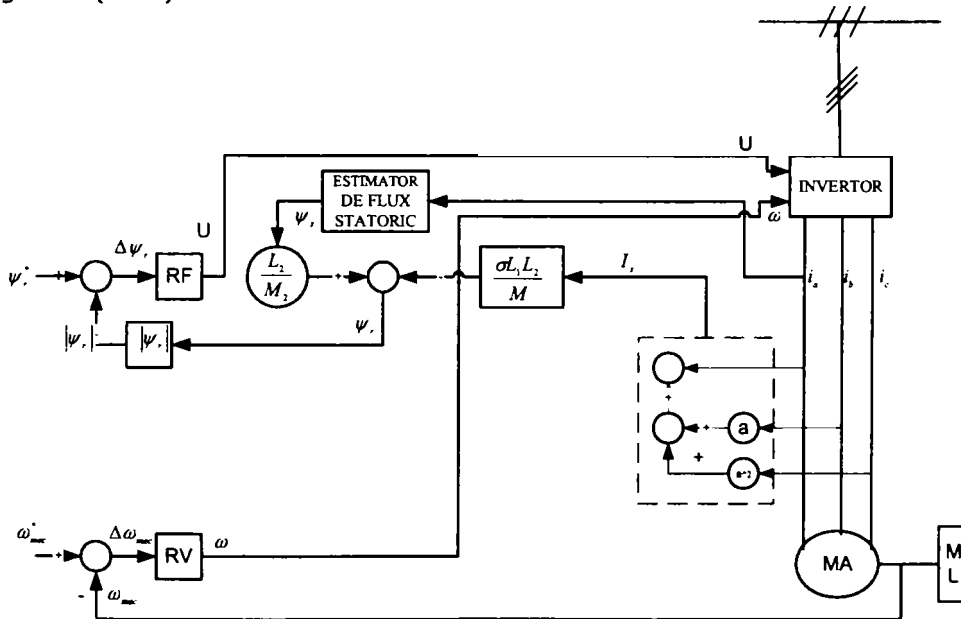


Fig.5.90 Structură propusă de conducere vectorială a mașinii asincrone

În varianta propusă, figura 5.90, se aduc următoarele simplificări: se elimină transformarea **PARK inversă**; reglatoarele de flux (**RF**) și viteză (**RV**) dau la

ieșire direct valorile tensiunii și frecvenței; *nu mai sunt necesare corecțiile*, prin buclele interne, la curenții I_d și I_q , curenți care în schema propusă nu se folosesc.

Această structură de conducere se bazează pe folosirea a două regulatoare: regulatorul de flux, pentru determinarea fluxului statoric și regulatorul de viteză pentru determinarea frecvenței statorice.

5.4.3.1 Simularea funcționării motorului asincron la flux rotoric controlat

Ecuția regulatorului de flux, este formată din mărimile: U - tensiunea statorică, ψ_r^* - fluxul rotoric de referință, ψ_r - fluxul rotoric momentan, $\Delta\psi_r = \psi_r^* - \psi_r$, K_{11} - constanta de proporționalitate și K_{21} - constanta de integrare.

$$U = k_{11}\Delta\psi_r + k_{21} \int \Delta\psi_r dt$$

Derivând expresia fluxului rotoric se obține ecuația regulatorului de flux, unde V este tensiunea statorică:

$$\begin{aligned} \sqrt{3}\sqrt{(0.1Z + 0.08X)^2 + (0.1U + 0.08Y)^2} \frac{dV}{dt} = & -K_{11}\left(0.1\frac{dZ}{dt} + 0.08\frac{dX}{dt}\right)(0.1Z + 0.08X) - \\ & -K_{11}\left(0.1\frac{dU}{dt} + 0.08\frac{dY}{dt}\right)(0.1U + 0.08Y) + K_{21}\left(\frac{1.66\sqrt{(0.1Z + 0.08)^2 + (0.1U + 0.08Y)^2}}{-(0.1Z + 0.08X)^2 + (0.1U + 0.08Y)^2}\right) \end{aligned} \quad (5.85)$$

Ecuția regulatorului de turație este formată din mărimile ω_{mec}^* = viteza unghiulară rotorică de referință, ω_{mec} = viteza unghiulară rotorică momentană, K_{12} - constanta de proporționalitate și K_{22} - constanta de integrare.

$$\omega = K_{12}\Delta\omega_{mec} + K_{22} \int \Delta\omega_{mec}$$

Acordarea reguletoarelor la funcționarea în zona turațiilor nominale

Așa cum se va demonstra, mai jos, prin simulări numerice, K_{12} - constanta de proporționalitate este hotărâtoare în stabilitatea sistemului.

La $K_{12}=9$, $K_{22}=1$, $K_{11}=757$, $K_{21}=1$ sistemul este dinamic instabil așa cum rezultă din forma de variație în timp a vitezei unghiulare mecanice (ω_{mec})

La $K_{12}=1$, $K_{22}=1$, $K_{11}=757$, $K_{21}=1$ sistemul este tot dinamic instabil.

La $K_{12}=0.1$, $K_{22}=1$, $K_{11}=757$, $K_{21}=1$ sistemul este tot dinamic instabil așa cum rezultă din forma de variație în timp a vitezei unghiulare mecanice (ω_{mec})

La $K_{12}=0.01$, $K_{22}=0.1$, $K_{11}=757$, $K_{21}=10$ sistemul este dinamic stabil cu un timp de răspuns de 50[s] așa cum rezultă din forma de variație în timp a vitezei unghiulare mecanice (ω_{mec})

La $K_{12}=0.01$, $K_{22}=1$, $K_{11}=1$, $K_{21}=1$, sistemul este dinamic stabil cu un timp de răspuns de 5[s] așa cum rezultă din forma de variație în timp a vitezei unghiulare mecanice (ω_{mec})

La $K_{12}=0.01$, $K_{22}=0.1$, $K_{11}=1$, $K_{21}=0.1$ sistemul este dinamic stabil cu un timp de răspuns de 50[s] așa cum rezultă din forma de variație în timp a vitezei unghiulare mecanice (ω_{mec})

La $K_{12}=0.01$, $K_{22}=0.01$, $K_{11}=1$, $K_{21}=1$ sistemul este dinamic stabil cu un timp de răspuns de 70[s].

La $K_{12}=0.01$, $K_{22}=1$, $K_{11}=1$, $K_{21}=1$ sistemul este dinamic stabil cu un timp de răspuns de 15[s].

La $K_{12}=0.01$, $K_{22}=10$, $K_{11}=1$, $K_{21}=1$ sistemul este dinamic stabil cu un timp de răspuns de 0.4[s].

La $K_{12}=0.01$, $K_{22}=10$, $K_{11}=1$, $K_{21}=10$ sistemul este dinamic stabil cu un timp de răspuns de 0.5[s].

La $K_{12}=0.001$, $K_{22}=10$, $K_{11}=1$, $K_{21}=1$ sistemul este dinamic stabil cu un timp de răspuns de 1.5[s].

La $K_{12}=0.001$, $K_{22}=100$, $K_{11}=1$, $K_{21}=1$ sistemul este dinamic stabil cu un timp de răspuns de 15[s].

La $K_{12}=0.01$, $K_{22}=100$, $K_{11}=1$, $K_{21}=1$ sistemul este dinamic stabil cu un timp de răspuns de 22[s].

La $K_{12}=0.01$, $K_{22}=20$, $K_{11}=1$, $K_{21}=1$ sistemul este dinamic stabil cu un timp de răspuns de 2[s].

La $K_{12}=0.01$, $K_{22}=5$, $K_{11}=1$, $K_{21}=1$ sistemul este dinamic stabil cu un timp de răspuns de 2[s] la viteza unghiulară mecanică (ω_{mec}) și 50[s] la fluxul rotoric.

La $K_{12}=0.05$, $K_{22}=10$, $K_{11}=1$, $K_{21}=1$ sistemul este dinamic stabil cu un timp de răspuns de 1[s] la viteza unghiulară mecanică (ω_{mec}) și 40[s] la fluxul rotoric.

La $K_{12}=0.01$, $K_{22}=10$, $K_{11}=0.01$, $K_{21}=1$ sistemul este dinamic stabil cu un timp de răspuns de 2[s] la viteza unghiulară mecanică (ω_{mec}) și 47[s] la fluxul rotoric.

Dacă ca și criteriu de reglare s-a ales timpul minim la reglare în sarcină, atunci sistemul este cvasi-optimum dimensionat pentru $K_{12} = 0.05$, $K_{22} = 15$, $K_{11} = 8$, $K_{21} = 9999$. Sistemul este dinamic stabil așa cum rezultă din forma de variație în timp a vitezei unghiulare mecanice (ω_{mec}).

$$\begin{aligned}
 5X + 0.1 \frac{dX}{dt} - 0.1 \omega Y + 0.08 \frac{dZ}{dt} - 0.08 \omega U &= V \\
 0.1 \omega X + 5Y + 0.1 \frac{dY}{dt} + 0.08 \omega Z + 0.08 \frac{dU}{dt} &= 0 \\
 0.08 \frac{dX}{dt} - 0.08(\omega - P)Y + 5Z + 0.1 \frac{dZ}{dt} - 0.1(\omega - P)U &= 0 \\
 0.08(\omega - P)X + 0.08 \frac{dY}{dt} + 0.1(\omega - P)Z + 5U + 0.1 \frac{dU}{dt} &= 0 \\
 0.08(YZ - XU) - 16.66 - 0.001 \frac{dm}{dt} \\
 \frac{d\omega}{dt} = -0.05 \Delta \frac{dP}{dt} + 15(310 - P) \\
 \sqrt{3} \sqrt{(0.1Z + 0.08X)^2 + (0.1U + 0.08Y)^2} \frac{dV}{dt} &= -8 \left(0.1 \frac{dZ}{dt} + 0.08 \frac{dX}{dt} \right) (0.1Z + 0.08X) - \\
 -8 \left(0.1 \frac{dU}{dt} + 0.08 \frac{dY}{dt} \right) (0.1U + 0.08Y) + 9999 \left(1.66 \sqrt{(0.1Z + 0.08X)^2 + (0.1U + 0.08Y)^2} - 9999 \left((0.1Z + 0.08X)^2 + (0.1U + 0.08Y)^2 \right) \right) \\
 \omega(0) &= 314 \\
 X(0) &= 11.761 \quad Y(0) = -20.526 \quad Z(0) = -10.615 \quad U(0) = 0.82066 \quad P(0) = 27998
 \end{aligned} \tag{5.86}$$

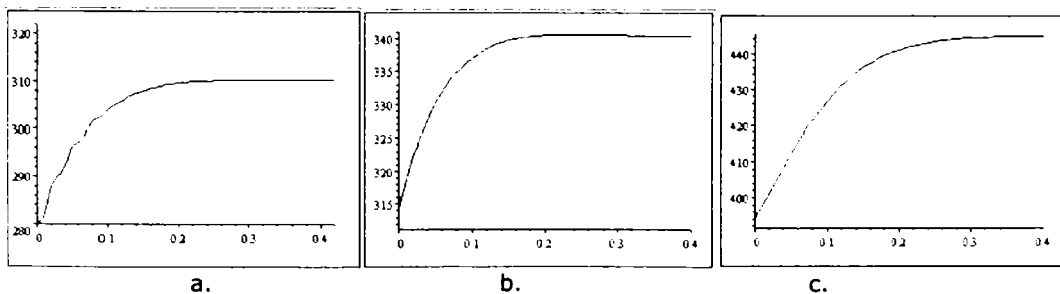


Fig.5.91 Evoluția a) vitezei unghiulare mecanice b) pulsației statorice c) tensiunii statorice

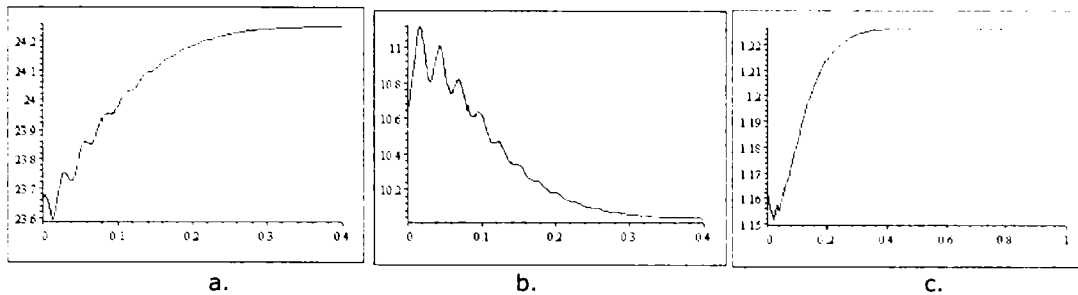


Fig.5.92 Evoluția a) curentului statoric b) curentului rotoric c) fluxului statoric

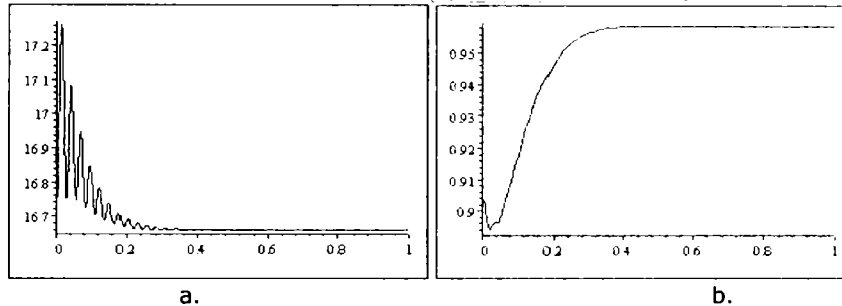


Fig.5.93 Evoluția a) cuplului electromagnetic b) fluxului rotoric

Prin folosirea celor două reglatoare se realizează o structură de conducere **mai lentă chiar la dimensionarea cvasi-optimală a reglatoarelor** (timpii de răspuns sunt de aproximativ **2 ori** mai mari decât în varianta scalară de conducere și de **25 ori** mai mari față de varianta de conducere la **cuplu maxim**) figura 5.92, 5.93.

Cu reglatoare pe tensiune și turație aceste mărimi tind asimptotic spre valori finale. Apar, totuși oscilații la curent și cuplu.

Fluxul rotoric nu depășește valoarea nominală.

Prezența reglatoarelor de tensiune și frecvență în structura de conducere prezentată, face ca orice modificare a valorilor parametrilor mașinii asincrone (rezistențe, inductanțe) să nu fie resimțită în precizia de reglare; **mărimile prescrise nu sunt afectate de erorile în estimarea parametrilor.**

Acordarea reglatoarelor la reversări ale turației

Acordarea reglatoarelor la reversări ale turației se face din nou deoarece se obțin performanțe modeste cu valorile de la reglarea turației în sarcină.

La $K_{12}=0.05$, $K_{22}=15$, $K_{11}=8$, $K_{21}=9999$, sistemul este cvasi-optim dimensionat după criteriul: timp minim la **reglarea turației în sarcină**. **Cu aceste valori se obțin performanțe modeste la reversarea turației în gol**, figura 5.94, figura 5.95.

Cazul1 Reversarea turației în gol

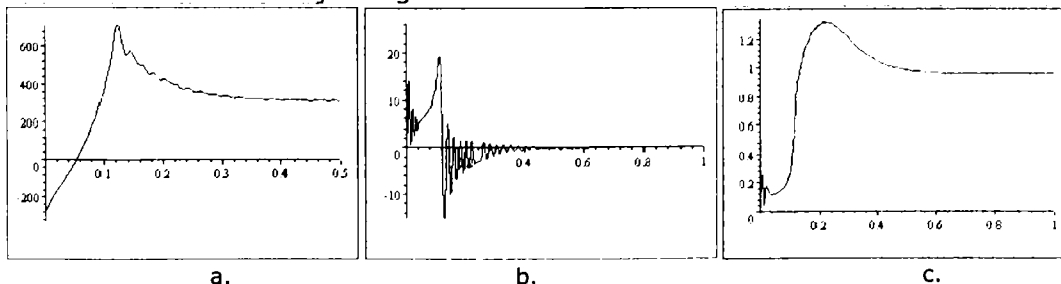


Fig.5.94 Evoluția a) vitezei unghiulare mecanice b) cuplului electromagnetic c) fluxului rotoric

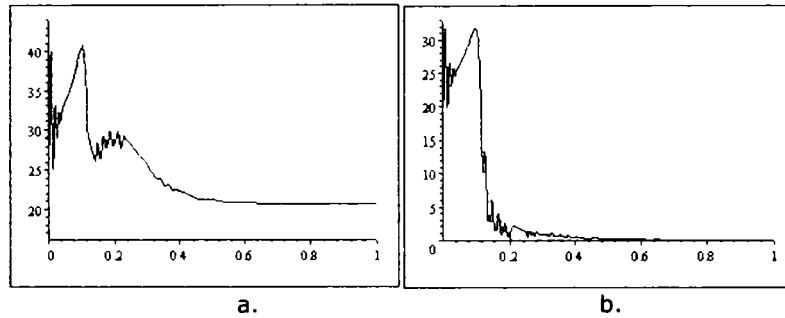
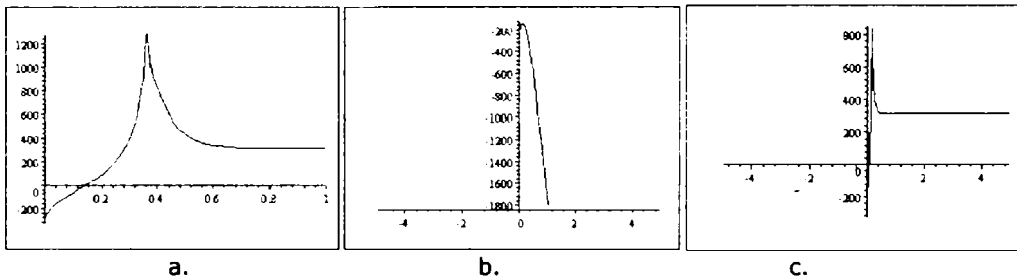
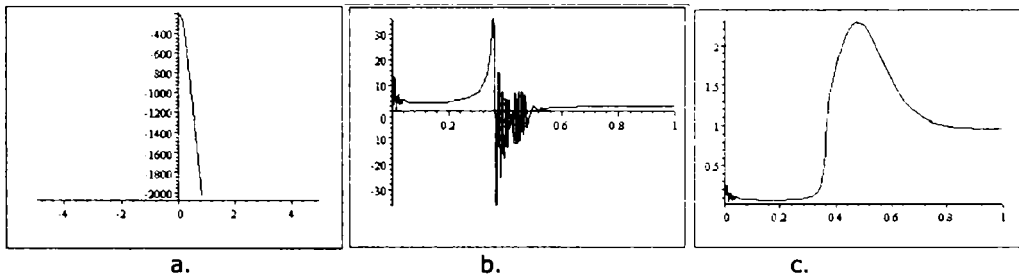


Fig.5.95 Evoluția a) curentului statoric b) curentului rotoric

Cazul 2 Reversarea turației în sarcină

Reversarea în sarcină, figura 5.96, 5.97 se analizează pentru diferite valori ale acestora $M_{rez}=1[Nm]$, $M_{rez}=2[Nm]$, $M_{rez}=2.5[Nm]$.

Fig.5.96 Evoluția vitezei unghiulare mecanice la a) $M_{rez}=2[Nm]$ b) $M_{rez}=2.5[Nm]$ c) $M_{rez}=1[Nm]$ Fig.5.97 Evoluția a) vitezei unghiulare mecanice la $M_{rez}=3[Nm]$ b) cuplului electromagnetic la $M_{rez}=2[Nm]$ c) fluxului rotoric la $M_{rez}=2[Nm]$

Reversarea turației în gol la această structură de conducere se face într-un timp de aproximativ 2 ori mai mare față de celelalte structuri analizate (din literatură sau propuse).

Metoda de conducere propusă se comportă foarte bine la modificări ale turației în zona turației nominale și în limite mici, dar la reversări ale turației apare un suprareglaj, în flux și turație de 2 ori valoarea prescrisă (la $M_{rez} = 0$), sau de 4 ori la reversări în sarcină.

La $K_{12}=0.01$, $K_{22}=0.15$, $K_{11}=1$, $K_{21}=9999$, sistemul este cvasi-optim dimensionat după criteriul: timp și suprareglaj minim la reversarea turației în sarcină $M_{rez} = 2Nm$, figura 5.98, 5.99.

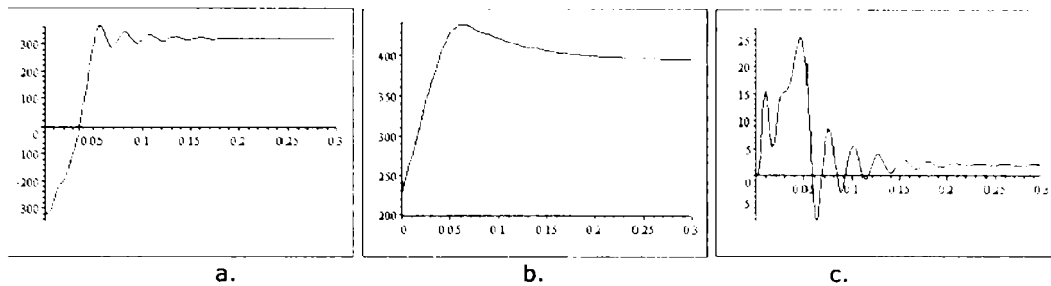


Fig.5.98 Evoluția a) vitezei unghiulare mecanice b) tensiunii statorice c) cuplul electromagnetic

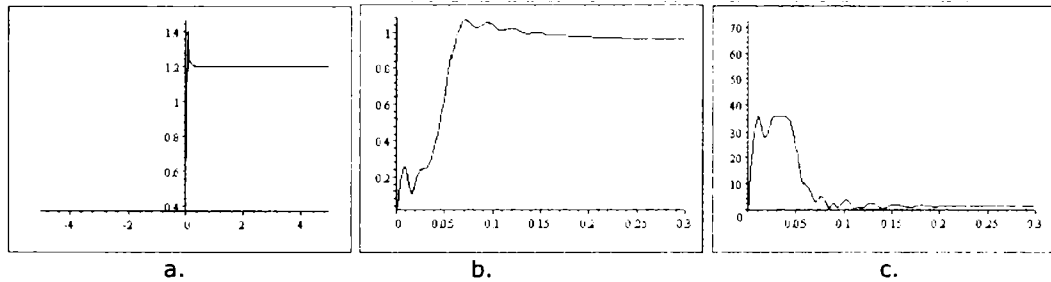


Fig.5.99 Evoluția a) fluxului statoric b) fluxului rotoric c) curentului rotoric

5.4.3.2 Concluzii

Cu optimul de la **reversarea turației** nu se obține optimul la **reglarea turației în sarcină**.

Reversarea turației în gol la această structură de conducere se face într-un timp de aproximativ 2 ori mai mare față de celelalte structuri analizate (din literatură sau propuse).

Metoda de conducere propusă se comportă foarte bine la modificări ale turației în zona turației nominale și în limite mici, dar la reversări ale turației apare un suprareglaj, în flux și turație de 2 ori valoarea prescrisă (la $M_{rez} = 0$), sau de 4 ori la reversări în sarcină.

În zona în care apare suprareglajul turației, apar oscilații pronunțate în cuplu și curenți.

Curentul statoric depășește de două ori valoarea curentului admisibil și prin urmare intervine protecția la supracurent.

5.4.4 Calitatea reglării luând în considerare erorile în determinarea parametrilor

Așa cum se demonstrează în continuare aceste erori în determinarea parametrilor nu afectează precizia realizării mărimilor prescrise, precizie realizată prin cele două reglatoare. Modificarea în timp a parametrilor influențează durata procesului și forma de variație în timp a curenților, fluxurilor și turației.

5.4.4.1 Erorile în determinarea rezistenței statorice

Rezistența statorică eronată de $5[\Omega]$ se corectează cu valoarea reală de $6[\Omega]$. La $K_{12}=0.05$, $K_{22}=15$, $K_{11}=8$, $K_{21}=9999$ sistemul este dinamic stabil așa cum rezultă din forma de variație în timp a vitezei unghiulare mecanice (ω_{mec}).

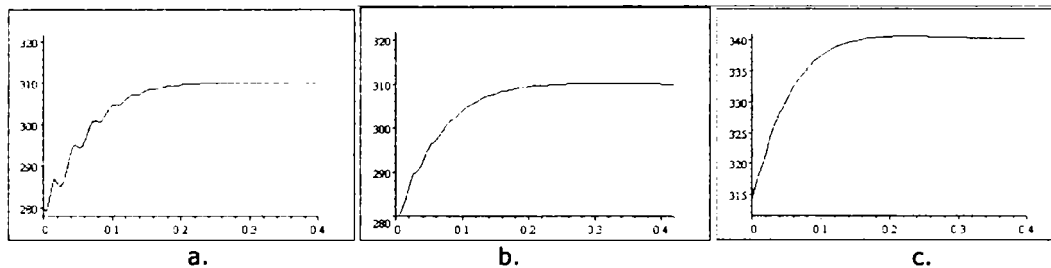


Fig.5.100 Evoluția în timp a vitezei unghiulare mecanice la a) $R_s=6\Omega$ b) 5Ω c) pulsația statorică la $R_s=6\Omega$

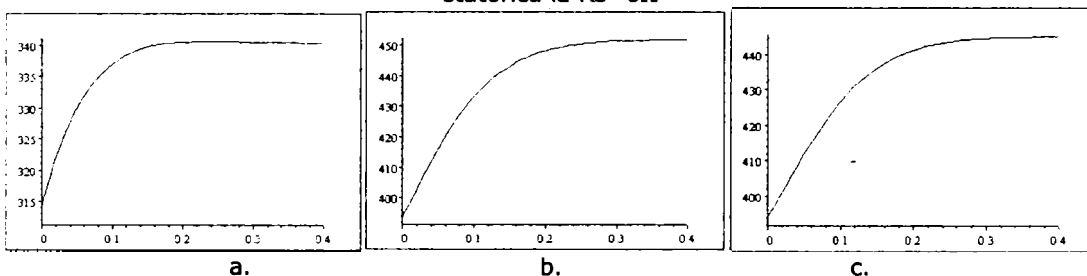


Fig.5.101 Variația în timp a) pulsației statorice la $R_s=5\Omega$ b) tensiunii statorice la $R_s=6\Omega$ c) tensiunii statorice la $R_s=5\Omega$

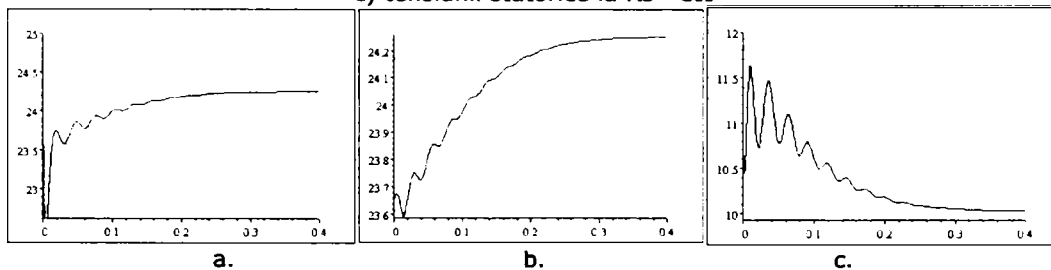


Fig.5.102 Variația în timp a) curentului statoric la $R_s=6\Omega$ b) curentului statoric la $R_s=5\Omega$ c) curentului rotoric la $R_s=6\Omega$

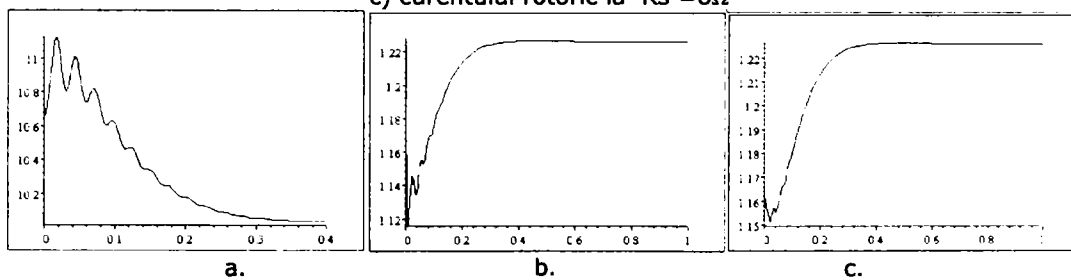


Fig.5.103 Variația în timp a) curentului rotoric la $R_s=5\Omega$ b) fluxului statoric la $R_s=6\Omega$ c) fluxului statoric la $R_s=5\Omega$

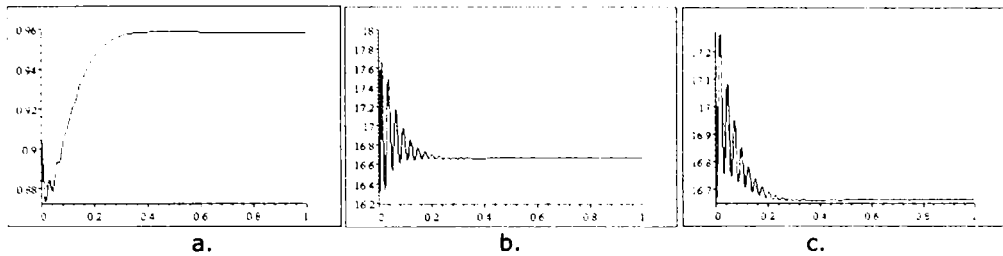


Fig.5.104 Variația în timp a) fluxului rotoric la $R_s = 6\Omega$ b) cuplului electromagnetic la $R_s = 6\Omega$ c) fluxului statoric la $R_s = 5\Omega$

Din oscilोगrame rezultă că erorile provenite din determinarea rezistenței statorice R_s nu afectează semnificativ variația principalelor mărimi analizate în perioada regimului tranzitoriu.

5.4.4.2 Erorile în determinarea rezistenței rotorice

Rezistența rotorică eronată de $5[\Omega]$ se corectează cu valoarea reală de $7[\Omega]$. La $K_{12}=0.05$, $K_{22}=15$, $K_{11}=8$, $K_{21}=9999$ sistemul este dinamic **stabil** așa cum rezultă din forma de variație în timp a vitezei unghiulare mecanice (ω_{mec}).

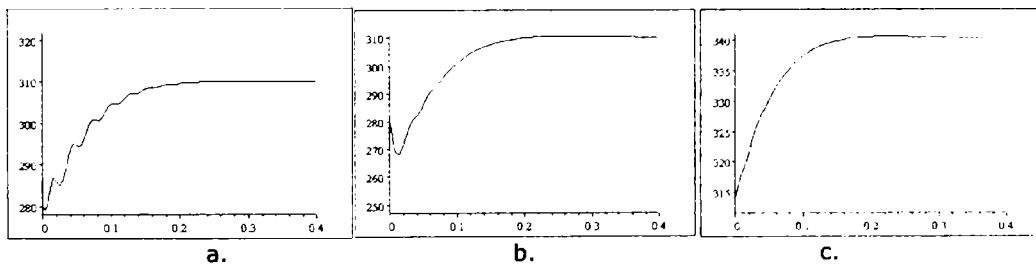


Fig.5.105 Variația vitezei unghiulare mecanice la a) $R_r = 5\Omega$ b) $R_r = 7\Omega$ c) pulsației statorice la $R_r = 5\Omega$

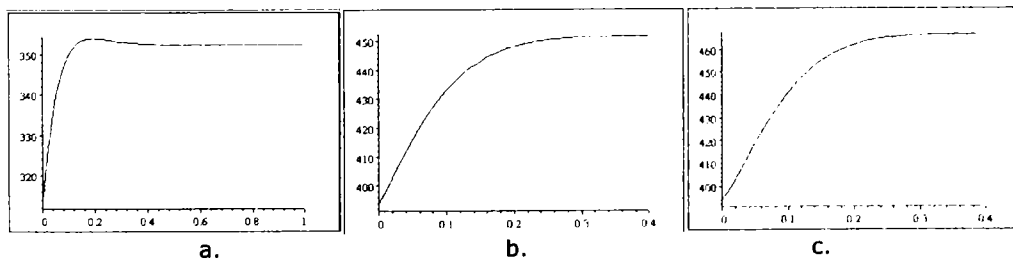


Fig.5.106 Variația a) pulsației statorice la $R_r = 7\Omega$ b) tensiunii statorice la $R_r = 5\Omega$ c) la $R_r = 7\Omega$

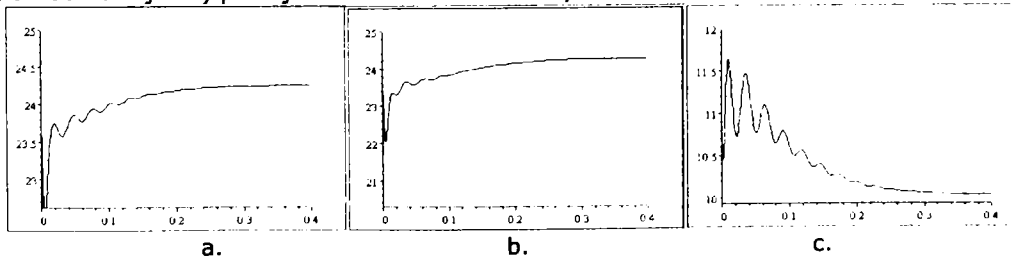


Fig.5.107 Variația curentului statoric la a) $R_r = 5\Omega$ b) la $R_r = 7\Omega$ c) curentului rotoric la $R_r = 5\Omega$

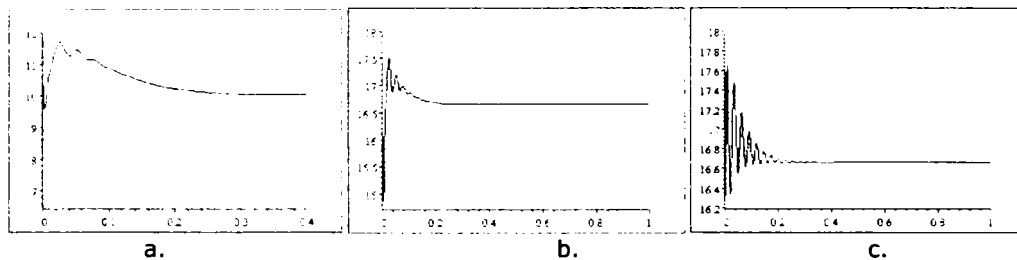


Fig.5.108 Variația curentului rotoric la a) $R_r=7\Omega$ b) cuplului electromagnetic la $R_r=7\Omega$ c) cuplului electromagnetic la $R_r=5\Omega$

Din oscilोगrame rezultă că erorile provenite din determinarea rezistenței rotorice R_r nu afectează semnificativ variația principalelor mărimi analizate în perioada regimului tranzitoriu.

5.4.4.3 Erorile în determinarea inductanței rotorice L_2

Inductanța rotorică L_2 de la 0.1[H] se corectează la $\rightarrow 0.15$ [H]. $K_{12}=0.05$, $K_{22}=15$, $K_{11}=8$, $K_{21}=9999$ sistemul este dinamic **stabil** așa cum rezultă din forma de variație în timp a vitezei unghiulare mecanice (ω_{mec})

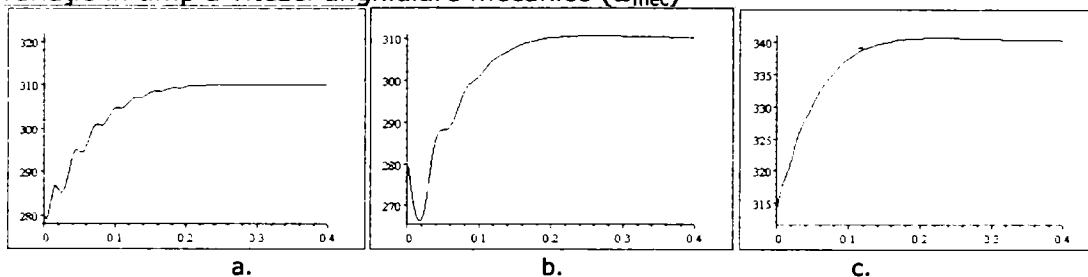


Fig.5.109 Evoluția vitezei unghiulare mecanice la a) $L_2=0.1$ H b) la $L_2=0.15$ H c) pulsației statorice la $L_2=0.1$ H

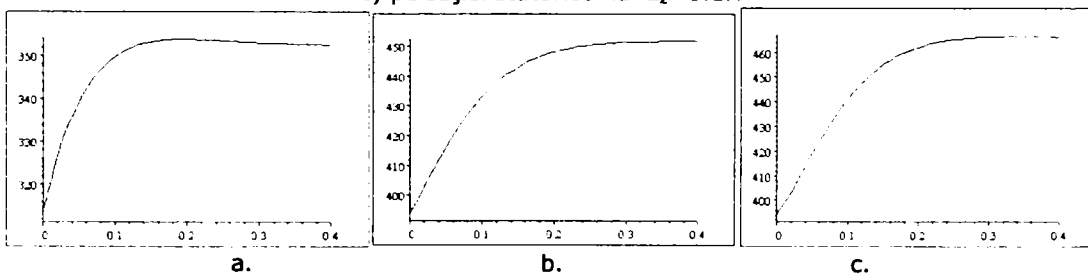


Fig.5.110 Evoluția a. pulsației statorice la $L_2=0.15$ H b. tensiunii statorice la $L_2=0.1$ H c. tensiunii statorice la $L_2=0.15$ H

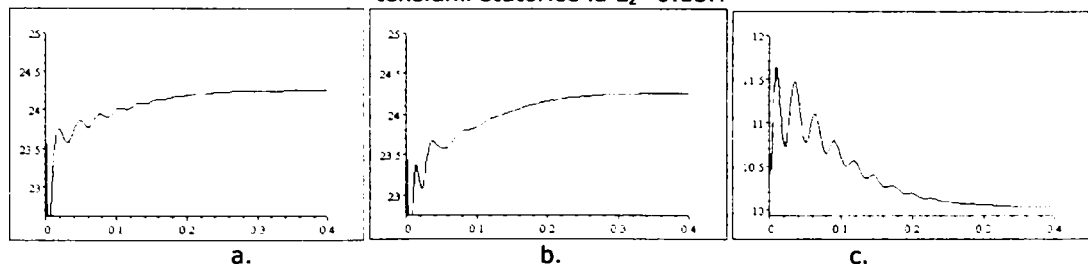


Fig.5.111 Evoluția curentului statoric la a) $L_2=0.1$ H b) la $L_2=0.15$ H c) curentului rotoric la $L_2=0.1$ H

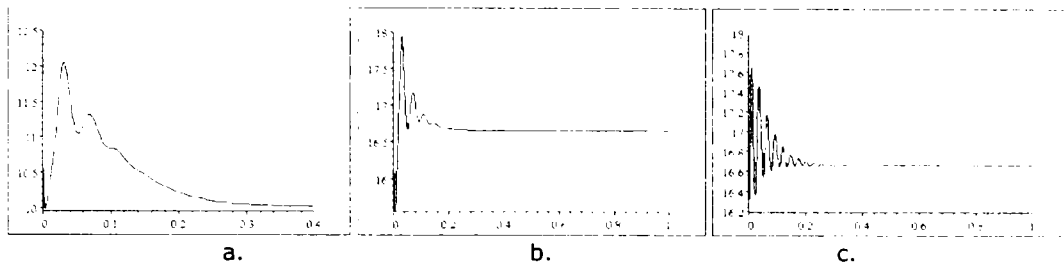


Fig.5.112 Evoluția curentului rotoric la a) $L_2=0.15H$ b) cuplului electromagnetic la $L_2=0.15H$ c) la $L_2=0.1H$

Din oscilograme rezultă că erorile provenite din determinarea inductanței L_2 nu afectează semnificativ variația principalelor mărimi analizate în perioada regimului tranzitoriu.

5.4.4.4 Concluzii

Modificarea parametrilor în modelul ortogonal al mașinii asincrone nu influențează atingerea valorilor finale prescrise, sistemul de acționare fiind prevăzut cu informații privind turația la arbore și reglatoarele aduc prin tensiune și frecvență, turația în limitele prescrise.

Timpii de răspuns sunt influențați mai des de valorile inductanțelor și mai puțin de valorile rezistențelor.

Modificarea rezistenței rotorice influențează valorile cuplului electromagnetic și variația rezistenței statorice modifică valoarea tensiunii de alimentare.

Sistemele de conducere scalare sunt influențate de erorile în determinarea parametrilor și din acest motiv tensiunea și frecvența trebuie modificate la sfârșitul perioadei de reglare, așa încât să se realizeze valoarea prescrisă pentru cuplu. Pentru aceasta, traductorul de turație este necesar. Și din acest motiv toate scheme de conducere a mașinii asincrone au reglatoare de turație.

5.5. Concluzii

1. Structurile de conducere scalare realizează timpi de răspuns comparabili cu datele din literatura de specialitate pentru mașini cu momente de inerție de valori apropiate.

2. În structurile scalare nu apare suprareglajul la turație sau flux.

3. În structurile de conducere la cuplu maxim se obțin accelerații maxim posibile, tensiunea și frecvența fiind astfel alese încât să se realizeze un flux rotoric nominal și o pulsație rotorică cât mai mare (limitată doar de curentul statoric și rotoric limită).

4. Cu toate că acordarea reglatoarelor este făcută într-o zonă cvasi-optimală, apar suprareglaje importante. Pentru micșorarea suprareglajelor se pot impune alte valori constantelor de la reglatoare, dar prin aceasta se mărește durata procesului.

Analiza celor 2 structuri de conducere principale propuse: scalară și vectorială, în comparație cu strategiile recente de conducere a mașinii asincrone:

- conducerea vectorială în curent;
- conducerea vectorială cu orientare după câmp;
- conducerea directă în cuplu și flux;
- conducerea vectorială în domenii largi de turație cu slăbire de câmp;

conduce la următoarele precizări:

1. la reversări ale turației în gol sau în sarcină se recomandă structurile de conducere scalare care nu introduc suprareglări; Regulatele din schemele de conducere chiar dacă sunt acordate cvasi-optimal pentru zona turațiilor nominale, introduc suprareglări de peste 300% în cazul reversărilor de turație și din acest motiv nu se poate folosi aceeași acordare a regulatelelor pentru o zonă largă de turații (reversări, modificări de turație).

2. structura de conducere scalară la cuplu maxim, în care la valorile maxime ale fluxului rotor și curentului statoric, este optimă din punctul de vedere al timpului de răspuns, acesta fiind minimal;

3. structurile de conducere vectorială cu un singur regulator sunt tot atât de performante ca și cele clasice cu două regulate;

4. conducerea cu traductoare de turație la mașina asincronă, la ambele metode, este obligatorie din cauza faptului că între pulsația statorică și viteza unghiulară mecanică nu există o legătură rigidă.

6. CONCLUZII FINALE ȘI CONTRIBUȚII PERSONALE. PERSPECTIVE

6.1 Concluzii finale

Lucrarea de față este orientată spre studiul controlului turației la mașina asincronă alimentată de la invertoare de putere. În dezvoltarea acestui subiect s-a pornit de la analiza actuală a stadiului cercetărilor în domeniul controlului turației la mașina asincronă.

În acest sens au fost analizate diferite modele matematice ale mașinilor electrice, cel mai semnificativ fiind modelul ortogonal. Modelarea, simularea și controlul turației la mașina asincronă presupune, în prima fază, identificarea cât mai exactă a parametrilor mașinii analizate. Se prezintă etapele care au stat la baza determinării parametrilor la o mașina asincronă, folosind datele de catalog și probele de mers în gol (mai ales la determinarea caracteristicii de magnetizare, caracteristică absolut necesară în evaluarea și modelarea saturației magnetice).

Controlul turației la o mașină asincronă, simulat în Matlab – Simulink a scos în evidență următoarele aspecte:

- etapele de implementare ale reglării după fluxul statoric
- etapele de implementare ale reglării după fluxul rotoric
- adaptarea celor două metode în vederea implementării în mediul Matlab

Simulink

- comportamentul dinamic al celor două reglări
- compararea acestora pe baza performanțelor obținute

Pentru mașinile asincrone saturate se impune determinarea experimentală a caracteristicii de magnetizare, care stă la baza determinării performanțelor sistemului automatizat. Se impune a preciza faptul că la tensiuni ridicate, și deci la solicitări magnetice mari, apare o poluare armonică a rețelei printr-un spectru de armonici semnificative, care pot ajunge până la ordinul 15. Pentru a-și menține performanțele (cuplul să nu scadă sub valorile impuse) se impune a efectua un control al turației la aceleași valori saturate ale inducției din miezul magnetic. Desigur se poate face și un control al turației spre valori mai mici ale inducției magnetice (prin micșorarea valorii tensiunii de alimentare) dar în această situație performanțele scad, cuplul devenind mai mic, ceea ce în anumite aplicații poate să creeze probleme.

Dimensionarea, implementarea și simularea sistemelor de conducere în Matlab Simulink a evidențiat următoarele aspecte legate de:

- pulsațiile turației
- pulsațiile cuplului electromagnetic
- comportamentul dinamic la:
 - o turații mici
 - o modificări ale sarcinii
 - o rampă a turației

S-au dimensionat regulatoarele și s-au scos în evidență limitele acestora. În anumite situații la salturi mari, curentul devine inadmisibil de mare, caz în care poate fi deconectat de la sistem prin protecțiile folosite în sistemul de alimentare.

Controlul turației la mașina asincronă prin calculul tensiunii și frecvenței s-a analizat având în vedere fazorul fluxului magnetic învârtitor. S-a folosit modelul de control după flux rotoric.

Cele trei metode se folosesc în aplicațiile industriale după performanțele fiecăruia. Astfel:

1. La funcționarea în gol, cei mai mici curenți sunt la flux rotoric controlat
2. La mașina asincronă cu dispersii reduse (întrefier mic sau foarte mic) răspunsurile la modificările tensiunii și frecvenței sunt mult mai rapide în comparație cu mașinile cu întrefier mărit, însă curenții prin înfășurări tind să aibă salturi la aplicarea unor salturi de tensiune la borne.

S-a dezvoltat blocul de calcul pentru controlul turației la flux rotoric constant și s-au analizat prin simulare variantele cuplu și turație variabilă, turație constantă cuplu variabil și cuplu constant turație variabilă.

Prin relațiile tensiunii și frecvenței implementate în cadrul blocului de calcul se poate controla turația la o mașină asincronă având în vedere dinamica impusă de procesul aplicativ.

Pentru menținerea constantă a fluxului (statoric, util sau rotoric), la modificarea turației (sau a lui ω_r), trebuie ca tensiunea de alimentare să scadă cu creșterea turației sau să crească cu scăderea turației.

- 1) La turație constantă la creșterea cuplului la arbore (deci a lui ω_r) trebuie ca frecvența să crească și pentru a menține fluxul constant și tensiunea de alimentare crește.
- 2) În timpul regimurilor tranzitorii fluxurile prin mașină (statoric, util sau rotoric) nu mai sunt constante și oscilează în jurul valorii de regim staționar, nedepășind 6%.
- 3) Cele două regulatoare, pe tensiune și pe frecvență sunt caracterizate prin constanta de timp T_i și factorul de amplificare K , a căror valori influențează durata regimului tranzitoriu.

Calculul tensiunii și al frecvenței în cele trei cazuri de control se implementează pe orice calculator de proces și metoda uzitată se alege funcție de natura sarcinii la arbore.

Conducerea scalară a turației s-a realizat pentru o structură de conducere la ω_r variabil respectiv la ω_r maxim, analizând pe lângă reglarea turației și problema reversării acesteia, în gol și în sarcină. Se constată avantajul net al conducerii la ω_r maxim pe durata reglării, înregistrându-se timpii de reglare cei mai mici și stabilizarea se produce fără oscilații, procesul de reversare fiind cvasi-optimal atât în gol cât și în sarcină.

Erorile parametrilor mașinii influențează procesul de reglare necesitând recalcularea valorilor pentru tensiune și frecvență.

Analiza funcționării motorului în baza unor scheme cuprinzând unul sau două regulatoare de tip P respectiv PI, a evidențiat în cazul schemei cu două regulatoare un timp al regimului tranzitoriu performant, iar erorile în determinarea parametrilor nu influențează calitatea reglării.

Analizând în mod critic și constructiv toate schemele de conducere propuse, se remarcă detașat schema de conducere la cuplu maxim, în varianta în care pulsația curenților rotorici este constantă și maximă pe toată durata procesului de reglare. Cele afirmate se motivează din cel puțin următoarele motive:

1. realizează maximul posibil la flux rotoric și curenți statorici impuși;
2. realizează într-o gamă foarte largă (reversări de turație, reglări în zona turației nominale, etc.) controlul turației la valori bine precizate ale tensiunii

- și frecvenței, valori nesemnificativ influențate de erorile în determinarea parametrilor.
3. nu pune problemă în acordarea reguletoarelor, din acest motiv structura de conducere fiind deosebit de eficientă, simplă și robustă.
- Autorul prezentei teze de doctorat consideră originale capitolele III, IV și V.

6.2 Contribuții personale

Principalele contribuții sunt:

- analiza modelelor matematice ale mașinii asincrone cu considerarea
 - efectului pelicular din barele rotorice, paragraful 2.6
 - saturației magnetice, paragraful 2.7
 - influența temperaturii asupra rezistențelor rotorice și statorice, paragraful 3.2.1.7
- conceperea unei metode originale de calcul a variației rezistenței rotorice cu alunecarea, paragraful 2.6, implementarea ei în Matlab Simulink, paragraful 3.2.1.9, și folosirea rezultatelor în modelul matematic de calcul al mașinii asincrone,
- utilizarea modelului matematic ortogonal al mașinii asincrone cu determinarea parametrilor pe baza datelor de catalog și a probei de mers în gol, paragraful 2.5, parametrii care se modifică cu turația (efectul pelicular din rotor) și cu solicitările magnetice (saturația magnetică)
- realizarea unui studiu comparativ al modelului matematic al mașinii asincrone în Matlab Simulink cu considerarea efectului pelicular din rotor, al dependenței inductanțelor de curentul de magnetizare sau prin neglijarea celor două influențe, în baza răspunsurilor în turație, cuplu și curent la conectări bruște ale sarcinii și la conectarea în rampă sau la deconectări de sarcină, paragraful 3.2.3.
- evaluarea zonei saturate din cunoașterea tensiunii de alimentare, paragraful 3.3
- analiza saturației magnetice la mașina asincronă prin determinarea experimentală a caracteristicii de magnetizare obținută dintr-o probă de funcționare în gol, paragraful 2.7
- determinarea compoziției armonice a curentului de magnetizare la un anumit grad de saturație magnetică impus de valoarea tensiunii și frecvenței de alimentare, paragraful 2.7.2
- determinarea performanțelor la mașinile asincrone cu parametrii rotorici dependenți de turație, paragraful 3.2.3.1.3
- aproximarea caracteristicii de magnetizare prin polinoame care ajung la gradul 11 și deci i-au în considerare și armonica a 11-a
- demonstrarea pe baza unor exemple numerice a faptului că numai tensiunea de alimentare impune gradul de saturație al mașinii. Modificarea cuplului și a turației nu schimbă semnificativ compoziția armonică a curentului, dacă tensiunea de alimentare rămâne constantă, paragraful 3.3.2.1 și 3.3.2.2
- determinarea armonicilor superioare din curba curentului de alimentare dacă se impune menținerea ridicată a cuplului electromagnetice, paragraful 3.3.2.2
- propunerea unui bloc de calcul cvasi-optimal de control al turației la mașina asincronă saturată prin atingerea celor patru etape de calcul. În această situație de control a turației, poluarea armonică a curentului de alimentare rămâne neschimbată, cu avantaje care țin de menținerea valorilor ridicate ale cuplului. Renunțarea la valori mari ale cuplului poate scădea compoziția armonică prin micșorarea gradului de saturație, paragraful 3.4.

- realizarea unei clasificări a principalelor sisteme de conducere a mașinii asincrone cu evidențierea conducerii după fluxul statoric și fluxul rotor, paragraful 4.2
- implementarea și simularea conducerii mașinii asincrone în Matlab Simulink după fluxul statoric, paragraful 4.3, și fluxul rotor, paragraful 4.4, dimensionarea reguletoarelor și optimizarea reglării
- analiza comparativă a reglării după flux statoric și rotor la: turații mici, salturi de sarcină, rampă a turației, paragraful 4.5
- controlul turației la mașina asincronă la flux rotor constant; strategia de control cu specificarea valorilor tensiunii și a frecvenței la valori de referință impuse turației și cuplului, paragraful 5.3.1
- calcularea valorilor prescrise pentru tensiune și frecvență având în vedere rezultatele numerice obținute de autor prin prelucrarea și extinderea originală a unor lucrări existente în literatura de specialitate, paragraful 5.3
- implementarea strategiilor de conducere scalară și analiza prin simulare a variantei propuse la ω_r variabil, paragraful 5.3.3.1 și la ω_r maxim și constant, paragraful 5.3.3.2, pe toată perioada de accelerare,
- simularea în zona turațiilor nominale și la reversări ale turației și demonstrarea faptului că această structură de conducere la cuplu maxim este net superioară celorlalte din punct de vedere a timpului minim obținut în procesul de reglare, paragrafele 5.3.3.1.1, 5.3.3.2.1 și 5.3.3.2.2.
- analiza evoluției în perioada de reglare a mărimilor fundamentale – flux, curenți, turație și aducerea lor în limitele impuse prin folosirea unor reguletoare P respectiv PI
- analiza strategiilor de control a turației pentru diferite valori ale momentului de inerție cu indicarea performanțelor de reglare obținute, paragrafele 5.3.2 și 5.3.3.
- determinarea tensiunii, astfel încât fluxul rotor să se mențină în zona valorilor nominale, paragraful 5.3.4.1
- conceperea unor structuri de conducere, prin blocuri de calcul, astfel încât fluxul rotor și curentul statoric să nu depășească valorile nominale, paragraful 5.3.4.2
- determinarea fluxului rotor din valorile măsurate ale tensiunii, frecvenței și turației.
- rezolvarea problemelor erorilor în determinarea parametrilor prin conceperea unor algoritmi de reglare complementare structurilor de conducere scalare, paragraful 5.3.5
- conceperea unor structuri de conducere cu un singur regulator, pe baza căruia se reglează tensiunea sau frecvența statorică în sensul menținerii fluxului rotor în zona valorilor nominale, paragraful 5.4
- demonstrarea superiorității metodei de reglare a frecvenței față de metoda de reglare prin tensiune, paragraful 5.4.2
- analiza comportării reguletoarelor P sau PI în structurile de conducere cu un singur regulator, paragrafele 5.4.1.1, 5.4.1.2, 5.4.2.1 și 5.4.2.2.
- acordarea reguletoarelor PI astfel încât să nu apară suprareglaje și timpi de reglare să fie minimi.
- la schemele de conducere cu două reguletoare, tensiunea statorică se reglează din condiția de flux rotor având în vedere estimatorul de flux rotor și nu transformarea PARK inversă, așa cum este dată în varianta clasică, paragraful 5.4.3.
- demonstrarea faptului că acordarea reguletoarelor este cvasi-optimală pentru un domeniu dat de reglare a turației și deci pentru un alt domeniu (de ex. reversări de turație) trebuie refăcută acordarea reguletoarelor, paragraful 5.4.3.1

6.3 Perspective

Din analiza lucrărilor semnificative din literatura de specialitate se poate menționa faptul că controlul mașinii asincrone la solicitări magnetice ridicate este în atenția specialiștilor și se caută soluții mai ales în prezent când se impun praguri maxime valorilor armonicilor superioare în tensiune și curent.

Controlul turației la mașina asincronă se va dezvolta în continuare după cele trei direcții analizate în teză având în vedere evoluția electronicii de putere care va trebui să rezolve alimentarea la tensiune și frecvență prescrisă în variante fiabile și „curate” (fără armonici).

Strategiile de control trebuie să realizeze o reglare cât mai apropiat cerințelor aplicației date, la un cost redus și pentru o durată de funcționare cât mai mare. Blocurile de calcul cvasi-optimale trebuie să cuprindă o gamă cât mai mare de aplicații industriale, în acest fel impunându-se pe piață, devenind competitive tehnico – economic.

Toate strategiile de control trebuie să fie verificate prin simulări, astfel încât soluțiile propuse să fie atât accesibile cât și la un nivel mai ridicat decât soluțiile anterioare.

Dimensionările prin simulări numerice a reguletoarelor de tensiune și frecvență în vederea controlului turației la mașina asincronă se pot generaliza la toate metodele de flux (util, statoric, rotor constant).

BIBLIOGRAFIE

1. Andreescu D. *Estimatoare în sisteme de conducere a acțiunilor electrice*, Ed Politehnica Timișoara
2. Andreescu G.D., *Observers for speed, acceleration and load torque in motion control of electrical drives*, Proc. Automatic Control and Testing Conference A' 96 -- THETA 10, Cluj-Napoca, vol.1, pp. 307-312, May 1996
3. Ahmad F., Razzaghi M., *Numerical method for the analysis of time varying singular systems*, IEE Proc. Control Theory Appl., Vol. 147, No.4, 2000
4. Babescu M., *Mașini electrice – Modelul ortogonal*, Ed. Politehnica Timișoara, 2000
5. Babescu M., Păunescu D., *Mașini electrice – analiza matematică a regimurilor tranzitorii*, Ed. Politehnica, Timișoara, 2001
6. Babescu M., *Mașina asincronă – modelare – identificare – simulare*, Ed . Politehnica, Timișoara, 2002
7. Babescu M., *Catalogue data based calculation of torque – speed curves induction motors with rotor skin effect*, Bul. Șt. I.P Timișoara, Tom 26, F2, 1981 p. 59 – 64
8. Babescu M., *Determination of the parameters of the orthogonal model in use in the theory of electrical machines*, Bul. Șt. I.P Timișoara, Tom 42, F2, 1997 pg. 39 - 47
9. Boldea I., Atanasiu V., *Analiza unitară a mașinilor electrice*, Ed. Academiei RSR, București 1983
10. Boldea I., *Unified treatment of core losses and saturation in the orthogonal – axis model of electric machines*, IEE Proceedings, Vol. 134, Pt.B., No.6, 1987
11. Boldea I., Nasar S.A., „*Torque vector control (TVC) -- a class of fast and robust torque speed and position digital controllers of electric drives*”, Electric Machines and Power Systems, vol. 15, pp. 135-148, 1988.
12. Boldea I., Nasar S.A., „*Vector Control of AC Drives*, CRC Press, Florida, 1992
13. Bose B.K., Patel N.R., „*A sensor less stator flux oriented vector controlled induction motor drive with neuro-fuzzy based performance enhancement*”, Proc. IEEE-IAS Ann. Meet. Conf. Rec. IAS'97, New Orleans, Oct.1997.
14. Bose B.K., Patel NR *A programmable cascade low-pass filter. based flux synthesis for a stator flux-orientated vector controlled induction motor*, IEER Trans. Industrial Electronics, vol. 44, no. 1, pp 140 -- 143, 1997
15. Brandl G., Jork C., *Digitale simulation von Asynchronmotorenggruppen bei Netzumschaltungen*, Electrical Engineering, pg. 81 – 90, Springer Berlin, 1980
16. Brown J.E., Kovacs K.P, *A method of including the effects of main path saturation in the generalized equations of ac machines*, IEE, 1983, PAS-102, (1), p-96-103
17. Biriescu M., *Mașini electrice rotative. Parametrii, caracteristici, încercări*, Ed de Vest Timișoara, 1997
18. Câmpeanu A., *Mașini în acțiunări electrice*, Ed. Scrisul românesc, Craiova, 1988
19. Câmpeanu A., *Transient performance of the saturated induction machine*, Electrical Engineering 78, 1995.
20. Charette A., J. Xu, A. Lakhsasi, Z. Yao and V. Rajagopalan, *Modeling and validation of Asynchronous machine taking into account the saturation effects*, IEEE 0-7803-3544-9, 1996.
21. Chan.T.F, L.L.Lai, „*A novel excitation scheme for a stand-alone three phase induction generator supplying single-phase loads*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.19, Issue 1, pp. 136-143, March 2004

22. Chen F., Dunningan M.W. *Comparative study of a sliding-mode observer and Kalman filters for full state estimation in an induction machine*, IEEE Proc. Electr. Power Appl. Vol.149, No.1 February 2002
23. Chioncel C., Babescu M., Chioncel P., Gillich R.G, *Speed Control method for asynchronous motor*, The 18th International DAAAM Symposium, October 2007
24. Chioncel Cristian P, Stoian O., Bobocea M., Babescu M. *Estimation of the superior harmonics of the current by the saturate asynchronous motor*, PSC, Timișoara, 2007
25. Chioncel Cristian P, Stoian O., Bobocea M., Babescu M. *Estimation of the harmonic pollution in electro energetic systems rise from magnetic saturate synchronous electrical motors*, PSC, Timișoara, 2007
26. Chioncel C, Chioncel P., Gillich R-G., Berinde F., *PID control. Past Present Future*, Revista de Robotică & Management, ISSN 1452-2069, 2006
27. Chioncel C, Chioncel P., Gillich R-G., *Analysis of time discretisation and its effect on simulation processes*, Revista de Robotică & Management, ISSN 1452-2069, 2006
28. Chioncel C., Chioncel P., Tirian O., Gillich R., *Simularea unui sistem de reglare a turației utilizând mediul SCICOS*, A VI-a Conferință Națională „Profesorul Dorin Pavel - fondatorul hidroenergeticii românești” Sebeș Editura AGIR, București, ISBN 973-8130-82-1, 185-188 pp., 2006
29. Chioncel C, Chioncel P., Gillich R-G., Gillich N., *Simulation of a digital control cascade in SCILAB / SCICOS*, 32th Jupiter Conference, Zlatibor, Serbia, 9 -10 may, ISBN 86-7083-508-8, L 409 4 pg., 2006
30. Chioncel C., Chioncel P., *Improvement of a Voltage Automatic Regulation System for Hidrogenerators*, Proceedings of the 5th International Power System Conference, Timișoara, Vol, pg 143 – 147, Tom 48 (62) 2003, Fascicola 1-2, 2003
31. Chioncel C., Chioncel P., *Macheta pentru sistem de reglare automată a poziției*, Simpozionul 'Managementul formării continue. Didactica Internațional' Ediția XIII Reșița, pg. 408 – 411, 2004
32. Chioncel C., *Folosirea filtrației Kalman în automatică*, Proceedings of the VIIth International symposium interdisciplinary regional research ISIRR2003, Hunedoara, pg. 596 – 601, 2003
33. Chioncel C., Chioncel P, Gal J., *Transfer element modeling and simulation*, Analele UEM, Fascicula I ,Inginerie Anul X-XI Nr.1, pg.135 – 141, 2004
34. Chioncel C., Ghillich R.G., *Simulation of dynamical systems with linear and non-linear behavior in SCICOS environment*, Annals of „Dunărea de Jos” University of Galati, Fascicle XIV Mechanical Engineering, ISSN 124-5615, 55-60 pp, 2005
35. Chioncel C., *Limbaje de simulare. Aplicații de modelare și simulare*, Ed Eftimie Murgu, Reșița, 2004
36. Chioncel C., Chioncel P. *Electronică și automatizări. Încercări și simulări*, Ed Eftimie Murgu, Reșița, 2003
37. Chioncel C., *Identificarea proceselor neliniare prin metode specifice*, Referat nr.1, Universitatea Politehnica Timișoara, 94 pg, 2004
38. Chioncel C., *Utilizarea algoritmului filtrului Kalman în estimarea parametrilor mașinilor electrice*, Referat nr. 2, Universitatea Politehnica Timișoara, 60 pg., 2004
39. Chioncel C., *Contribuții la identificarea sistemelor prin metode de filtrație*, Universitatea Politehnica Timișoara, 64 pg, 2005
40. Cominos P., Munro N., *PID controllers: recent tuning methods and design to specification*, IEEE Proc.Control Theory Appl., Vol. 149, NO.1, 2002
41. Correa R., Jacobina C.D, Lima A, *Rotor – flux orientated control of a single phase induction motor drive*, IEEE Proc.Control Theory Appl., Vol. 130, NO.1, 2003

42. Consoli A., Scarcella G., Testa A., *Speed- and Current Sensor less Field Orientated Induction Motor Drive Operating at low stator frequencies*, IEEE Transactions on industrial applications, Vol. 40, NO.1 2004
43. Dordea T., *Beitrag zur Zweiachsentheorie der elektrischen Maschinen*, Archiv fuer Elektrotechnik, 50, 6, 362 – 371
44. De Sabata I., *Bazele electrotehnicii* (vol 1 și 2), Litografia IPT, Timișoara, 1980
45. Dwayne T., Dunningan M., Barry W., *Online Identification of induction machine electrical parameters for vector control loop tuning*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 50, NO.2, 2003
46. Gan W., Qiu L., *Design and analysis of a plug in robust compensator: an application to indirect field orientated control induction machine drives*, IEEE Transactions on industrial electronics, Vol.50, NO.2, 2003
47. Gârlașu Șt., *Acționări și automatizări electrice*, Politehnica Timișoara, 1978
48. Gârlașu Șt., Popp C., Ionel S., *Introducere în analiza spectrală și de corelație*, Ed. Facla, Timișoara, 1982
49. Gârlașu Șt., Coloși T., Feștilă L., *Electronică și automatizări industriale*, Ed Didactică și Pedagogică, București, 1982
50. Gârlașu Șt., Ruja I, Breabăn F., *Controlul mișcării*, Ed Orizonturi Universitare, Timișoara 2005
51. Gârlașu Șt., *Operația de filtrație în identificarea proceselor*, Analele UEM Reșița, 2000
52. Gillich R.G, Chioncel C., *Frame design and simulation using Analysis and SciCos*, 7th International Conference on Accomplishments of electrical and mechanical Industries, pg. 41 – 46, Banjaluka, Bosnia – Herzegovina, 2005
53. Guenter H, *Die Laeufenerwermung beim dynamischen Betrieb von Kaefiganker Asynronmotoren*, Electrical Engineering, Springer Verlag, Vol. 58, No. 6, 2005
54. Hangwen P, Jinshen Jiang and Joachim Holtz, *"Decoupling control and parameter identification of field-oriented induction motor with saturation"*, IEEE 0-7803-3104-4, 1996
55. Holtz,J, *"Sensor less control of induction machines-With or without signal injection"* IEEE Trans . Ind. Electron, vol 53, no.1, pp.7-30, Jan./Feb. 2006
56. Holtz.J and J.Quan, *"Sensor less vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification," IEEE Trans. Ind. Appl., vol.38, no.4, pp. 1087 - 1095, July-Aug.2002.*
57. Hu J., Wu B. *New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range*, IEEE Trans Power Electr., vol. 13, no. 5, pp 969-977, sept. 1998
58. Hu Q., Rangaiah G.P., *Antiwindup schemes for uncertain nonlinear systems*, IEE Proc. Control Theory Appl., Vol. 147, No.3, 2000
59. Huang H.P., Roan M.L, *On-line adaptive tuning for PID controllers*, IEEE Proc.Control Theory Appl., Vol. 149, NO.1, 2002
60. Hurst KD,Habetler T.H., Griva G., *Zero-speed tachole torque control: simply a metter of stator voltage integration*, IEEE Trans Industry Applications, vol. 34, no 4, pp 790 -- 795, July / Aug. 1998
61. Ixaru L, *Numerical methods for differential equations and applications*, Ed. Academiei, București
62. Jenni P., *Simulation von Antriebsystemen mit Asynronmaschinen*, Fachhochschule Aargau Nordwestschweiz, 2002
63. Kelemen A., Imecs M., *Sisteme de reglare cu orientare după câmp ale mașinilor de curent alternativ*, Ed. Academiei București, 1989,
64. Kenny. B, *Stator and Rotor Flux Based Deadbeat Direct Torque Control of Induction Machines*, Industry Applications Society Annual Meeting, 2004

65. Khwaja M. Rahman, Hiti S., *Identification of machine parameters of asynchronous motor*, IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol.41, No.2, 2005
66. Kovacs P., *Analiza regimurilor tranzitorii la mașinile electrice*, Ed. Tehnică, București, 1980
67. Kovacs K.P., „A short review of the space vector method”, Proc. Int. Conf. on Electric Machine ICEM'88, Pisa, vol.1, pp. 7-9, Sept. 1988
68. Koshkouei J., Zinober A.S., *Robust frequency shaping sliding mode control*, IEEE Proc.Control Theory Appl., Vol. 147, N0.3, 2000
69. Kundur.P, *Power System Stability and Control*. USA : McGraw-Hill, 1994.
70. Kristiansson B, B. Lennartson, *Robust Tuning of PI and PID Controllers*, IEEE Control Systems, pg.55 – 70, Vol 26, Nr.1, 2006
71. Lascu.C, I. Boldea, and F. Blaabjerg, “A modified direct torque control for induction motor sensorless drive.” IEEE Trans . Ind. Appl, vol.36, no.1,pp.122-130, Jan/feb.2000.
72. Leidhold.R, G. Garcia, M.I. Valla, "Induction Generator Controller Based on the Instantaneous Reactive Power Theory", IEEE Trans, Energy Conv., vol. 17(3), pp. 368-373, 2002.
73. Lagonotte P. T., H. AL Miah, M. Poloujadoff, “Modeling and identification of parameters of saturated induction machine operating under motor and generator conditions”, Electrical Machines and Power System, 1999.
74. Levi E., *Field orientated control of induction machines in the presence of magnetic saturation*, EMPS, 16, 1989
75. Yun Li, Kiam Heong, G. Chong, *PID Control System Analysis and Design*, IEEE Control Systems, pg.32 – 42, Vol 26, Nr.1, 2006
76. Y.W. Liao, E. Levi “Modeling and simulation of a stand-alone induction generator with rotor flux oriented control” Electric Power Systems Research 46 (1998) 141–152
77. Lin F.J., Lin C.H., Hong C.M *Robust control of linear asynchronous motor servo drive using disturbance observer and recurrent neuronal network compensator*, IEEE Proceedings online Electr. Power Appl, Vol. 143, No. 4, 2000
78. Lutz H., Wendt W., *Taschenbuch der Regelungstechnik*, Verlag Harri Deutsch, Frankfurt am Main, 2005
79. Mathew Andrew, Li A., *Sensor less vector and direct torque control*, Oxford University Press, 1998
80. Maximi M., Koglintt J., *Determination of the absolute rotor temperature of induction machines using measurable variables*, IEEE Energy Conversion, pg 34 – 39, 2004
81. Ming Xie Hong, Ruan Yi, *Stator-flux orientated continuous control of torque in induction motors*, Journal of Shanghai University, Category Mechanical Engineering and automation, 2000
82. Moszynski K, *Metode numerice de rezolvare a ecuațiilor diferențiale ordinare*, Ed. Tehnică, București
83. Nasar S.A, Boldea I., *Electric machine – dynamic and control*, CRC Press, Inc USA, 1993
84. Nasar S.A, Boldea I, *Unified treatment of core losses saturation in the orthogonal axis model of electric machines*, IEE Proceedings, Vol. 134, Pt.B, No.6, 1987
85. Năslău P., *Metode numerice*, Ed. Politehnica Timișoara, 1998
86. Nedelcu V., *Teoria conversiei electromecanice*, Ed. Tehnică București, 1982

87. Ningping T., Park JK, Control of state – constrained linear dynamical systems: Anti-reset windup approach, IEEE Proc. Control Theory Appl. Vol. 147, No.2 Februray
88. J. O. Ojo, Alifio Consoli and Thomas A. Lipo, "An Improved model of saturated induction machines", IEEE Transaction on industry applications, vol. 26, No. 2, March/April 1990.
89. Ong C.M., *Dynamic simulation of electric machines*, Prentice Hall, New Jersez, 1998
90. Olariu V., *Ecuatii diferențiale și cu derivate parțiale*, Ed Tehnică, București
91. Rafajlovski G., Marov D., *Digital simulation of field orientated control*, IEEE Electrotechnical Conference, Vol.3, 8th Mediterranean, 2005
92. Păunescu D., Babescu M. *Analiza matematică a dinamicii mașinilor electrice*, Ed. Polithencia Timosoara 2005
93. Petcu D., *MAPLE, un standard pentru matematică cu ajutorul calculatorului*, Ed. Universitatea de Vest, Timișoara, 1997
94. Preitl Șt, Precup R., *Introducere în ingineria reglării automate*, Ed. Politehnica, Timișoara, 2001
95. Proștean O., *Automatică*, Ed Politehnica, Timișoara, 2003
96. Proștean O., *Sisteme de conducere autoacordabile*, Ed. Orizonturi Universitare, Timișoara, 2004
97. Proștean O., Filip I., Vașar C., Szeidert I., *Modelare și simulare*, Ed Orizonturi Universitare, Timișoara 2006
98. Rus I., Pavel P., *Ecuatii diferențiale*, EDP, București, 1982
99. Richter R., *Mașini electrice, Vol I, II, III, IV*, Ed. Tehnică, București, 1959
100. Savii G, Milenco L., *Modelare și simulare*, Ed Eurostampa, Timișoara, 2000
101. Sângeorzan D., *Sisteme adaptive robuste*, Ed. Promedia-Plus, Cluj Napoca, 1996
102. Seyoum.D, M.F.Rahman, and C.Grantham, "Terminal voltage control of a wind turbine isolated induction generator using stator oriented field control", Proceedings of the Eighteenth Annual IEEE Power Electronics Conference and Exposition, Miami Beach, Florida, USA, vol.2, pp. 846-852, February 2003
103. Seyoum.D, C.Grantham and F.Rahman, "The dynamic characteristics of an isolated self-excited induction generator driven by a wind turbine", IEEE Transaction on Industr Applications, Vol.39, Issue 4, pp.936-944, July-aug. 2003
104. Sloopweg.G, S.W.H. de Haan, H.Polinder, W.L.Kling, *General model for representing variable speed wind turbines in power system dynamics simulation* IEEE Transaction on Power Systems, Vol.18, Issue 1, pp.144-151, Feb.2003
105. Park. J.K *Control of state-constrained linear dynamical systems: Anti-reset windup approach*, IEEE Proc. Control Theory Appl. Vol.147, No.2 February 2000
106. Steiml A., *Direct Self Control, a stator flux orientated control strategy for high power traction applications*, Journal of Bremen University, 2005
107. Tayie Al., Acarnley P., *Estimation of speed, stator temperature and rotor temperature in cage induction motor drive using the extended Kalman filter algorithm*, IEEE Proceedings online Electr. Power Appl, Vol. 144, No. 5, 1997
108. Trounce J.C., S.D.Round, *Evaluation of the Direct Torque Control using space vector modulation for electric vehicle applications*, University of Canterbury, 2005
109. Utkin V.L., *Variable structure system with sliding modes*, IEEE Trans. on Automatic Control. Vol. AC-22, no.2, pp 212-222, Aprilie 1977.
110. Vas P., *Sensor lees vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, 2003

111. Vas P., M. Alakula, *Field-oriented control of saturated induction machines*, IEEE Transaction on Energy Conversion, vol. 5, No. 1, March 1990.
112. Verghese G.C., Sanders S.R., „*Observers for flux estimation in induction machines*”, IEEE Trans. Ind. Electronics, vol. 35, no.1, pp. 85-94, Feb. 1988
113. Viorel I.A., Hedeş C., *On the parameter identification of induction motor*, H.C Electromotion of induction motor, Cluj Napoca, 1997
114. Voicu M., *Introducere în automatică*, Ed Polirom, Iaşi, 2002
115. Weiss Patrice, *Ein Modell zur Simulation der transienten Vorgaenge einer Asynchronmaschine*, Brandenburgische Technischen Universitaet Cottbus, 2006
116. Wiliamson S., R.C. Healey, *Space vector representation of advanced motor models for vector controlled induction motors*, IEEE Proceedings online Electr. Power Appl, Vol. 143, No. 1, January 1996
117. Wung L, Beckert U., Arnold H, *Identification of electrical parameters of Asynchronous Motors*, Proceeding Modelling, Identification and Control, 2002
118. Xen Jouve , Rognon J.P., Roye D. *Effective Current and Speed Controllers for Permanent Magnet Machines : A Survey*”, IEEE, 1990
119. Youg G., Olarescu V., Muşuroi S., *Enhanced simplified control algorithm for surface-mounted permanent magnet with sinusoidal excitation*, IPEMC 2004 China, Vol. 2, pag. 1049-1053
120. Yamamura Sakae, *AC Motors for High Performance Applications. Analysis and control*, Marcel Dekker, New York, 1986

www.matlab_tutorial.com

www.maple.com

ANEXĂ

Implementarea modelelor matematice și a algoritmilor de reglare în mediul de programare Scientific Workplace

Reglarea turației după flux rotor. Cuplu și turație variabile

Datele mașinii

```
> R1:=5; R2:=5; L1:=0.1; L2:=0.1; sigma:=0.36; M:=0.08; Lu:=0.08;  
p1:=1; psi:=1; L2s:=0.02;
```

```
R1 = 5 R2 = 5 L1 = 0.1 L2 = 0.1 sigma = 0.36 M = 0.08 Lu = 0.08 p1 = 1 psi = 1 L2s = 0.02
```

```
> Melmg:=3*p1*psi^2*(omegar*(1-sigma)*R2)/(L1*L2*  
((R2/L2)^2+omegar^2*sigma^2));
```

$$Melmg := \frac{960.0000000 \text{ omegar}}{2500.0000000 + 0.1296 \text{ omegar}^2}$$

```
> solve(Melmg = 2.578, {omegar});
```

```
{omegar = 6.729301684}, {omegar = 2866.586217}
```

```
> eval(Melmg, [omegar=6.729301684]);
```

```
2.578000000
```

```
> US:=(psi/Lu) * sqrt ( R1^2 + (omega*L1)^2 + 2*omega*R1*(1-  
sigma)*L1*(omegar*L2/R2) + (omegar*L2/R2)^2 + ( R1^2  
+(omega*sigma*L1)^2 ));
```

```
>
```

```
US := 12.50000000  $\sqrt{50. + 0.011296 \omega^2 + 0.01280000000 \omega \text{ omegar} + 0.0004000000000 \text{ omegar}^2}$ 
```

```
> eval(US, [omegar = 6.729301684, omega=306.729]);
```

```
421.8997550
```

Date finale: Omega_m = 271; Melmg = 10.14 Nm.

```
> solve(Melmg = 10.14, {omegar});
```

```
{omegar = 27.43672193}, {omegar = 703.0768291}
```

```
> eval(US, [omegar = 27.43672193, omega=298.43]);
```

```
425.9426614
```

Evaluare prin curenti. Final

```
> omeGAR:=27.43672193; omega:=298.43;
```

```
omeGAR := 27.43672193 omega := 298.43
```

```
> solve ({412=R1*Id-omega*L1*Iq-omega*M*Iqr,  
0=omega*L1*Id+R1*Iq+omega*M*Idr, 0=-M*omeGAR*Iq+R2*Idr-L2*Iqr,  
0=M*omeGAR*Id+L2*omeGAR*Idr+R2*Iqr}, {Id,Iq,Idr,Iqr});
```

```
{Iqr = 0.1682531308, Idr = -5.627058194, Id = 6.650547340, Iq = -12.82592922}
```

```
> eval(0.08*(Iq*Idr-Id*Iqr),[Iqr=.1682531308, Idr = -5.627058194, Id = 6.650547340, Iq = -12.82592922]);
```

5.684261976

Reglare turatie la flux rotoric constant. Turatie constanta, cuplu variabil.

Datele masinii

```
> R1:=5; R2:=5; L1:=0.1; L2:=0.1; sigma:=0.36; M:=0.08; Lu:=0.08; p1:=1; psi:=1; L2s:=0.02;
```

$$R1 := 5 \quad R2 := 5 \quad L1 := 0.1 \quad L2 := 0.1 \quad \sigma = 0.36 \quad M := 0.08 \quad Lu := 0.08 \quad p1 := 1 \quad \psi = 1 \quad L2s := 0.02$$

```
> Melmg:=3*p1*psi^2*(omegar*(1-sigma)*R2)/(L1*L2* ((R2/L2)^2+omegar^2*sigma^2));
```

$$Melmg := \frac{960.0000000 \text{ omegar}}{2500.000000 + 0.1296 \text{ omegar}^2}$$

Se determina omegar pentru Melmg = 2.578 Nm.

```
> solve(Melmg = 2.578, {omegar});
```

$$\{\text{omegar} = 6.729301684\}, \{\text{omegar} = 2866.586217\}$$

Omega_r = 6.72; Turatia initiala este de Omega_m = 300 rad/sec. Omega = 306.72 rad / sec. Frecvena f = 48.84Hz. Tensiunea US = 421.88 V.

```
> US:=(psi/Lu) * sqrt ( R1^2 + (omega*L1)^2 + 2*omegar*R1*(1-sigma)*L1*(omegar*L2/R2) + (omegar*L2/R2)^2 + ( R1^2 + (omega*sigma*L1)^2 ));
```

$$US = 12.50000000 \sqrt{50 + 0.011296 \omega^2 + 0.01280000000 \omega \text{ omegar} + 0.0004000000000 \text{ omegar}^2}$$

```
> eval(US, [omegar =6.729301684, omega=306.72]);
```

421.8880628

Turatia finala se pastreaza constanta Omega_m = 300 rad / sec. Melmg, se modifica, de ex., la 10,14Nm.

```
> solve(Melmg = 10.14, {omegar});
```

$$\{\text{omegar} = 27.43672193\}, \{\text{omegar} = 703.0768291\}$$

Omega_r = 27.43 rad/sec. Omega = Omega_r + Omega_m = 27.43 + 300 = 327.43 rad/sec. Frecventa tensiunii de alimentare f = 52.1Hz. Tensiunea de alimentare US = 463.73V.

```
> eval(US, [omegar =27.43672193, omega=327.43]);
```

463.7382070

Verificare prin curenti. Date inițiale

```
> omegar:=6.729301684; omega:=306.72;
```

$$\text{omegar} := 6.729301684$$

$$\omega = 306.72$$

```
> solve ({421.88=R1*Id-omegar*L1*Iq-omegar*M*Iqr, 0=omegar*L1*Id+R1*Iq+omegar*M*Idr, 0=-M*omegar*Iq+R2*Idr-L2*Iqr, 0=M*omegar*Id+L2*omegar*Idr+R2*Iqr}, {Id,Iq,Idr,Iqr});
```

$$\{Iqr = -.1613490748, Idr = -1.412964820, Id = 3.264774175, Iq = -13.09327758\}$$

```
> eval(0.08*(Iq*Idr-Id*Iqr),[Iqr=-.1613490748, Idr = -1.412964820, Id = 3.264774175, Iq = -13.09327758]);
```

1.522168711

Verificare prin curenți. Date finale

> **omegar:=27.43672193; omega:=327.43;**

$$\text{omegar} := 27.43672193 \quad \omega = 327.43$$

> **solve ({463.73=R1*Id-omega*L1*Iq-omega*M*Iqr,
0=omega*L1*Id+R1*Iq+omega*M*Idr, 0=-M*omegar*Iq+R2*Idr-L2*Iqr,
0=M*omegar*Id+L2*omegar*Idr+R2*Iqr}, {Id,Iq,Idr,Iqr});**

$$\{Iqr = 0.2616672006, Idr = -5.853397344, Id = 6.720676929, Iq = -13.34577866\}$$

> **eval(0.08*(Iq*Idr-Id*Iqr),[Iqr =.2616672006, Idr = -5.853397344, Id = 6.720676929, Iq = -13.34577866]);**

$$6.108765172$$

Reglarea turației la flux rotoric constant. Cuplu constant, turație variabilă.

Datele mașinii

> **R1:=5; R2:=5; L1:=0.1; L2:=0.1; sigma:=0.36; M:=0.08; Lu:=0.08;**

p1:=1; psi:=1; L2s:=0.02;

$$R1 := 5 \quad R2 := 5 \quad L1 := 0.1 \quad L2 := 0.1 \quad \sigma := 0.36 \quad M := 0.08 \quad Lu := 0.08 \quad p1 := 1 \quad \psi := 1 \quad L2s := 0.02$$

> **Melmg:=3*p1*psi^2*(omegar*(1-sigma)*R2)/(L1*L2*
((R2/L2)^2+omegar^2*sigma^2));**

$$Melmg := \frac{960.0000000 \text{ omegar}}{2500.0000000 + 0.1296 \text{ omegar}^2}$$

Se determina omegar pentru Melmg = 2.578 Nm.

> **solve(Melmg = 2.578, {omegar});**

$$\{\text{omegar} = 6.729301684\}, \{\text{omegar} = 2866.586217\}$$

Omega_r = 6.72; Turația inițială este de Omega_m = 300 rad/sec. Omega = 306.72 rad / sec. Frecvența f = 48.84Hz. Tensiunea US = 421.88 V.

> **US:=(psi/Lu) * sqrt (R1^2 + (omega*L1)^2 + 2*omegar*R1*(1-
sigma)*L1*(omegar*L2/R2) + (omegar*L2/R2)^2 + (R1^2
+ (omegar*sigma*L1)^2));**

$$US := 12.50000000 \sqrt{50. + 0.011296 \omega^2 + 0.01280000000 \omega \text{ omegar} + 0.0004000000000 \text{ omegar}^2}$$

> **eval(US, [omegar =6.729301684, omega=306.72]);**

$$421.8880628$$

Cuplul final se păstrează constant Melmg = 2.578 Nm. Se modifica turația, de ex., Omega_m = 271 rad / sec.

> **solve(Melmg = 2.578, {omegar});**

$$\{\text{omegar} = 6.729301684\}, \{\text{omegar} = 2866.586217\}$$

Omega = Omega_r + Omega_m = 6.72 + 271 = 277.72 rad/sec. Frecvența tensiunii de alimentare f = 44.22 Hz. Tensiunea de alimentare US = 384.29 V.

> **eval(US, [omegar =6.729301684, omega=277.72]);**

$$384.2976408$$

Verificare prin curenți. Date inițiale

> **omegar:=6.729301684; omega:=306.72;**

$$\text{omegar} := 6.729301684 \quad \omega := 306.72$$

```

> solve ({421.88=R1*Id-omega*L1*Iq-omega*M*Iqr,
0=omega*L1*Id+R1*Iq+omega*M*Idr, 0=-M*omegar*Iq+R2*Idr-L2*Iqr,
0=M*omegar*Id+L2*omegar*Idr+R2*Iqr}, {Id,Iq,Idr,Iqr});
{Iqr = -.1613490748, Idr = -1.412964820, Id = 3.264774175, Iq = -13.09327758}

> eval(0.08*(Iq*Idr-Id*Iqr),[Iqr = -.1613490748, Idr = -1.412964820, Id
= 3.264774175, Iq = -13.09327758]);
1.522168711

```

Verificare prin curenți. Date finale

```

> omegar:=6.729301684; omega:=277.72;
omegar := 6.729301684 ω := 277.72

> solve ({463.73=R1*Id-omega*L1*Iq-omega*M*Iqr,
0=omega*L1*Id+R1*Iq+omega*M*Idr, 0=-M*omegar*Iq+R2*Idr-L2*Iqr,
0=M*omegar*Id+L2*omegar*Idr+R2*Iqr}, {Id,Iq,Idr,Iqr});
{Iqr = -.2231134761, Idr = -1.701670712, Id = 4.199308199, Iq = -15.76322962}

> eval(0.08*(Iq*Idr-Id*Iqr),[Iqr = -.2231134761, Idr = -1.701670712, Id
= 4.199308199, Iq = -15.76322962]);
2.220859874

```

Rezolvarea ecuațiilor diferențiale

```

> diff_MAS_1 := 5*X + 0.1*D(X)(t) - 0.1*omega*Y + 0.08*D(Z)(t) -
0.08*omega*nu = U;
diff_MAS_1 := 5 X + 0.1 D(X)(t) - 0.1 ω Y + 0.08 D(Z)(t) - 0.08 ω ν = U

> diff_MAS_2 :=
5*Y + 0.1*D(Y)(t) + 0.08*omega*Z + 0.08*D(V)(t) + 0.1*omega*X = 0;
diff_MAS_2 := 5 Y + 0.1 D(Y)(t) + 0.08 ω Z + 0.08 D(V)(t) + 0.1 ω X = 0

> diff_MAS_3 := 0.08*D(X)(t) - 0.08*(omega-sigma)*Y + 5*Z + 0.1*D(Z)(t) -
0.1*(omega-sigma)*V = 0;
diff_MAS_3 := 0.08 D(X)(t) - 0.08 (ω - σ) Y + 5 Z + 0.1 D(Z)(t) - 0.1 (ω - σ) V = 0

> diff_MAS_4 := 0.08*D(Y)(t) + 0.08*(omega-
sigma)*Y + 5*V + 0.1*D(V)(t) + 0.1*(omega-sigma)*Z = 0;
diff_MAS_4 := 0.08 D(Y)(t) + 0.08 (ω - σ) Y + 5 V + 0.1 D(V)(t) + 0.1 (ω - σ) Z = 0

> diff_ec_miscare := 0.08*(X*V - Y*Z) + 5.292 = -0.02*D(sigma)(t);
diff_ec_miscare := 0.08 X V - 0.08 Y Z + 5.292 = -0.02 D(σ)(t)

> diff_reg_f := 5*(301-omega) = 0.6*D(omega)(t);
diff_reg_f := 1505 - 5 ω = 0.6 D(ω)(t)

> diff_reg_U := 5*(389-U) = 0.6*D(U)(t);
diff_reg_U := 1945 - 5 U = 0.6 D(U)(t)

> init_con := X(0)=3.98, D(X)(0)=1, Y(0)=-11.69, D(Y)(0)=1, Z(0)=-2.7,
D(Z)(0)=1, U(0)=391, D(U)(0)=1, V(0)=-0.14, D(V)(0)=1, omega(0)=314,
D(omega)(0)=1, sigma(0)=300, D(sigma)(0)=1;
init_con := X(0) = 3.98, D(X)(0) = 1, Y(0) = -11.69, D(Y)(0) = 1, Z(0) = -2.7, D(Z)(0) = 1, U(0) = 391,
D(U)(0) = 1, V(0) = -.14, D(V)(0) = 1, ω(0) = 314, D(ω)(0) = 1, σ(0) = 300,
D(σ)(0) = 1

```



```

> sys:=diff_MAS_1, diff_MAS_2, diff_MAS_3, diff_MAS_4;
sys := 5 X + 0.1 D(X)(t) - 0.1 ω Y + 0.08 D(Z)(t) - 0.08 ω v = U,
5 Y + 0.1 D(Y)(t) + 0.08 ω omega Z + 0.08 D(V)(t) + 0.1 ω X = 0,
0.08 D(X)(t) - 0.08 (ω - σ) Y + 5 Z + 0.1 D(Z)(t) - 0.1 (ω - σ) V = 0,
0.08 D(Y)(t) + 0.08 (ω - σ) Y + 5 V + 0.1 D(V)(t) + 0.1 (ω - σ) Z = 0;
> solution:=dsolve( {sys, init_con}, {X(t), Y(t), Z(t), V(t)} );

```

Implementarea modelului matematic al mașinii asincrone în vederea determinării valorilor inițiale și finale ale tensiunii statorice și pulsație statorice, a curenților:

$$\begin{cases}
 5 \cdot X - 0.1 \cdot \omega Y - 0.08 \cdot \omega U = (1.1\omega + 24.788W) \\
 0.1 \cdot \omega X + 5 \cdot Y + 0.08 \cdot \omega Z = 0 \\
 -0.08\omega Y + 5 \cdot Z - 0.1\omega U = 0 \\
 0.08\omega X + 0.1\omega Z + 5U = 0 \\
 0.08(YZ - XU) - 7.74 = 0 \\
 0 = 279 - 0.9(\omega - W)
 \end{cases}$$

Solution is:

{X=6.8763,W=13.999,Y=-20.458,ω=324.00,U=-0.23855,Z=-4.649},

Implementarea modelului matematic de control a turației la mașina asincronă în vederea analizei comportării dinamice a sistemului.

$$\begin{cases}
 5 \cdot X + 0.1 \frac{dX}{dt} - 0.1 \cdot \omega Y + 0.08 \frac{dZ}{dt} - 0.08 \cdot \omega U = (1.1\omega + 24.788W) \\
 0.1 \cdot \omega X + 5 \cdot Y + 0.1 \frac{dY}{dt} + 0.08 \cdot \omega Z + 0.08 \frac{dU}{dt} = 0 \\
 0.08 \frac{dX}{dt} - 0.08\omega Y + 5 \cdot Z + 0.1 \frac{dZ}{dt} - 0.1\omega U = 0 \\
 0.08\omega X + 0.08 \frac{dY}{dt} + 0.1\omega Z + 5U + 0.1 \frac{dU}{dt} = 0 \\
 0.08(YZ - XU) - 7.74 = 0 \quad 00001 \left(\frac{d\omega}{dt} - \frac{dW}{dt} \right) \\
 1.1 \cdot \frac{d\omega}{dt} + 3.5521 \frac{dW}{dt} = -18 \left(\frac{d\omega}{dt} - \frac{dW}{dt} \right) + 279 - 0.9(\omega - W) \\
 X(0) = 6.9708 \\
 Y(0) = -20.426 \\
 Z(0) = -4.6478 \\
 U(0) = -0.26006 \\
 \omega(0) = 314 \\
 W(0) = 14
 \end{cases}$$

**Titluri recent publicate în colecția „TEZE DE DOCTORAT”
seria 1: Automatică**

1. **Sanda Dale** – *Contribuții la studiul sistemelor de reglare cu reglatoare de tip interpolativ*, ISBN (10) 973-625-376-7, (13) 978-973-625-376-8, (2006);
2. **Alina Bogan-Marta** – *Tehnici de recunoaștere automată în analiza și determinarea similarității secvențelor biologice*, ISBN 978-973-625-415-4, (2007);
3. **Mihaela Răduca** – *Contribuții la identificarea, modelarea și simularea sistemelor de izolație ale hidrogenatoarelor*, ISBN 978-973-625-467-3, (2007);
4. **Dan Ungureanu** – *Contribuții la modelarea și implementarea sistemelor cu evenimente discrete cu aplicații directe asupra sistemelor de transport cu zone de acumulare*, ISBN 978-973-625-482-6, (2007);
5. **Dorin Berian** – *Structuri și strategii asociate sistemelor informatice pentru asistența medicală primară*, ISBN 978-973-625-503-8, (2007);
6. **Florin Drăgan** – *Analiza comportamentului de tip haotic al sistemelor cu aplicații în studiul unor convertoare electronice*, ISBN 978-973-625-504-5, (2007);
7. **Adrian Ștefan Korodi** – *Contribuții la analiza dependabilității sistemelor automate*, ISBN 978-973-625-543-4, (2007);
8. **Zsuzsa Preitl** – *Model Based Design Methods for Speed Control Applications*, ISBN 978-973-625-626-4, (2008).



EDITURA POLITEHNICA