INSTITUȚIA ORGANIZATOARE DE STUDII UNIVERSITARE DE DOCTORAT UNIVERSITATEA PETROL-GAZE DIN PLOIEȘTI DOMENIUL FUNDAMENTAL – ȘTIINȚE INGINEREȘTI DOMENIUL DE DOCTORAT –INGINERIA SISTEMELOR

TEZĂ DE DOCTORAT *CERCETĂRI PRIVIND CONTROLUL VECTORIAL PREDICTIV AL MAȘINII ELECTRICE ASINCRONE*

- REZUMAT -

Conducător științific,

Autor,

Prof. univ. dr. ing. Nicolae PARASCHIV

Ing. Nguyen Hoang VIET

Ploiești 2020

MULŢUMIRI

În concepția tradițională vietnameză cele mai semnificative valori din viața fiecăruia dintre noi sunt:

- patria, care ne oferă un suflet frumos și un ideal de viață
- *părinții*, care ne dau naștere și ne cresc cu iubire necondiționată
- *profesorii*, care ne oferă cunoștințe și ne artă cum să devenim oameni morali.

Când mi-a fost cel mai greueu am avut norocul să fiu acceptat de profesorul **Nicolae Paraschiv** ca student doctorand. Profesorul mi-a găsit cazare, m-a ajutat să-mi îmbunătățesc abilitățile de exprimare în limba română, să pregătesc și să trec examenul de admitere, cinci examene de doctorat și trei rapoarte de cercetare.

M-a îndrumat, de asemenea, cum să realizez o lucrare științifică. Profesorul a petrecut mult timp pentru corectarea tezei mele de doctorat și m-a ajutat să clarific multe probleme importante în teză. În timpul petrecut în Ploiești am simțit întotdeauna afecțiunea specială a profesorului pentru mine.

Pentru toate acestea doresc să adresez sincere mulțumiri profesorului meu, Nicolae Paraschiv.

Mulțumesc, de asemenea, domnului prof. univ. dr. ing. Rîpeanu Răzvan Goerge – președintele comisiei pentru susținerea publică a tezei de doctorat și tuturor membrilor referenți oficiali ai acestei comisii, domnii: prof. univ. dr. ing. Adrian Filipescu, prof. univ. dr. ing. Dan Popescu și conf. univ. dr. ing. Cornel Ianache, pentru verificarea tezei de doctorat.

Doresc să mulțumesc tuturor membrilor comisiei de îndrumare:domnii conf.univ.dr. ing. Cornel Ianache și conf. univ. dr. ing. Adrian Moise și doamnei conf. univ. dr. ing. Sanda Mihalache, pentru sfaturile valoroase oferite pe tot parcursul stagiului de cercetare doctorală.

Mulțumesc domnuluiprof.univ. dr. ing. Pascu Mihai Coloja, fost rector al Universității Petrol – Gaze din Ploiești și domnilor: prof. dr. ing. Cristian Pătrășcioiu, prof. dr. ing. Gabriel Rădulescu, conf.dr.ing. Emil Pricop de la Departamentul Automatică, Calculatoare și Electronică, pentru încurajările permanente. Adresez mulțumiri doamnelor Anca Popescu și Gabriela Stegărescu, fostă și actuală secretară a Școlii doctorale pentru suportul oferit.

Sincere mulțumiri se cuvin domnului director general ing. Sabin Stamatescu pentru condițiile create pe durata stagiului de cercetare doctorală realizat în anul 2017 la compania ASTI Automation S.R.L. din București

Mulțumesc domnilor Cao Minh Anh și Le AnhHuy, precum și tuturor prietenilor mei care m-au însoțit în această frumoasă călătorieștiințifică.

Mulțumesc României, pământ de iubire, a doua mea patrie.

Mulțumesc părinților și familiei pentru iubire, încurajări și toleranță. Acestea au reprezentat și reprezintă pentru mine marea motivație pentru a depăși toate dificultățile.

CUPRINS

MULŢUMIRIi
CUPRINSii
LISTA FIGURILORvi
LISTA TABELELORix
LISTA SIMBOLURILORxi
INTRODUCERE1
CAPITOLUL 1
INVESTIGAȚII PRIVIND MODELAREA MAȘINII ASINCRONE4
1.1. Necesitatea modelării matematice4
1.2. Sisteme de coordonate de bază și transformările sistemelor de coordonate 4
1.3. Modele matematice dinamice ale mașinii asincrone4
1.3.1. Modelarea matematică a mașinii asincrone în sistemul rotativ de coordonate al fluxului rotoric (dq)
1.3.2. Modelarea matematică a mașinii asincrone în sistemul de coordonate (αβ)
1.4. Concluzii parțiale7
CAPITOLUL 29
ANALIZA UNOR VECTORI DE TENSIUNE AI CONVERTOARELOR STATICE DE FRECVENȚĂ9
2.1. Vectori de tensiune ai invertorului VSI9
2.2. Vectori de tensiune ai invertorului 3L-NPC 10
2.3. Vectori de tensiune și vectori de curent ai convertorului de tip matrice 13
2.4. Concluzii parțiale14
CAPITOLUL 3
CERCETĂRI PRIVIND CONTROLUL DIRECT AL CUPLULUI MAȘINII ASINCRONE16
3.1. Structuri ale circuitului de forță pentru controlul mașinii asincrone
3.2. Analiza structuriide control direct al cuplului pentru mașina asincronă cu convertor VSI
3.2.1. Principiul controlului direct al cuplului 17

3.2.2. Structura de control direct al cuplului cu convertor VSI
3.2.2.1. Regulatoarele de flux statoric și de cuplu
3.2.2.2. Modulul de estimare a fluxului statoric și a cuplului electromagnetic
3.2.2.3. Modulele detectare sector statoric și tabel de comutație
3.2.2.4. Regulatorul de pulsație
3.2.3. Rezultate obținute din simularea structurii DTC-VSI
3.3. Analiza structurii de control direct al cuplului pentru mașina asincronă cu invertor 3L-NPC
3.3.1. Echilibrarea tensiunilor de pe condensatoare
3.3.2. Structura de control direct al cuplului cu convertor NPC
3.3.3. Tabelul de comutație din cadrul structurii DTC-NPC
3.3.4. Rezultate obținute din simularea structurii DTC-NPC
3.4. Analiza structurii de control direct al cuplului pentru mașina asincronă cu convertor de tip matrice
3.4.1. Structura de control direct al cuplului cu convertor MC
3.4.2. Tabelul de comutație din cadrul structurii DTC-MC 30
3.4.2. Rezultate obținute din simularea structurii DTC-MC
3.5. Concluzii parțiale
CAPITOLUL 4
CERCETĂRI PRIVIND CONTROLUL PREDICTIV PE BAZĂ DE MODEL AL CUPLULUI MASINII ASICRONE
4.1. Caracterizarea principială a controlul predictiv pe bază de model
4.2 Controlul predictiv al cuplului unei mașini asincrone cu convertor VSI
4.2.1. Modulul pentru estimarea fluxurilor statoric și rotoric
4.2.2. Modulul pentru predicția cuplului electromagnetic și a fluxului statoric
4.2.3. Propunere de etapizare în vederea implementării a modulelor de estimare și predicție
4.2.4. Modulul pentru evaluarea funcției de cost
4.2.5. Propunere de etapizare în vederea implementării a structurii PTC-VSI

4.2.6. Rezultate obținute din simularea structurii PTC-VSI
4.3. Controlul predictiv al cuplului unei mașini asincrone cu convertor 3L-NPC 43
4.3.1. Modulul pentru predicția tensiunilor pe condensatoare
4.3.2. Modulul pentru evaluarea funcției de cost
4.3.3. Propunere de etapizare în vederea implementării a structurii PTC-NPC
4.4. Controlul predictiv al cuplului unei mașini asincrone cu convertor de tip matrice
4.4.1. Modulul pentru evaluarea funcției de cost
4.4.2. Propunere de etapizare în vederea implementării a structurii PTC-MC
4.5. Concluzii parțiale 49
CAPITOLUL 5
CONTRIBUȚII PRIVIND CONTROLUL PREDICTIV CU TABEL DE COMUTAȚIE AL CUPLULUI MAȘINII ASICRONE
5.1. Structura generală a unui sistem de control predictiv al cuplului cu tabel de comutație
5.2. Structura de control predictiv al cuplului cu tabelul de comutație pentru convertorul VSI
5.2.1. Construcția tabelului de comutație al structurii PTC+TC-VSI
5.2.2. Propunere de etapizare în vederea implementării structurii PTC+TC- VSI
5.2.3. Rezultate obținute din simularea structurii PTC+TC-VSI
5.2.4. Comparație între performanțele structurilor DTC-VSI, PTC-VSI și PTC+TC-VSI
5.3. Structura de control predictiv al cupluluicu tabelul de comutație pentru invertorul 3L-NPC
5.3.1. Selectarea primară vectorilor de tensiune conform principiului controlului direct al cuplului
5.3.2. Selectarea secundară a vectorilor mici de tensiune conform echilibrării tensiunilor de pe condensatoare
5.3.3. Selectarea secundară a vectorilor medii de tensiune conform echilibrării tensiunilor de pe condensatoare

5.3.4. Propunere de etapizare în vederea implementării structurii PTC+TC- NPC
5.3.5. Rezultate obținute din simularea structurii PTC+TC-NPC
5.3.6. Comparație între performanțele structurilor DTC-NPC și PTC+TC- NPC
5.4. Structura de control predictiv al cupluluicu tabelul de comutație pentru convertorul de tip matrice
5.4.1. Construirea tabelului de comutație al structurii PTC+TC-MC
5.4.2. Propunere de etapizare în vederea implementării structurii PTC+TC- MC
5.4.3. Rezultate obținute din simularea structurii PTC+TC-MC72
5.4.4. Comparație între performanțele structurilor DTC-MC, PTC-MC și PTC+TC-MC
5.5. Concluzii parțiale77
CAPITOL 6
CONCLUZIIGENERALE,CONTRIBUȚII,DISEMINAREAREZULTATELOR ȘI DIRECȚII VIITOARE DE CERCETARE
6.1. Concluzii generale
6.2. Contribuții
6.3. Diseminarea rezultatelor
6.4. Direcții viitoare de cercetare
BIBLIOGRAFIE

LISTA FIGURILOR

Figura 1.1. Schema de implementare a modelului mașinii asincrone în sistemul rotativ de coordonate al fluxului rotoric (dq) [4]
Figura 1.2. Schema de implementare a modelului mașinii asincrone în sistemul static de coordonate ($\alpha\beta$) [4]
Figura 2.1. Structura convertorului <i>VSI</i> : U_{DC} - sursă fetensiune continuă; S_1S_6 - comutatoare; <i>A</i> , <i>B</i> , <i>C</i> – faze [6], [7]
Figura 2.2. Structura <i>3L-NPC</i> : U_{DC} - sursă tensiune continuă; C_1 , C_2 – condensatoare; S_{ij} - comutatoare; i_A , i_B , i_C - curenți pentru fiecare fază; Z_A , Z_B , Z_C – impedanțe aferente fazelor
Figura 2.3. Structura convertorului de tip matrice (MC)
Figura 3.1. Structura pentru controlul direct al cuplului cu convertor VSI
Figura 3.2. Regulatorul bipozițional de flux statoric: (a) - Caracteristică ideală; (b) - caracteristică reală cu histereziz; e_{ψ} - abatere; d_{ψ} -comandă; H_{ψ} - jumătate din banda de histereziz (semihisterezis)
Figura 3.3. Regulatorul tripozițional de cuplu electromagnetic: a - caracteristică ideală; b - caracteristică reală și cu histereziz; e _T - abatere; d _T - comandă; H _T - jumătate din banda de histereziz (semihisterezis)
Figura 3.4. Ilustrarea sectoarelor fluxului statorului
Figura 3.5. Structura SRA pulsație
Figura 3.6. Structura <i>DTC-NPC</i> [36], [37]
Figura 3.7. Caracteristicile statice (<i>CS</i>) ale regulatoarelor discontinue di structura <i>DTC-NPC</i> : (a) – <i>CS</i> a regulatorului de flux statoric; (b) – <i>CS</i> a regulatorului de cuplu electromagnetic; (c) – <i>CS</i> a regulatorului diferenței a tensiunilor de pe condensatoare
Figura 3.8. Structura <i>DTC-MC</i> [38]
Figura 3.9. Caracteristicile statice ale regulatoarelor discontinue din structura <i>DTC-MC:</i> (a) Regulatorul de fluxul statoric; (b) Regulatorul de cuplu, electromagnetic; (c) Regulatorul de defazaj între curenții și tensiunile de intrare
Figura 3.10. Reprezentări în planul $\alpha\beta$ ale vectorilor de curent și tensiune ai convertorului <i>IMC</i> : (a) Sectoare aferente vectorului tensiunii de ieșire; (b) Sectoarele aferente vectorului curentului de intrare
Figura 4.1. Structura generală FS-MPC: $\mathbf{x}^*(k)$ - vector al sunt valorilor de referință, $\mathbf{x}(k)$ - vectoral variabilelor reglate (măsurate sau estimate), $\mathbf{x}_i^p(k+1)$ - vector predictiv

al variabilelor reglate (ieșiri din modelul predictiv, N – numărul de vectori ai convertorului,
Figura 4.2. Structura <i>PTC-VSI</i> [45-54]
Figura 4.3. Modelul dezvoltat SIMULINK [®] de simulare a structurii <i>PTC-VSI</i> 39
Figura 4.3. Rezultate ale simulării pentru turația de referință - 1000 rot/min: (a) Răspunsul turației reglate, (b) Răspunsul cuplului electromagnetic reglat, (c) Răspunsul fluxului statoric reglat, (d) Orbita vectorului flux statoric, (e) Răspunsul sistemul trifazat de curenți statorici
Figura 4.4. Rezultate de simulare la turația 600(rot/min): (a) Răspunsul turației, (b) Răspunsul cuplului, (c) Răspunsul fluxului statoric, (d) Orbită de vector a fluxului statoric, (e) Curenți statorici
Figura 4.5. Rezultate de simulare la turația 100(rot/min): (a) Răspunsul turației, (b) Răspunsul cuplului, (c) Răspunsul fluxului statoric, (d) Orbită de vector a fluxului statoric, (e) Curenți statorici
Figura 4.6. Structura <i>PTC-NPC</i> [56-62]
Figura 4.7. Structura <i>PTC-MC</i> [65-68]
Figura 5.1. Structura general <i>PTC</i> cu tabel de comutație: n_T numărul de vectori care sunt selectați din tabelul de comutație
Figura 5.2. Structura <i>PTC+TC</i> - <i>VSI</i>
Figura 5.3. Ilustrarea celor 12 sectoare ale fluxului statoric în planul $\alpha\beta$
Figura 5.4. Modelul dezvoltat în SIMULINK [®] pentru simularea structurii <i>PTC+TC-VSI</i>
Figura 5.5. Rezultate de simulare la turația de referință 1000 rot/min:
Figura 5.6. Rezultate de simulare la turația de referință 600 rot/min :
Figura 5.7. Rezultate de simulare la turația de referință 100 rot/min :
Figura 5.8. Structura <i>PTC+TC-NPC</i>
Figura 5.9. Modelul dezvoltat în SIMULINK [®] pentru simularea structurii <i>PTC+TC-NPC</i>
Figura 5.10. Rezultate de simulare la turația 1000 rot/min: (a) Răspunsul turației, (b) Răspunsul cuplului, (c) Răspunsul fluxului statoric, (d) Orbită de vector a fluxului statoric, (e) Tensiunile U_{C1} și U_{C2} de pe condensatoare, (f) Tensiunea punctului neutru V_o , (g) Curenți statorici
\mathbf{P}' 511 \mathbf{P} 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1

Figura 5.11. Rezultate de simulare la turația 600 rot/min: (a) Răspunsul turației, (b) Răspunsul cuplului, (c) Răspunsul fluxului statoric, (d) Orbită de vector a fluxului

statoric, (e) Tensiunile U_{C1} și U_{C2} de pe condensatoare, (f) Tensiunea punctului neutru V_o , (g) Curenți statorici
Figura 5.12. Rezultate de simulare la turația 100 rot/min: (a) Răspunsul turației, (b) Răspunsul cuplului, (c) Răspunsul fluxului statoric, (d) Orbită de vector a fluxului statoric, (e) Tensiunile U_{C1} și U_{C2} de pe condensatoare, (f) Tensiunea punctului neutru V_o , (g) Curenți statorici
Figura 5.13. Structura <i>PTC+TC-MC</i>
Figura 5.14. Modelul dezvoltat SIMULINK [®] de simulare a structurii $PTC+TC-MC$: (a) – mașina asincronă și convertorul MC ; (b) – structura $PTC+TC-MC$
Figura 5.15. Rezultate turația 1000 rot/min de simulare la:
Figura 5.16. Rezultate de simulare la turația 1000 rot/min: (a) Curenți statorici, (b) Curentul de intrare al fazei a (albastru), (b) Tensiunea de a fazei a (roșu)
Figura 5.17. Rezultate de simulare la turația 600 rot/min: (a) Răspunsul turației, (b) Răspunsul cuplului, (c) Răspunsul fluxului statoric, (d) Orbită de vector a fluxului statoric
Figura 5.18. Rezultate de simulare la turația 600 rot/min: (a) Curenți statorici, (b) Curentul de intrare al fazei a (roșu), (b) Tensiunea de a fazei a (albastru)
Figura 5.19. Rezultate de simulare la turația 300 rot/min:(a) Răspunsul turației, (b) Răspunsul cuplului, (c) Răspunsul fluxului statoric, (d) Orbită de vector a fluxului statoric
Figura 5.20. Rezultate de simulare la turația 300 rot/min : (a) Curenți statorici, (b) Curentul de intrare al fazei a (roșu), și tensiunea de ieșire a fazei a (albastru)

LISTA TABELELOR

Tabelul 2.1. Vectori de tensiune ai invertorului VSI
Tabelul 2.2. Valori logice corespunzătoare stărilor comutatoarelor S_{ix} din invertor 3L- NPC
Tabelul 2.3. Stări de comutare ale 3L-NPC 11
Tabelul 2.4. Vectorii de tensiune ai invertorului 3L-NPC
Tabelul 2.6. Parametri ai celor 18 stări de comutare care generează vectori din categoria <i>fix</i> . 14
Tabelul 3.1. Localizarea vectorului de flux statoric
Tabelul 3.3. Tabelul de comutație al structurii DTC-VSI
Tabelul 3.4. Parametri importanți ai mașinii asincrone utilizate pentru simulareastructurii DTC-VSI.23
Tabelul 3.5. Parametri ai regulatoarelor aferente structurii <i>TDC – VSI</i>
Tabelul 3.6. Tabelul de comutație a vectorilor mici de tip $P(d_v=1)$
Tabelul 3.7. Tabelul de comutație a vectorilor mici de tip $N(d_v=0)$
Tabelul 3.8. Tabelul de comutație al vectorilor mari 27
Tabelul 3.9. Tabelul de comutație al structurii DTC-VSI
Tabelul 3.10. Tabelul de redresor al structurii DTC-MC [18]
Tabelul 3.11. Combinarea vectorilor tensiunii de ieșire și de curent de intrare
Tabelul 3.12. Tabelul de comutație al structurii <i>DTC – MC</i>
Tabelul 4.1. Componentele vectorilor de tensiune ai convertorului VSI în sistemulstatic de coordonate($\alpha\beta$)
Tabelul 4.2. Valorile $(u_{j\alpha}, u_{j\beta})$ ale vectorilor de tensiune ai invertorului <i>3L-NPC</i> 46
Tabelul 4.3. Valorile $(u_{j\alpha}, u_{j\beta})$ ale vectorilor de tensiune ai <i>MC</i>
Tabelul 5.1. Cazurile de creștere și scădere ale cuplului și fluxului în 12 sectoare 54
Tabelul 5.2. Combinarea cerințelor aferente cuplului electromagnetic și fluxuluistatoric pentru 12 sectoare55
Tabelul 5.3. Tabelul de comutație al structurii PTC+TC - VSI 56
Tabelul 5.5. Vectorii medii de tensiune care asigură echilibrarea tensiunilor pe condensatoare
Tabelul 5.6. Indicatori de calitate ai structurilor DTC-NPC și PTC+TC-NPC utilizațiîn analiza comparativă68

71
71
С+ <i>TC-MC</i> 76

LISTA SIMBOLURILOR

Prezentare generală

Α	vector A
$\ \mathbf{A}\ $	modul vectorului A
A_{s}	valoare statorică
A_r	valoare rotorică
Â	valoarea estimată
A^p	valoarea predictivă
A^{*}	valoare de referință
A_{α}	componente α în sistemul static de coordonate $(\alpha\beta)$
A_{eta}	componente β în sistemul static de coordonate $(\alpha\beta)$

Parametri mașinii asincrone

В	Constanța de viscozitate
f_s	frecveta de eșantionare
f_{sw}	frecventa de comutare
i _r	curentul rotoric, vectorul spațial
i _{rK}	curentul rotoric, vectorul spațial în sistemul rotativ de coordonate \mathbf{K}
i _s	curentul statoric, vectorul spațial
\mathbf{i}_{sK}	curentul statoric, vectorul spațial în sistemul rotativ de coordonate \mathbf{K}
i_{as}, i_{bs}, i_{cs}	curenții statorici, valoare instantanee
i_{slpha}, i_{seta}	componentele curentului statoric în sistemul static de coordonate $(\alpha\beta)$
i_{rlpha}, i_{reta}	componentele curentului rotoric în sistemul static de coordonate $(\alpha\beta)$
i_{sd} , i_{sq}	componentele curentului statoric în sistemul rotativ de coordonate (dq)
i_{rd} , i_{rq}	componentele curentului rotoric în sistemul rotativ de coordonate (dq)
L_{M}	inductanta mutuala
L_{s}	inductanta statoric
L_r	inductanta rototic
T_{e}	cuplu electromagnetic

T_L	cuplu de sarcina
р	număr de perechi de poli
R_s	rezistența înfășurării statoric
R_r	rezistența înfășurării rotoric
u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}	tensiunile instantanee statorice
u _s	tensiune statorică, vectorul spațial
u _{sK}	tensiune statorică, vectorul spațial în sistemul rotativ de coordonate ${\bf K}$
u _r	tensiune rotorică, vectorul spațial
u _{rK}	tensiune rotorică, vectorul spațial în sistemul rotativ de coordonate ${\bf K}$
$u_{s\alpha}, u_{s\beta}$	componentele tensiunii statoric în sistemul static de coordonate $(\alpha\beta)$
u_{sd} , u_{sq}	Componentele tensiunii statoric în sistemul rotativ de coordonate (dq)
J	momentul total de inerție al părților în mișcare
Ψ_{s}	fluxul statoric, valoare spațială
$\Psi_{\mathbf{r}}$	fluxul rotoric, valoare spațială
ψ_r	fluxul rotoric, valoare de amplitudinea
Ψ_s	fluxul statoric, valoare de amplitudinea
$\Psi_{slpha}, \Psi_{seta}$	componentele fluxului statoric în sistemul static de coordonate $(\alpha\beta)$
ω	Pulsația
\mathcal{O}_{e}	Pulsația electrică
$ au_r$	constanta de timp a rotorului
$ au_{s}$	constanta de timp a statorului
4	

Convertoare

VSI	Voltage Source Inverter
3L-NPC	Three Level Neutral Point Clamped
MC	Matrix Converter

Structura de control

DTC	control direct al cuplului
DTC-VSI	control direct al cuplului cu convertor VSI
DTC-NPC	control direct al cuplului cu invertor 3L-NPC

DTC-MC	control direct al cuplului cu convertor de tip matrice MC
PTC	controlul predictiv al cuplului
PTC-VSI	controlul predictiv al cuplului cu convertor VSI
PTC-NPC	controlul predictiv al cuplului cu invertor 3L-NPC
PTC-MC	controlul predictiv al cuplului cu invtoerr 3L-NPC
SG-PTC+TC	structura general PTC cu tabel de comutație
PTC+TC-VSI	structura PTC-VSI cu tabel de comutație
PTC+TC-NPC	structura PTC- NPC cu tabel de comutație
PTC+TC-MC	structura PTC- MC cu tabel de comutație

INTRODUCERE

Mașina asincronă este cea mai utilizată mașină electrică în aplicații industriale datorită avantajelor pe care le oferă în comparație cu alte mașini electrice cum ar fi: construcție simplă și robustă, siguranță în funcționare, cost scăzut, alimentare directă de la rețeaua de curent alternativ.

Această mașină poate fi alimentată cu tensiuni de până la 10 kV și la o gamă largă de puteri și turații și anume: de la câțiva W până la zeci de MW și de la sute de rot/min până la 3000 rot/min [2], [5], [25], [26].

Conducerea unei mașini asincrone presupune aplicarea de comenzi în vederea obținerii unor turații impuse. Din acest punct de vedere pentru mașina asincronă singura posibilitate reală este reprezentată de alimentarea mașinii la frecvență variabilă. Această soluție a putut fi efectiv pusă în practică odată cu dezvoltarea electronicii de putere și apariția convertizoarelor statice de frecvență

Pentru conducerea mașinii asincrone, s-au impus două structuri tipice de control și anume: *structura de control vectorial* (Structura FOC – Field Orientated Control) și *structura de control direct a cuplului* (Structura DTC – Direct Torque Control).

- Structura FOC consideră modelul mașinii asincrone în sistemul rotativ de coordonate al vectorului de flux rotoric, în care modelul mașinii asincrone devine asemănător cu al mașinii de curent continuu [4]. Datorită acestui fapt cuplul electromagnetic și fluxul rotoric pot fi reglate separat.
- Structura DTC a fost inventată la sfârșitul anilor 1980 [31] și a înlocuit treptat structura FOC. Motivația constă în structura mai simplă, robustețea mai ridicată, răspunsul dinamic mai bun și timpului mai mic de calcul pentru determinarea comenzii. În plus, structura DTC lucrează direct cu stările de comutare ale convertoarelor, așa că pentru a înțelege principul controlului direct de cuplu, trebuie investigate stările de comutare ale acestora.

Convertoarele sunt utilizate astăzi frecvent în sistemele electrice, fiecare structură de convertor având stări unice de comutare. Structura *DTC* utilizează tabelul de comutație pentru a selecta un vector potrivit care este utilizat pentru controlul convertorului. Tabelul de comutație se construiește cu vectorii de tensiune ai convertoarelor, așa încât atunci când se consideră o structură *DTC*, înțelegerea funcționalității convertoarelor este importantă.

În prezenta teză de doctorat vor fi analizate structuri *DTC* care includ trei tipuri de convertoare și anume:

- convertor VSI (Voltage Source Inverter) pentru game de puteri mici;
- **invertor** *3L-NPC* (*Three Level Neutral Point Voltage Inverter*) pentru game de puteri medii și mari ;
- **convertor de tip matrice** *MC* (*Matrix Converter*) pentru sisteme de înaltă calitate.

În ultimii ani au apărut noi probleme care trebuie rezolvate în cadrul unui sistem de control al mașinii asincrone între care: ridicarea și chiar optimizarea performanței, reducerea dimensiunii sistemului de conducere, compensarea influenței perturbației, remedierea unor defecte în timpul funcționării sistemului.

Controlul predictiv ale cărui idei de bază au fost afirmate la începutul anilor 1980 oferă soluții pentru o parte dintre aceste probleme. Ideea principală a controlului predictiv constă în utilizarea unui model predictiv pentru a calcula vectorii de stare pentru pasul următor, vectori care sunt utilizați în funcția de cost (funcția obiectiv). Prin rezolvarea problemei optimale se determină vectorul de control optimal care minimizează funcția de cost [41].

Este important de subliniat că performanța unui asemenea sistem este cu atât mai bună cu cât modelul predictiv este mai precis. Pe de altă parte o precizie ridicată a modelului implică necesitatea unei puteri de calcul ridicate. Dezvoltarea unor procesoare performante, cu mare putere de calcul, a permis implementarea soluțiilor de control avansat în domeniul electronicii de putere și, implicit, al acționărilor electrice în condițiile unui interval de eșantionare de ordinul zecilor de microsecunde.

Pentru mașina asincronă a fost dezvoltată *structura de control predictiv bazat pe de model al cuplului* (**Structura PTC – Predictive Torque Control**) [42], [43], [44].În cazul structurii *PTC* se calculează valorile predictive ale cuplului și fluxului statoric care sunt utilizate în cadrul funcției de cost. Prin rezolvarea problemei de optimizare rezultă vectorul optimal care minimizează funcția de cost.

La baza construcției modelului predictiv prin care se calculează valori predictive se află modelul mașinii asincrone.

În ceea ce privește funcția de cost, valorile acesteia sunt influențate de coeficientul sau coeficienții de ponderare, pentru care nu sunt cunoscute metode de selectare riguroasă. Acestui neajuns specific structurii *PTC* i se adaugă volumul mare de calcule în situațiile în care convertorul are mulți vectori sau orizontul predicției este lung.

Pornind de la dezavantajele structurilor *DTC* și *PTC* se impune dezvoltarea unei structuri care să preia calitățile și să micșoreze cât se poate de mult neajunsurile acestora.

Această problemă este soluționată în cadrul prezentei teze de doctorat prin propunerea unei combinații între structurile DTC și *PTC*. Structura rezultată a fost numită de către autor *structura de control predictiv al cuplului cu tabel de comutație* (**Structura PTC+TC**).

Teza de doctorat include 6 capitole principale, la care se adaugă introducere, cuprins, listele cu tabele, figuri și simboluri, bibliografie și nouă anexe.

Capitolul 1 abordează modele matematice ale mașinii asincrone exprimate în mai multe sisteme de coordonate. Problematica aferentă acestui capitol este importantă pentru restul tezei de doctorat deoarece toate structurile de control analizate sau propuse se bazează pe modele matematice ale mașinii asincrone. **Capitolul 2** analizează vectorii de tensiune ai convertoarelor care vor fi utilizate în structurile de control *DTC*, *PTC*, *PTC*+*TC* (convertorul *VSI*, invertorul *3L-NPC*, convertorul de tip matrice *MC*).

Capitolul 3 analizează structura *DTC*. După ce sunt investigate aspecte care privesc circuitele de forță pentru controlul mașinii asincrone sunt în detaliu structurile *DTC* pentru: convertorul *VSI* (**Structura DTC-VSI**), convertorul *3L-NPC* (**Structura DTC-NPC**) și convertorul de tip matrice *MC* (**Structura DTC-MC**).

Capitolul 4 analizează structura *PTC*. Modelul predictiv este construit pe baza modelului mașinii asincrone în sistem static de coordonate dezvoltat în *Capitolul 1*. Sunt caracterizate avantajele și dezavantajele ale structurii *PTC* pentru: convertorul *VSI* (**Structura PTC-VSI**), convertorul *3L-NPC* (**Structura PTC-NPC**) și convertorul de tip matrice (**Structura PTC-MC**).

Capitolul 5 prezintă în detaliu structura *PTC* cu tabelul de comutație dezvoltată de autor pentru: convertorul *VSI* (**Structura PTC+TC-VSI**), convertorul *3L-NPC* (**Structura PTC+TC-NPC**) și convertorul de tip matrice *MC* (**Structura PTC+TC-MC**). Aceste structuri au fost testate în simulatoare dezvoltate în mediul Matalab/Simulink[®] pentru a evalua performanțele lor. Prin analiza comparativă a rezultatelor testelor au fost identificate performanțe ale acestor structuri care sunt raportate la cele oferite de structurile *DTC* și *PTC*.

Capitolul 6 este consacrat concluziilor generale, contribuțiilor, diseminării rezultatelor și unor direcții viitoare de cercetare.

Bibliografia conține 73 de titluri ordonate în ordinea citării în *Capitolele 1-5* ale tezei de doctorat.

Prezentul rezumat prezintă integral cuprinsul, capitolul 6 și bibliografia la se adaugă o sinteză a capitolelor 1÷5.

CAPITOLUL 1

INVESTIGAȚII PRIVIND MODELAREA MAȘINII ASINCRONE

Investigarea comportării unui sistem se poate realiza prin observații directe privind evoluția acestuia, sau prin intermediul modelului respectivului sistem. În sensul cel mai general modelul constituie o reprezentare a sistemului destinată să faciliteze cunoașterea acestuia.

Din perspectiva automatizării modelul unui obiect joacă un rol important în analiza caracteristicilor, a construirii structurii de control și a acordării parametrilor acesteia. În contextul prezentei teze de doctorat, modelarea mașinii asincrone reprezintă o primă etapă a cercetărilor vizând dezvoltarea de sisteme automate care să integreze acest tip de mașină electrică.

Obiectul acestui capitol îl constituie prezentarea unor considerații referitoare la modelarea matematică a mașinii asincrone.

1.1. Necesitatea modelării matematice

Autorul a utilizat în cercetările prezentate în teza de doctorat modele matematice a mașinii asincrone (*MA*), care au reprezentat suportul pentru investigarea structurilor de control existente sau pentru dezvoltarea altora noi, care vor fi abordate în capitolele următoare

În cele ce urmează sunt tratate pentru început aspecte care vizează sistemele de coordonate și transformările utilizate pentru deducerea modelelor matematice. A doua parte a capitolului este consacrată prezentării unor *MMD* uzuale pentru mașina asincronă.

1.2. Sisteme de coordonate de bază și transformările sistemelor de coordonate

Abordarea conceptului sistemelor de coordonate și a transformărilor între acestea reprezintă o premisă a modelării mașinii asincrone(*MA*). În cele ce urmează vor caracterizate trei sisteme de coordonate cu o largă răspândire în prezent și anume: *sistemul natural, sistemul static* și *sistemul rotativ al fluxului rotoric*. Sunt de asemenea prezentate transformările utilizate pentru tranziția între aceste sisteme de coordonate.

1.3. Modele matematice dinamice ale mașinii asincrone

În continuare se prezintă *MMD* ale *MA* obținute în sistemele de coordonate (dq) și $(\alpha\beta)$. Este de menționat faptul că semnificațiile marii majorități a notațiilor care intervin în aceste modele sunt conținute de *Lista cu semnificațiile notațiilor* inclusă în prezenta teză de doctorat.

1.3.1. Modelarea matematică a mașinii asincrone în sistemul rotativ de coordonate al fluxului rotoric (dq)

Conform referinței [2] a acest model matematic în coordonate (dq) include cinci ecuații după cum urmează:

- ecuația de tensiunea statorică;

- ecuațiade tensiunea rotorică;
- ecuația de flux statoric;
- ecuația de flux rotoric;
- ecuația de echilibru mecanic (conservare a energiei mecanice),

care formează sistemul reprezentat mai jos:

$$\mathbf{u}_{s\mathbf{K}} = \mathbf{i}_{s\mathbf{K}}R_{s} + \frac{d\mathbf{\Psi}_{s\mathbf{K}}}{dt} + j\omega_{K}\mathbf{\Psi}_{s\mathbf{K}}$$

$$0 = \mathbf{i}_{\mathbf{r}\mathbf{K}}R_{r} + \frac{d\mathbf{\Psi}_{\mathbf{r}\mathbf{K}}}{dt} + j(\omega_{K} - \omega_{e})\mathbf{\Psi}_{\mathbf{r}\mathbf{K}}$$

$$\mathbf{\Psi}_{s\mathbf{K}} = L_{s}\mathbf{i}_{s\mathbf{K}} + L_{M}\mathbf{i}_{\mathbf{r}\mathbf{K}}$$

$$\mathbf{\Psi}_{\mathbf{r}\mathbf{K}} = L_{r}\mathbf{i}_{\mathbf{r}\mathbf{K}} + L_{M}\mathbf{i}_{s\mathbf{K}}$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}\left[\frac{3}{2}p\operatorname{Im}\left\{\left(\left(\mathbf{\Psi}_{sK}\right)^{*}\right) \times \mathbf{i}_{sK}\right\} - T_{L}\right]\right]$$
(1.1)

Considerând vectorul de flux rotoric fixat de axa d a sistemului rotativ de coordonate K se obține sistemul rotativ de coordonate al fluxului rotoric cu

$$\begin{cases} \psi_{rq} = 0\\ \psi_{rd} = \psi_r \end{cases}$$
(1.2)

Sistemul (1.3) reprezintă modelul matematic al mașinii asincrone în domeniul frecvenței pentru sistemul rotativ de coordonate al fluxului rotoric (dq). În figura 1.1 este ilustrată schema de calcul și conexiuni a acestui model.

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{\tau_{\sigma}}{1 + s\tau_{\sigma}} \left(\omega_{K} i_{sq} + \frac{1 - \sigma}{\sigma L_{M} \tau_{r}} \psi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_{s}} u_{sd} \right) \\ i_{sq} = \frac{\tau_{\sigma}}{1 + s\tau_{\sigma}} \left(-\omega_{K} i_{sd} - \frac{1 - \sigma}{\sigma L_{M}} \omega_{e} \psi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_{s}} u_{sq} \right) \\ \psi_{rd} = \frac{1}{1 + s\tau_{r}} L_{M} i_{sd} \\ \omega_{K} - \omega_{e} = \frac{\tau_{r}}{L_{M}} \frac{\psi_{rd}}{i_{sq}} \\ \omega = \frac{1}{Js} \left[\frac{3}{2} p_{m} \frac{L_{M}}{L_{r}} \psi_{rd} i_{sq} - T_{L} \right] \end{cases}$$
(1.3)

unde τ_{σ} satisface relația $\frac{1}{\tau_{\sigma}} = \frac{1}{\sigma \tau_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma \tau_r}$.

Capitolul 1 – Investigații privind modelarea mașinii asincrone



Figura 1.1. Schema de implementare a modelului mașinii asincrone în sistemul rotativ de coordonate al fluxului rotoric (dq)[4].

1.3.2. Modelarea matematică a mașinii asincrone în sistemul de coordonate $(\alpha\beta)$

Acest model se obține prin transformarea modelului în coordonate *K*. Dacă se consideră $\omega_K=0$ și vectorul de curent statoric fixat, modelul (1.1) se transformă în modelul exprimat în coordonate statice ($\alpha\beta$) după cum urmează [2] [3]:

$$\mathbf{u}_{s} = \mathbf{i}_{s}R_{s} + \frac{d\mathbf{\Psi}_{s}}{dt}$$

$$0 = \mathbf{i}_{r}R_{r} + \frac{d\mathbf{\Psi}_{r}}{dt} - j\omega_{e}\mathbf{\Psi}_{r}$$

$$\mathbf{\Psi}_{s} = L_{s}\mathbf{i}_{s} + L_{M}\mathbf{i}_{r}$$

$$\mathbf{\Psi}_{r} = L_{r}\mathbf{i}_{r} + L_{M}\mathbf{i}_{s}$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}\left[\frac{3}{2}p\operatorname{Im}\left\{\left(\left(\mathbf{\Psi}_{s}\right)^{*}\right) \times \mathbf{i}_{s}\right\} - T_{L}\right]\right]$$
(1.4)

Modelul (1.4) a rezultat practic eliminând formal simbolul *K* din modelul (1.1) și considerând $\omega_{\rm K}=0$.

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \frac{\tau_{\sigma}}{1 + \tau_{\sigma}s} \left(\frac{1 - \sigma}{\sigma\tau_{r}L_{M}} \omega_{e} \psi_{r\alpha} + \frac{1 - \sigma}{\sigma L_{M}} \psi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_{s}} u_{s\alpha} \right) \\ i_{s\beta} = \frac{\tau_{\sigma}}{1 + \tau_{\sigma}s} \left(-\frac{1 - \sigma}{\sigma L_{M}} \omega_{e} \psi_{r\alpha} + \frac{1 - \sigma}{\sigma L_{M}} \tau_{r} \psi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_{s}} u_{s\beta} \right) \\ \psi_{r\alpha} = \frac{1}{1 + \tau_{r}s} \left(L_{M} i_{s\alpha} - \tau_{r} \omega_{e} \psi_{r\beta} \right) , \qquad (1.5) \\ \psi_{r\beta} = \frac{1}{1 + \tau_{r}s} \left(L_{m} i_{s\beta} + \tau_{r} \omega_{e} \psi_{r\alpha} \right) \\ \omega = \frac{1}{Js} \left[\frac{3}{2} p_{m} \frac{L_{M}}{L_{r}} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) - T_{L} \right] \end{cases}$$

Sistemul (1.5) reprezintă modelul matematic al mașinii asincrone în domeniul frecvenței pentru sistemul de coordonate ($\alpha\beta$). În figura 1.2 este ilustrată schema de calcul și conexiuni a acestui model.



Figura 1.2. Schema de implementare a modelului mașinii asincrone în sistemul static de coordonate ($\alpha\beta$) [4].

1.4. Concluzii parțiale

Obiectul acestui capitol l-a constituit prezentarea unor aspecte referitoare la modelarea maşinilor electrice asincrone.

Prima secțiune a capitolului este consacrată prezentării sistemelor de coordonate *natural (abc), static (\alpha\beta)* și *rotativ (dq)* și a transformărilor pentru a trece dintr-un sistem în altul.

Prezentarea acestor sisteme de coordonate a fost impusă de faptul că actualele modele aferente mașinii asincrone au câștigat în simplitate considerând exprimarea vectorială dependentă de sistemul de coordonate.

Următoarea secțiune a capitolului este consacrată construcției modelului mașinii asincrone în sistemul rotativ de coordonate al fluxului rotoric. Modelul este adecvat dezvoltării și testării structurilor de automatizare, dar utilizarea este dificilă datorită necesității trecerii din sistemul natural de coordonate în cel rotativ.

Capitolul se încheie cu prezentarea elaborării modelului mașinii asincrone în sistemul static de coordonate. Și acest model este adecvat dezvoltării și testării structurilor de automatizare, utilizarea sa fiind facilitată de faptul necesității trecere din sistemul natural de coordonate în cel static și nu rotativ.

Analiza din prezentul capitol a permis autorului selectarea *modelului mașinii* asincrone în sistem static de coordonate pentru a fi utilizat în dezvoltările din capitolele următoare ale tezei de doctorat.

CAPITOLUL 2

ANALIZA UNOR VECTORI DE TENSIUNE AI CONVERTOARELOR STATICE DE FRECVENȚĂ

În acest capitol, sunt analizați și se prezintă modul de construcție a vectorilor de tensiune pentru trei convertoare, după cum urmează:

- invertorul (convertorul) VSI (Voltage Source Inverter).
- invertorul (convertorul) 3L-NPC (Three Level Neutral Point Clamped inverter).
- convertorul MC (Matrix Converter).

În urma consultării a numeroase referințe bibliografice, în opinia autorului acestea sunt considerate ca fiind de o importanță deosebită, motiv pentru care vor fi utilizate și în dezvoltările prezentate în următoarele capitole ale tezei de doctorat.

2.1. Vectori de tensiune ai invertorului VSI

Invertorul (convertorul) *VSI*, a cărui schemă este ilustrată în figura 2.1, conține 6 comutatoare (realizate în tehnologii IGBT¹ sau MOSFET²) S_1 .. S_6 , care sunt controlate prin impulsuri de tensiune.



Figura 2.1. Structura convertorului VSI: U_{DC} - sursă fetensiune continuă; $S_1...S_6$ - comutatoare; A, B, C - faze [6], [7].

Numărul total de stări de comutare aferente invertorului *VSI* este de **8**, fiecare dintre acestea corespunzând unui vector aferent tensiunii de ieșire.

¹IGBT - Insulated Gate Bipolar Transistor (<u>https://www.electronics-tutorials.ws/power/insulated-gate-bipolar-transistor.html</u>

²MOSFET - Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (<u>https://www.electronics-tutorials.ws/transistor/tran_6.html</u>)

Au fost determinate amplitudinile și unghiurile de fază, prezentate în tabelul 2.1, pentru toți vectorii de tensiune ai invertorului *VSI*.

Vector	Sta	rea liniei	i	Amplitudingo	Unahi
Vector	S _A S _B S _C		Ampitudinea A	φ	
U ₀	0	0	0	0	—
U ₁	1	0	0	$2U_{DC}/3$	0
\mathbf{U}_2	1	1	0	2U _{DC} / 3	60°
U ₃	0	1	0	2U _{DC} / 3	120°
\mathbf{U}_{4}	0	1	1	2U _{DC} / 3	180°
U ₅	0	0	1	2U _{DC} / 3	240°
U ₆	1	0	1	2U _{DC} / 3	300°
$\overline{\mathbf{U}}_{7}$	1	1	1	0	_

Tabelul 2.1. Vectori de tensiune ai invertorului VSI

Din tabelul 2.1, reiese că 6 dintre vectori (respectiv $U_1 \div U_6$) au aceeași amplitudine $A = \frac{2}{3}U_{DC}$ iar 2 vectori U_0 și U_7 au amplitudinile nule.

2.2. Vectori de tensiune ai invertorului 3L-NPC



Figura 2.2. Structura 3L-NPC: U_{DC} - sursă tensiune continuă; C_1 , C_2 – condensatoare; S_{ij} - comutatoare; i_A , i_B , i_C - curenți pentru fiecare fază; Z_A , Z_B , Z_C – impedanțe aferente fazelor

Capitolul 2 – Analiza unor vectori de tensiune ai convertoarelor statice de frecventă

	Variabil	e logice	Sume logice		
S _{1x}	S _{3x}	S _{2x}	S _{4x}	$S_{1x+} S_{3x}$	$S_{2x+} S_{4x}$
0	1	-	-	1	-
1	0	-	-	1	-
-	-	0	1	-	1
-	-	1	0	-	1

Tabelul 2.2. Valori logice corespunzătoare stărilor comutatoarelor S_{ix} din invertor 3L-NPC

Tabelul 2.3. Stări de comutare ale 3L-NPC

<u>C</u> tanaa		Tensiunea				
Starea	S _{1x}	S _{2x}	S _{3x}	S_{4x}	U_{xz}	
Р	1	1	0	0	E	
0	0	1	1	0	0	
Ν	0	0	1	1	-E	

Conform datelor din tabelul 2.3, rezultă că sunt posibile 3 stări după cum urmează:

- starea **P** (**P**ozitiv) care creează la ieșire tensiunea *E*;
- starea **O** (Zer**O**) care creează la ieșre tensiunea *0* (zero);
- starea N (Negativ) care creează la ieșire tensiunea -*E*;

Asociind stările de comutare fiecărei faze, rezultă vectorii de tensiune prezentați în tabelul 2.4 [10].

Capitolul 2 – Analiza uno	vectori de tensiune a	ai convertoarelor	statice de frecventă
---------------------------	-----------------------	-------------------	----------------------

Vector	Stări		Valori	Vector	Stări	Valori
U ₀	PPP, OOO, NNN		0			
U ₁	POO		$\frac{U_{DC}}{DC}e^{j0}$	U ₇	PON	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}e^{j\frac{\pi}{6}}$
		ONN	3	U ₈	OPN	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}e^{j\frac{\pi}{2}}$
T	PPO		$U_{DC} a^{j\frac{\pi}{3}}$	U ₉	NPO	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}e^{j\frac{5\pi}{6}}$
		OON	<u> </u>	U ₁₀	NOP	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}e^{j\frac{7\pi}{6}}$
T	OPO		U_{DC} $j\frac{2\pi}{3}$	U ₁₁	ONP	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}e^{j\frac{3\pi}{2}}$
U ₃		NON	$\frac{3}{3}e$	U ₁₂	PNO	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}e^{j\frac{11\pi}{6}}$
T	OPP		U_{DC} $j\pi$	U ₁₃	PNN	$\frac{2U_{DC}}{3}e^{j0}$
04		NOO	3	U ₁₄	PPN	$\frac{2U_{DC}}{3}e^{j\frac{\pi}{3}}$
T	OOP		$\frac{U_{DC}}{\rho}\rho^{j\frac{4\pi}{3}}$	U ₁₅	NPN	$\frac{2U_{DC}}{3}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
U ₅		NNO	3	U ₁₆	NPP	$\frac{2U_{DC}}{3}e^{j\pi}$
T	РОР		U_{DC} $_{\rho}j\frac{5\pi}{3}$	U ₁₇	NNP	$\frac{2U_{DC}}{3}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
U ₆		ONO	$\frac{-bc}{3}e^{-3}$	U ₁₈	PNP	$\frac{2U_{DC}}{3}e^{j\frac{5\pi}{3}}$

Procedând în același mod se obțin celelalte valori evidențiate în tabelul 2.4. Vectorii de tensiune rezultați pot fi grupați în 4 categorii (*zero, mică, medie, mare*).

Analizând datele din tabelul 2.4, reiese că vectorii mici (respectiv U₁÷U₆) au amplitudinea $A = \frac{U_{DC}}{3}$, vectorii medii (respectiv U₇÷U₁₂) au amplitudinea $A = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$, vectorii mari (respectiv U₁₃÷U₁₈) au amplitudinea $A = \frac{2U_{DC}}{2}$.

2.3. Vectori de tensiune și vectori de curent ai convertorului de tip matrice

Convertorul de tip matrice (*MC* – *Matrix Converter*) este un convertor propriuzis (direct), în sensul că nu presupune existența unui redresor. În raport cu convertoarele convenționale (inveroarele) de tipul celor analizate în subcapitolele anterioare, convertorul de tip matrice prezintă mai multe avantaj, cum ar fi [6], [13, 14, 15]: *tensiune sinusoidală aplicată la intrare, factor de putere controlabil, posibilitatea transmiterii bidirecționale a energiei, fiabilitate ridicată*. Potrivit aceleiași referințe acest tip de convertor are și o serie de limitări între care: *complexitate ridicată pentru algoritmul de modulare, valoarea maximă a factorului de modulare de 0,866*.



Figura 2.3. Structura convertorului de tip matrice (MC).

După cum rezultă din figura 2.3 convertorul de tip matrice conține 9 comutatoare bidirecționale notate S_{ij} . Aceste comutatoare cu $i \in \{a, b, c\}, j \in \{A, B, C\}$ permit conectarea unei faze de intrare din mulțimea $\{a, b, c\}$ cu o fază arbitrară de ieșire din mulțimea $\{A, B, C\}$.

Pe de altă parte fiecărui tip vector spațial definit mai sus i se pot asocia categoriile *fix*, *zero, rotativ*.

- Vectorul fix este un vector care are direcția fixă
- > Vectorul zero este un vector care are amplitudinea nulă.
- > Vectorul rotativ este un vector care are direcția variabilă.

Cod stare	A	В	C	u _{AB}	u _{BC}	u _{CA}	U0	θο	i _a	i _b	ic	i _i	α_{i}
1+	а	b	b	u _{ab}	0	- u _{ab}	$2/\sqrt{3}u_{ab}$	0	İA	-i _A	0	$2/\sqrt{3}i_A$	- \pi / 6
1-	b	a	a	-u _{ab}	0	u _{ab}	$2/\sqrt{3}u_{ab}$	0	-iA	İA	0	$2/\sqrt{3}i_A$	$5\pi/6$
2+	b	С	С	ubc	0	-u _{bc}	$2/\sqrt{3}u_{bc}$	0	0	İA	-iA	$2/\sqrt{3}i_A$	$\pi/2$
2-	С	b	b	-u _{bc}	0	u _{bc}	$2/\sqrt{3}u_{bc}$	0	0	-i _A	$i_{\rm A}$	$2/\sqrt{3}i_A$	-π/2
3+	С	а	а	u _{ca}	0	-u _{ca}	$2/\sqrt{3}u_{ca}$	0	-i _A	0	İA	$2/\sqrt{3}i_A$	$-5\pi/6$
3-	а	С	С	-u _{ca}	0	u _{ca}	$2/\sqrt{3}u_{ca}$	0	i _A	0	-i _A	$2/\sqrt{3}i_A$	$\pi/6$
4+	b	a	b	-u _{ab}	u _{ab}	0	$2/\sqrt{3}u_{ab}$	$2\pi/3$	iB	-i _B	0	$2/\sqrt{3}i_B$	- <i>π</i> /6
4-	а	b	а	u _{ab}	-u _{ab}	0	$2/\sqrt{3}u_{ab}$	$2\pi/3$	-i _B	i _B	0	$2/\sqrt{3}i_B$	$5\pi/6$
5+	С	b	С	-u _{bc}	u _{bc}	0	$2/\sqrt{3}u_{bc}$	$2\pi/3$	0	i _B	-i _B	$2/\sqrt{3}i_B$	$\pi/2$
5-	b	С	b	u _{bc}	-u _{bc}	0	$2/\sqrt{3}u_{bc}$	$2\pi/3$	0	-i _B	i _B	$2/\sqrt{3}i_B$	-π/2
6+	а	С	а	-u _{ca}	u _{ca}	0	$2/\sqrt{3}u_{ca}$	$2\pi/3$	-i _B	0	i _B	$2/\sqrt{3}i_B$	$-5\pi/6$
6-	С	а	С	u _{ca}	-u _{ca}	0	$2/\sqrt{3}u_{ca}$	$2\pi/3$	i _B	0	-i _B	$2/\sqrt{3}i_B$	$\pi/6$
7+	b	b	а	0	-u _{ab}	u _{ab}	$2/\sqrt{3}u_{ab}$	$4\pi/3$	ic	-i _C	0	$2/\sqrt{3}i_c$	- \pi / 6
7-	а	а	b	0	u _{ab}	-u _{ab}	$2/\sqrt{3}u_{ab}$	$4\pi/3$	-ic	ic	0	$2/\sqrt{3}i_c$	$5\pi/6$
8+	С	С	b	0	-u _{bc}	u _{bc}	$2/\sqrt{3}u_{bc}$	$4\pi/3$	0	i _C	-i _C	$2/\sqrt{3}i_c$	$\pi/2$
8-	b	b	с	0	u _{bc}	-u _{bc}	$2/\sqrt{3}u_{bc}$	$4\pi/3$	0	-i _C	ic	$2/\sqrt{3}i_c$	-π/2
9+	а	a	С	0	-u _{ca}	u _{ca}	$2/\sqrt{3}u_{ca}$	$4\pi/3$	-i _C	0	i _C	$2/\sqrt{3}i_c$	$-5\pi/6$
9-	С	С	a	0	u _{ca}	-u _{ca}	$2/\sqrt{3}u_{ca}$	$4\pi/3$	i _C	0	-i _C	$2/\sqrt{3}i_c$	$\pi/6$

Tabelul 2.6. Parametri ai celo	or 18 stări de comutare care g	generează vectori din c	categoria <i>fix</i> .
			, at e got ta j t.t.

2.4. Concluzii parțiale

Obiectul acestui capitol, a fost reprezentat de analiza vectorilor de tensiune pentru convertorul *VSI* și a invertorului *3L-NPC*, respectiv vectorilor de tensiune și curent pentru convertor de tip matrice MC.

În urma acestei analize au rezultat următoarele concluzii importante:

- din analiza convertorului *VSI* a rezultat de prezența a 8 vectori de tensiune din care 6 vectori au aceeași amplitudine $\frac{2U_{DC}}{3}$ și 2 vectori cu amplitudinea zero;

- cei 6 vectori cu amplitudinea $\frac{2U_{DC}}{3}$ divizează planul de coordonate α , β în 6 sectoare;

- din analiza invertorului *3L-NPC* a rezultat prezența a 21 vectori de tensiune clasificați în 4 categorii și anume: 6 vectori mari cu amplitudinea $\frac{2U_{DC}}{3}$, 6 vectori medii cu

amplitudinea $\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$, 6 vectori mici și cu amplitudinea $\frac{U_{DC}}{3}$ și 3 vectori cu amplitudinea zero;

- cei 18 vectori cu amplitudini diferite de zero divizează planul de coordonate α , β în 12 sectoare;

- Din analiza convertorului de tip matrice a rezultat existența a 27 vectori de tensiune de ieșire și a 27 vectori de curent de intrare;

- cei 27 vectorii de tensiune de ieșire, respectiv 27 vectori de curent de intrare include18 vectorii ficși, 6 vectorii rotativi și 3 vectori zero.

- rezultatele referitoare la vectori de tensiune celor 3 tipuri de convertoare vor fi utilizate în captitol 3, 4 și 5 ale tezei de doctorat unde sunt rezolvate probleme care privesc controlul mașinii asincrone prin metodele DTC, FS-PTC și FS-PTC cu tabelul de comutație.

CAPITOLUL 3

CERCETĂRI PRIVIND CONTROLUL DIRECT AL CUPLULUI MAȘINII ASINCRONE

Problema controlului mașinii asincrone este o problemă a cărei rezolvare este relativ complicată datorită în primul rând complexității ridicate a modelului matematic al acestei mașini. În aceste a condiții sistemul de control este costisitor, ceea ce determină o eficiență adeseori scăzută.

În prezent, datorită dezvoltării electronicii de putere și procesoarelor numerice de semnal, eficiența controlului mașinii asincrone a fost îmbunătățită, controlul putând fi aplicat în majoritatea gamelor de putere.

Structura de control direct al cuplului DTC (Structura DTC – Direct Torque Control Structure) este în prezent frecvent utilizată pentru controlul mașinii asincrone. Cea mai importantă componentă a structurii DTC este tabelul de comutație, care depinde de structura convertorului implicat în control.

În prezentul capitolul vor fi analizate trei structuri de *DTC* și anume:

- Structura cu convertor VSI (Structura DTC-VSI).
- Structura cu invertor *3L-NPC* (Structura DTC-NPC).
- Structura cu convertor de tip matrice *MC* (Structura DTC-MC).

La sfârșitul fiecărei secțiuni sunt evidențiate avantajele și dezavantajele structurii analizate rezultate din teste de simulare în mediul *Matlab/Simulink*[®].

3.1. Structuri ale circuitului de forță pentru controlul mașinii asincrone

Sistemul de automatizare al mașinii asincrone include două părți principale și anume: *circuitul de comandă și circuitul de forță*.

- <u>Circuitul de comandă</u>, include de regulă un *procesor numeric de semnal* care conține programul aferent structurii de control.
- <u>Circuitul de forță</u>, care constituie practic *elementul de execuție* al sistemului

Din investigațiile bibliografice realizate de autor a rezultat existența unei multitudini de circuite de forță pentru controlul mașinii asincrone.

Prezenta teză de doctorat este focalizată pe investigații și dezvoltări pentru trei tipuri de circuite de forță implementate prin;

- invertor comun sau convertor VSI;
- invertor *3L-NPC*;
- convertor de tip matrice *MC*.

3.2. Analiza structuriide control direct al cuplului pentru mașina asincronă cu convertor VSI

Structura de control direct al cuplului (*DTC*) pentru mașina asincronă care a fost introdusă la sfârșitul anilor 1980 [31], a fost rapid dezvoltată și a înlocuit treptat de structura de control vectorial (*FOC*). Între argumentele acestei înlocuiri sunt de menționat structura simplă și robustă la care se adaugă răspunsului rapid al structurii *DTC*.

Caracteristic structurii *DTC* este faptul că aceasta implică direct vectorii de tensiune ai convertorului prin informații de natura celor care au fost analizate în *Capitolul 2* al tezei de doctorat.

3.2.1. Principiul controlului direct al cuplului

Ideea care stă la baza controlului direct al cuplului mașinii asincrone constă în utilizarea mișcării *vectorului de flux statoric* pentru a controla cuplul electromagnetic.

Din model mașinii asincrone prezentat în (1.4) din *Capitolul 1*, rezultă relația de mai dintre flux și cuplu electromagnetic,

$$T_e = p_b \frac{3}{2} \frac{L_M}{L_r L_s - L_M^2} \psi_s \psi_r \sin \delta \approx K \psi_s \psi_r \delta , \qquad (3.1)$$

În care: T_e - este cuplul electromagnetic;

- σ unghiul de flux, respectiv unghiul între vectorul de *flux statoric* şi vectorul de *fluxrotoric*;
- Ψ_s modulul (amplitudinea) vectorului de *flux statoric*;
- ψ_r modulul (amplitudinea) vectorului de *flux rotoric*.

Din relația (3.1) se observă o dependență teoretică liniară a cuplului electromagnetic față de unghiul δ și de amplitudinile vectorilor de flux statoric și rotoric. Practic, vectorul de flux statoric are o *dinamică mult mai rapidă* în raport vectorul de rotoric, motiv pentru care acest din urmă vector poate fi considerat constant (ca amplitudine și fază) în raport cu cel statoric. *Având în vedere acest aspect, cuplul electromagnetic poate fi controlat direct prin vectorul flux statoric*.

3.2.2. Structura de control direct al cuplului cu convertor VSI

În figura 3.9 se prezintă o structură de control direct al cuplului pentru mașina asincronă cu convertor *VSI* (*Structura DTC-VSI*). Această structură se bazează pe principii ale controlului direct al cuplului, principii propuse de I.Takahashi și T.Nogouki în referința [31].

Din examinarea structurii din figura 3.9 rezultă în afară de *mașina asincronă MA* și *convertorul VSI* prezența următoarelor componente:

1 – regulator flux statoric;

- 2 regulator cuplu;
- 3 regulator pulsație;
- 4 modul tabel de comutație;
- 5 modul detectare sector statoric;
- 6 modul estimare flux statoric și cuplu electromagnetic.



Figura 3.1. Structura pentru controlul direct al cuplului cu convertor VSI.

Structura *DTC-VSI* este centrată pe Sistemul de Reglare Automată (*SRA*) a *pulsației* în cascadă cu *cuplul electromagnetic*. Obiectivul structurii *DTC-VSI* constă în selecția stării de comutare a invertorului *VSI* cuantificată, potrivit celor prezentate în *Capitolul 2* în variabilele logice S_A , S_B , S_C ale căror valori sunt furnizate de către *Modulul tabel de comutație*. Intrările în acest modul sunt comenzile elaborate de *regulatoarele de flux statoric și de cuplu* (d_{ψ} respectiv d_T) și numărul N generat de *modulul detectare sector*.

Deoarece parametrii *flux statoric* și *cuplu electromagnetic* sunt dificil de măsurat, în cadrul *Structurii DTC-VSI*, aceștia sunt estimați pe baza datelor furnizate de sistemele de măsurat aferente *curenților statorici și tensiunilor statorice*.

În continuare vor fi caracterizate elementele componente ale Structurii DTC-VSI

3.2.2.1. Regulatoarele de flux statoric și de cuplu

Pentru a menține fluxul statoric între limiteleinferioară și superioară, structura ilustrată în figura 3.1 conține un regulator bipozițional cu caracteristică de tip releu, care în

figura 3.2este ilustrată în varianta ideală (a) și în cea reală cu histerezis (b).



Figura 3.2. Regulatorul bipozițional de flux statoric: (a) - Caracteristică ideală; (b) - caracteristică reală cu histereziz; e_ψ- abatere; d_ψ-comandă; H_ψ- jumătate din banda de histereziz (semihisterezis).

Modulul tabel de comutație va determina o stare de comutare a convertorului VSI care să conducă la creșterea fluxului statoric ψ atâta timp cât $d_{\psi} = 1$, respectiv la scăderea acestuia atâta timp cât $d_{\psi} = 0$.

Pentru a menține cuplul electromagnetic între limitele inferioară și superioară și structura ilustrată în figura 3.1 conține un regulator tripozițional cu caracteristică de tip releu cu zonă de insensibilitate, care în figura 3.3 este ilustrată în varianta ideală și în cea reală cu histerezis.



Figura 3.3. Regulatorul tripozițional de cuplu electromagnetic: a - caracteristică ideală; b - caracteristică reală și cu histereziz; e_T- abatere; d_T - comandă; H_T- jumătate din banda de histereziz (semihisterezis).

Modulul tabel de comutație va determina o stare de comutare a convertorului VSI care să conducă la creșterea cuplului electromagnetic T_E atâta timp cât d_T =+1, respectiv la scăderea acestuia atâta timp cât d_T = - 1. În intervalele de timp în care d_T =0, respectiv în zona de insensibilitate a regulatorului, cuplul electromagnetic rămâne nemodificat.

3.2.2.2. Modulul de estimare a fluxului statoric și a cuplului electromagnetic

În structura ilustrată în figura 3.1, parametrii *flux statoric și cupluelectromagnetic* nu sunt măsurați direct, ci sunt estimați în cadrul unui modul dedicat, din rezultatele furnizate de către sistemele măsurat a *curenților statorici* și a *tensiunilor statorice*

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{s\alpha} = \int (u_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s) dt \\ \hat{\psi}_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - i_{s\beta} R_s) dt \end{cases}$$
(3.2)

După cum rezultă din relația (3.2), pentru a estima valorile fluxului statoric, $\widehat{\psi}_{s\alpha}$ și $\widehat{\psi}_{s\beta}$ trebuie cunoscute valorile curenților și tensiunilor care se obțin prin măsurare.

Din relațiile (3.2) rezultă valoarea estimată a fluxului statoric, conform relației:

$$\hat{\psi}_{s} = \sqrt{\left(\hat{\psi}_{s\alpha}\right)^{2} + \left(\hat{\psi}_{s\beta}\right)^{2}}, \qquad (3.3)$$

Cunoscând valorile estimate $\hat{\psi}_{s\alpha}$ și $\hat{\psi}_{s\beta}$, din modelul mașinii asincrone se obține valoarea estimată \hat{T}_e a cuplului electromagnetic respectiv,

$$\hat{T}_{e} = \frac{3}{2} p_{b} \left(\hat{\psi}_{s\alpha} \dot{i}_{s\beta} - \hat{\psi}_{s\beta} \dot{i}_{s\alpha} \right), \qquad (3.4)$$

3.2.2.3. Modulele detectare sector statoric și tabel de comutație

Vectorul tensiune statorică este vector tensiune de ieșire $U_k(k=0...7)$ al convertorului din cadrul *structurii DTC-VSI*.

După determinarea creșterii sau scăderii a fluxului statoric și a cuplului electromagnetic prin semnalele de comandă d_{ψ} , d_T , se alege vectorulde tensiune U_k conform principiul controlului direct al cuplului conform etapelor descrise în continuare.

Considerândvectorul ψ_S pe 6 sectoare ca în figura 3.4, pentru care localizarea vectorului de flux statoric se face cunoscând unghiului γ_S format de vectorul ψ_S cu axa α și calculat cu relația

$$\gamma_s = \arctan\left(\frac{\hat{\psi}_{r\beta}}{\hat{\psi}_{r\alpha}}\right) \tag{3.5}$$

Unde, $\hat{\psi}_{s\alpha}$ și $\hat{\psi}_{s\beta}$ sunt componentele α și β ale fluxului statoric estimat.



Figura 3.4. Ilustrarea sectoarelor fluxului statorului.

Din figura 3.4 și conform celor prezentate în *Capitolul 2* se stabilește corespondența *unghi* γ_S - *sector flux statoric (SF)*, corespondență descrisă în tabelul 3.1.

Unghiul γ_s calculat	Sectorul SF identificat	Unghiul γ_s calculat	Sectorul SF calculat
$\gamma_s \in \left(-\frac{\pi}{6}; \frac{\pi}{6}\right)$	SF1	$\gamma_s \in \left(\frac{5\pi}{6}; -\frac{5\pi}{6}\right)$	SF4
$\gamma_s \in \left(\frac{\pi}{6}; \frac{\pi}{2}\right)$	SF2	$\gamma_s \in \left(-\frac{5\pi}{6}; -\frac{\pi}{2}\right)$	SF5
$\gamma_s \in \left(\frac{\pi}{2}; \frac{5\pi}{6}\right)$	SF3	$\gamma_s \in \left(-\frac{\pi}{2}; -\frac{\pi}{6}\right)$	SF6

Tabelul 3.1. Localizarea vectorului de flux statoric

După ce a fost stabilit sectorul *SFk* (k=1,...,7) al vectorului de flux statoric, se determină vectorul de tensiune U_k conform semnalelor de comandă d_{ψ} , d_T generate de regulatoarele de *flux statoric* respectiv de cuplu electromagnetic.

Procedând în mod similar și pentru celelalte sectoare, se construiește tabelul de comutație 3.3 al structurii *DTC-VSI*. După cum reiese din tabelul 3.3 tensiunile U_0 și U_7 pot fi utilizate în cazuri în care cuplul rămâne neschimbat.

Tabelul 3.3. Tabelul de comutație al structurii DTC-VSI

dψ	d_T	SF1	SF2	SF3	SF4	SF5	SF6
	1	U ₂	U3	U4	U5	U ₆	U1
1	0	U7	U ₀	U 7	U ₀	U7	U ₀
	-1	U ₆	U1	U ₂	U ₃	U4	U5
	1	U ₃	U4	U 5	U ₆	U ₁	U_2
0	0	Uo	U7	U ₀	U 7	U ₀	U 7
	-1	U ₅	U ₆	U ₁	U_2	U ₃	U ₄

3.2.2.4. Regulatorul de pulsație

Acest regulator este integrat în *SRA* pulsație care are o poziție esențială în structura *DTC-VSI* ilustrată în figura 3.1. Din figura 3.5 în care se prezintă schema bloc, rezultă că acest *SRA* cu acțiune după abatere, este un *SRA* cascadă, în care după cum s-a mai arătat, în cadrul buclei interne este reglat cuplul electromagnetic.

În ceea ce privește partea fixată a SRA pulsație aceasta include:

- SRA cuplu electromagnetic (care îndeplinește rolul elementului de execuție);
- Procesul reprezentat de masina asincronă MA;
- Traductorul de turație (encoder) care generează semnalul asociat mărimii reglate, respectiv pulsația.





RA_P- regulator automat pulsație; DTC-SRA_Cuplu electromagnetic; MA- mașină asincronă (MA_1- intrare cuplu electomagnetic *Te*, MA_2- intrare cuplu de sarcină *T_L*); TPtraductor de turație (encoder); ω^* - pulsație prescrisă (referință); ω – pulsație reglată; e_{ω} abatere în pulsație; T_e^* - cuplu referință pentru SRA_CE; T_e - cuplu reglat de către SRA_CE; n- turație (n₁- componentă a turației determinată de MA_1; n₂- componentă a turației determinată de MA_2.

3.2.3. Rezultate obținute din simularea structurii DTC-VSI

Pe baza celor prezentate anterior, autorul a construit în mediul Matlab/Simulink[®] modelul de simulare al *structurii DTC-VSI* care este prezentat detaliat în **Anexa B1**.

Mașina asincronă utilizată a fost investigată de către autor pe durata unui stagiu de cercetare realizat în anul 2017 la compania ASTI Automation S.R.L. București (<u>https://www.astiautomation.ro/ro/</u>). În **Anexa A** sunt prezentate date complete ale acestei mașini, iar în tabelul 3.4 o selecție a parametrilor importanți ai acestei mașini.
Parametru	Simbol	Valoare
Puterea nominală	P_n	2.2(kW)
Tensiunea nominală de linie	$U_{ m ln}$	400(V)
Turația nominală	n_n	1450(rot / min)
Numărul de perechi de poli	р	2
Cuplul total de inerție	J	$0.01(kg \cdot m^2)$

Tabelul 3.4. Parametri importanți ai mașinii asincrone utilizate pentru simularea structurii DTC-VSI.

Tabelul 3.5. Parametri ai regulatoarelor aferente structurii TDC – VSI

Regulator	Parametru	Simbol	Valoare	Unitate de măsură
	Constantă de	K_{p}	0,702	Nms
Regulatorul de pulsație	proporționalitate	*		
	Constantă de integrare	T_{I}	0,04275	adimensional
Regulatorul de flux	Semihisterezis	H_{ψ}	0,005	Wb
statoric	Referință	ψ_s^*	0,07	Wb
Regulatorul de cuplu	Semihisterezis	H_T	0,5	Nm

Simulările au fost efectuate pentru trei valori ale turației de referință și anume:

A-
$$n_1^* = 1000 \text{ rot/min}$$
 (turație mare);
B- $n_2^* = 600 \text{ rot/min};$ (turație metie);
C- $n_3^* = 100 \text{ rot/min};$ (turație mică);.

Referințele de mai sus sunt legate de pulsații prin relația

$$n_k^* = \frac{60\omega_k^*}{2\pi p} \quad k = 1, 2, 3 , \qquad (3.6)$$

3.3. Analiza structurii de control direct al cuplului pentru mașina asincronă cu invertor 3L-NPC

În *Capitolul 2* al acestei teze de doctorat s-a prezentat pe larg generarea vectorilor de tensiune pentru invertorul *3L-NPC*. Aplicarea principiului controlului direct al cuplului pentru mașina asincronă cu *3L-NPC invertor* (**Structura DTC-NPC**) este similar aplicării la structura *DTC-VSI*.

Pentru această structură o problemă specifică este reprezentată de *echilibrarea tensiunilor pe condensatoare*, care trebuie să se mențină pe durata funcționării sistemului de control al mașinii asincrone.

3.3.1. Echilibrarea tensiunilor de pe condensatoare

Echilibrarea tensiunilor de pe condensatoare, cu referire la figura 2.4 care prezintă structura *3L-NPC*, presupune menținerea $U_{CI}=U_{C2}$ sau menținerea tensiuniipunctului neutru O în jurul valorii *zero*. În cele urmează se va considera, pentru diverse stări (tabelul 2.3), efectul vectorilor de tensiune asupra tensiunii V_{O} al punctului neutru O.

- vectorii zero și vectorii mari nu afectează tensiuneaVo al punctului neutru;
- *vectorii medii* afectează tensiuneaV₀ punctului neutru dar nu se poate determina creșterea sau reducerea acestui potențial;
- vectorii mici au două tipuri de efecte și anume: cei de tip P determină creșterea tensiunii V_0 , iar cei de tip N scăderea acestuia.

3.3.2. Structura de control direct al cuplului cu convertor NPC

În figura 3.6 se prezintă o structură de control direct al cuplului pentru mașina asincronă cu convertor *NPC* (*Structura DTC-NPC*). La fel ca în cazul structurii *DTC-VSI* și această structură se bazează pe principii ale controlului direct al cuplului, principii propuse de I.Takahashi și T.Nogouki în referința bibliografică [31].



Figura 3.6. Structura DTC-NPC [36], [37].

Din examinarea structurii din figura 3.6 rezultă în afară de *mașina asincronăMA* și *convertorul NPC* prezența următoarelor componente:

- 1 regulator flux statoric;
- 2 regulator cuplu electromagnetic;
- 3 regulator al diferenței tensiunilor de pe condensatoare;
- 3 regulator pulsație;
- 4 modul tabel de comutație;
- 5 modul detectare sector statoric;
- 6 modul estimare flux statoric și cuplu electromagnetic.

Structura *DTC-NPC* este centrată pe Sistemul de Reglare Automată (*SRA*) a *pulsației* în cascadă cu *cuplul electromagnetic*. Obiectivul structurii *DTC-NPC* constă în selecția stării de comutare a invertorului *NPC* cuantificată, potrivit celor prezentate în *Capitolul 2* în variabilele logice S_{ia} , S_{ib} , S_{ic} (*i*=1,2,3) ale căror valori sunt furnizate de către *Modulul tabel de comutație*. Intrările în acest modul sunt comenzile elaborate de *regulatoarele de flux statoric și de cuplu* (d_{ψ} respectiv d_T) și numărul *N* generat de *modulul detectare sector*.

În continuare va fi caracterizat *Modulul pentru generarea tabelului de comutație* care prezintă trăsături specifice față de modulul similar al structurii *DTC-NPC*.

3.3.3. Tabelul de comutație din cadrul structurii DTC-NPC

Stabilirea tabelului de comutație pentru structura *DTC-NPC* este de o complexitate deosebită deoarece invertorul *3L-NPC* este caracterizat (așa cum a reieșit din *Capitolul 2*) de mulți vectori și necesită echilibrarea de tensiunea condensatoarelor. Referințele [25], [26] prezintă mai multe tabele de comutație care au fost construite pentru structura *DTC-NPC*.

Din structura *DTC-NPC* ilustrată în figura 3.6, rezultă prezența alături de regulatorul de pulsație RP care conține implementat un algoritm de tip PI a unui număr de trei regulatoare discontinue după cum urmează:

- regulatorul de flux statoric;
- regulatorul de cuplu electromagnetic;
- regulatorul pentru diferența tensiunilor de pe condensatoarele C1 și C2,

ale căror caracteristici statice sunt prezentate în figura 3.7.



Figura 3.7. Caracteristicile statice (*CS*) ale regulatoarelor discontinue di structura *DTC-NPC*: (a) – *CS* a regulatorului de flux statoric; (b) – *CS* a regulatorului de cuplu electromagnetic; (c) – *CS* a regulatorului diferenței a tensiunilor de pe condensatoare.

Regulatorul diferenței tensiunilor de pe condensatoare are ca intrare diferența $e_v = U_{C1} - U_{C2}$ în care U_{C1} și U_{C2} sunt tensiunile de pe condensatoarele C_1 respectiv C_2 . În ceea ce privește comanda d_v aceasta poate avea valorile I sau 0 funcție de care se decide folosirea vectorilor mici de tip P ($U_{1P},..., U_{6P}$) sau vectorilor mici de tip N ($U_{1N},..., U_{6N}$) pentru a controla tensiunea condensatoarelor. Conform celor prezentate în subcapitolul 3.3.1 dacă $d_v=1$, este utilizat tabelul de comutație 3.6, iar dacă $d_v=0$ este utilizat tabelul de comutație 3.7.

SF2 SF3 SF4 d_{ψ} SF1 SF5 SF6 d_{v} d_{T} 1 U_{2P} U_{3P} U_{4P} U5P U_{6P} U_{1P} 1 1 -1 U_{2P} U_{3P} U_{4P} U_{5P} U_{6P} U_{1P}

U5P

U_{1P}

U6P

U_{2P}

U1P

U_{3P}

U2P

U_{4P}

U_{4P}

U_{6P}

Tabelul 3.6. Tabelul de comutație a vectorilor mici de tip $P(d_v=1)$

d_{v}	d_{ψ}	d_{T}	SF1	SF2	SF3	SF4	SF5	SF6
		1	U _{2N}	U _{3N}	U _{4N}	U _{5N}	U _{6N}	U _{1N}
0	1	-1	U _{6N}	U _{1N}	U_{2N}	U _{3N}	U_{4N}	U _{5N}
		1	U _{3N}	U _{4N}	U_{5N}	U _{6N}	U _{1N}	U _{2N}
	0	-1	U _{5N}	U _{6N}	U _{1N}	\overline{U}_{2N}	U _{3N}	U _{4N}

Tabelul 3.7. Tabelul de comutație a vectorilor mici de tip $N(d_v=0)$

Din datele înscrise în tabelele 3.6 și 3.7, rezultă că acestea sunt generate și pe baza valorilor comenzilor d_{ψ} și d_T ale regulatoarelor de *flux statoric* respective *cuplu electromagnetic*.

După cum reiese din figura 3.7(b) comanda regulatorului de cuplu electromagnetic d_T are 4 valori și anume ± 1 , ± 2 .

Referitor la tabelele de comutație se fac următoarele precizări:

1

-1

0

U_{3P}

U_{5P}

• Pentru $d_T = \pm 1$ segenerează funcție de comanda d_v unul din tabelele de comutație ale vectorilor mici *tabelul 3.6* sau *tabelul 3.7*;

• Pentru $d_T = \pm 2$ segenerează funcție de comanda d_{ψ} a regulatorului de flux statoric, tabelul de comutație al vectorilor mari 3.8.

dψ	d_T	SF1	SF2	SF3	SF4	SF5	SF6
1	2	U ₁₄	U ₁₅	U ₁₆	U ₁₇	U ₁₈	U ₁₃
	-2	U ₁₈	U ₁₃	U14	U15	U16	U17
0	2	U15	U16	U17	U ₁₈	U ₁₃	U14
	-2	U17	U 18	U 13	U 14	U 15	U 16

Tabelul 3.8. Tabelul de comutație al vectorilor mari

Pentru regulatorul de pulsație *RP* și pentru *Modulul de estimare a fluxului statoric și cuplul electromagnetic* sunt valabile caracterizările efectuate la prezentarea structurii *DTC-VSI* în cadrul *subcapitolului 3.2*.

3.3.4. Rezultate obținute din simularea structurii DTC-NPC

Pe baza celor prezentate anterior, autorul a construit în mediul Matlab/Simulink[®] modelul de simulare al *structurii DTC-NPC* care este prezentat detaliat în **Anexa B2**. Aceste simulări a fost efectuate pentru aceiași mașină implicată în simulările structurii *DTC-VSI* pentru care în **Anexa A** sunt prezentate date complete, iar în tabelul 3.4 o selecție a parametrilor importanți.

Simulările au fost efectuate pentru trei valori ale turației de referință și anume:

A - $n_1^* = 1000 \text{ rot/min}$	(turație mare);
B - $n_2^* = 600$ rot/min;	(turație medie);
C - $n_3^* = 100$ rot/min;	(turație mică),

turații care sunt legate de pulsații prin relația (3.6).

Alte elemente specifice familiei de teste ale structurii DTC-NPC au fost:

- valorile capacităților: $C_1 = C_2 = 1000 \ \mu F$;
- valoarea de referință pentru fluxul statoric $\psi_s^* = 0,7 Wb$.

Pentru investigarea funcționării *SRA pulsație* în regim de stabilizare a fost modificată valoarea cuplului de sarcină astfel: treaptă pozitivăde la *0 Nm la 9 Nm* aplicată la momentul t=0,2 s și treaptă negativă de la *9 Nm la 5 Nm* aplicată la momentul t=0,3 s

3.4. Analiza structurii de control direct al cuplului pentru mașina asincronă cu convertor de tip matrice

În *Capitolul 2* al acestei teze de doctorat s-a prezentat pe larg generarea vectorilor de tensiune pentru convertorul de tip matrice *MC*. Aplicarea principiului controlului direct al cuplului pentru mașina asincronă cu *convertor MC* (**Structura DTC-MC**) este similară aplicării pentru structurile *DTC-VSI* și *DTC-NPC*.

3.4.1. Structura de control direct al cuplului cu convertor MC

În figura 3.8 se prezintă o structură de control direct al cuplului pentru mașina asincronă cu convertor de tip *MC* (*Structura DTC-MC*). La fel ca în cazul structurilor precedente (*DTC-VSI* și *DTC-NPC*) și această structură se bazează pe principii ale controlului direct al cuplului, principii propuse de I.Takahashi și T.Nogouki în referința bibliografică [31].

Din examinarea structurii din figura 3.8 rezultă că în afară de *mașina asincronă MA* și *convertorul MC* prezența următoarelor componente:

1 – regulator flux statoric;

- 2 regulator cuplu electromagnetic;
- 3 regulator defazaj;
- 3 regulator pulsație;
- 4 modul tabel de comutație;
- 5 modul detectare sector statoric;
- 6 modul detectare sector tensiune de intrare;
- 7 modul estimare flux statoric și cuplu electromagnetic;
- 8 modul calcul defazaj.



Figura 3.8. Structura DTC-MC [38]

Ca și celelalte structuri analizate, structura *DTC-MC* este centrată pe Sistemul de Reglare Automată (*SRA*) a *pulsației* în cascadă cu *cuplul electromagnetic*. Obiectivul structurii *DTC-MC* constă în selecția stării de comutare a convertorului *MC* cuantificată, potrivit celor prezentate în *Capitolul 2* în variabilele logice S_{aj} , S_{bj} , S_{cj} cu j=A,B,C (sau vectorul convertorului *MC*) ale căror valori sunt furnizate de către *Modulul tabel de comutaree*. Intrările în acest modul sunt comenzile elaborate de *regulatoarele de flux statoric*, *cuplu și defazaj unghi* (d_{ψ} , d_T respective $d_{\Delta i}$) și vectorii *flux statoric* și *tensiune de intrare*generați de *modulele detectare sector flux statoric*, respectiv detectare *sector tensiune de intrare*.

Vectorul tensiunilor de intrare \mathbf{u}_{in} se formează din tensiunile de intrare u_a , u_b , u_c în convertorul *MC*. Aceste tensiuni se determină după cum s-a arătat în *Capitolul 2*, din tensiunile u_A , u_B , u_C , după care sunt transformate în coordonate $\alpha\beta$ conform relației (1.2) din *Capitolul 1*.

Modulul calcul defazaj calculează funcția sinus a defazajului dintre tensiunile de intrare \mathbf{u}_i și curenții de intrare \mathbf{i}_i în convertorul de tip matrice *MC*.

Valorile estimate \hat{T}_e pentru cuplul electromagnetic și $\hat{\psi}_s$ pentru fluxul statoricse determină de către modulul de estimare pe baza valorilor măsurate vectorilor \mathbf{u}_s și \mathbf{i}_s . Acestea estimareeste identică cu estimarea utilizată în cadrul structurii *DTC-VSI*.

Din structura *DTC-MC* ilustrată în figura 3.8, rezultă prezența alături de regulatorul de pulsație *RP* care conține implementat un algoritm de tip *PI* a unui număr de trei regulatoare discontinue după cum urmează:

- regulatorul de flux statoric;
- regulatorul de cuplu electromagnetic;
- regulatorul de defazaj,

ale căror caracteristici statice sunt prezentate în figura 3.9.





În continuare va fi caracterizat *Modulul pentru generarea tabelului de comutație* care prezintă trăsături specifice față de modulele similare structurilor *DTC-VSI* și *DTC-NPC*.

3.4.2. Tabelul de comutație din cadrul structurii DTC-MC

Conform metodei de modulare *ISVM* (*Indirect Space Vector Modulation*) [18], [39], convertorul de tip matrice este echivalent cu *convertorul indirect de matrice (IMC) care include invertor şi redresor*.

- invertorul convertorului indirect de tip matrice este un convertor *VSI* care este utilizat pentru a controla cuplul și fluxul statoric.
- redresorul convertorului indirect de tip matrice este utilizat pentru a produce un factor unitar de putere şi curenți sinusoidali de intrare.

De aceea, tabelul de comutație al structurii *DTC-MC* este stabilită pe baza *tabelului de comutație al invertorului* și pe baza *tabelului de comutație al redresorului*.

Cea mai mare parte a celor ce urmează sunt în legătură cu problemele referitoare la convertorul *MC* tratate în *Capitolul* 2.

Sectoarele vectorului tensiune de ieșire al invertorului și ale vectorului curent de intrare al redresorului pentru convertorul indirect de tip matrice sunt prezentate la figura 3.10 [18].



Figura 3.10. Reprezentări în planul $\alpha\beta$ ale vectorilor de curent și tensiune ai convertorului *IMC*: (a) Sectoare aferente vectorului tensiunii de ieșire; (b) Sectoarele aferente vectorului curentului de intrare.

Tabelul de comutație al invertorului (tabelul 3.9) este practic tabelul de comutație al structurii *DTC-VSI* care a fost construit în subcapitolul 3.2 consacrat analizei acestei structuri.

dψ	d_T	SF1	SF2	SF3	SF4	SF5	SF6
	1	U ₂ (110)	U ₃ (010)	U ₄ (011)	U ₅ (001)	U ₆ (101)	U ₁ (100)
1	0	U7	Uo	U_7	Uo	U 7	Uo
	-1	U ₆ (101)	U ₁ (100)	U ₂ (110)	U ₃ (010)	U ₄ (011)	U ₅ (001)
	1	U ₃ (010)	U ₄ (011)	U ₅ (001)	U ₆ (101)	U ₁ (100)	U ₂ (110)
0	0	Uo	U 7	Uo	U 7	Uo	U7
	-1	U ₅ (001)	U ₆ (101)	U ₁ (100)	U ₂ (110)	U ₃ (010)	U ₄ (011)

Tabelul 3.9. Tabelul de comutație al structurii DTC-VSI

Probleme de rezolvat rămase sunt cele aferente *curenților sinusoidali de intrare* și *factorului de putere* egal după caz cu: +1 (regim de *motor*) și -1 (regim de *frânare regenerativă*).

Aceste probleme sunt rezolvate prin compararea unghiului θ_i al vectorului tensiunii de intrare cu axa α , cu unghiul φ_i dintre vectorul curentului de intrare și axa α , unghiuri reprezentate în figura 3.10(b).

Pentru a asigura factorul de putere +1 sau -1 trebuie menținută egalitatea

$$\sin(\theta_i - \varphi_i) = \sin(\Delta_i) = 0. \tag{3.40}$$

Considerând regimul de motor, când vectorul de tensiunea de intrare se găsește în sectorul S6 (figura 3.10 (b)) și $\theta_i > \varphi_i$ adică

$$\sin(\theta_i - \varphi_i) = \sin(\Delta_i) > 0, \qquad (3.41)$$

Având în vedere cele prezentate, ieșirea $d_{\Delta i}$ a regulatorului de defazaj $d_{\Delta i}$ va fi egală cu +1, valoarea unghiului φ_i va trebui să crească, iar din figura 3.10(b), în acest caz, se va alege vectorul **I**₂(ac).

Repetând raționamentul de mai sus pentru toate sectoarele din figura 3.10(b) se generează tabelul 3.10 [18], care se numește tabelul de redresor al structurii *DTC-MC* și care este utilizat pentru a selecta vectorul curent de intrare.

		S1	S2	S3	S4	S 5	S6
$\Delta_i \uparrow$	$d_{\Delta i} = +1$	$\mathbf{I}_{2}(ac)$	$I_3(bc)$	$I_4(ba)$	$I_5(ca)$	$I_6(cb)$	$\mathbf{I_1}(ab)$
$\Delta_i \downarrow$	$d_{\Delta i} = -1$	$\mathbf{I_1}(ab)$	$\mathbf{I}_{2}(ac)$	$I_3(bc)$	$\mathbf{I_4}(ba)$	$\mathbf{I}_{5}(ca)$	$I_6(cb)$

Tabelul 3.10. Tabelul de redresor al structurii DTC-MC[18]

După ce a fost găsit vectorul tensiune de ieșire din tabelul 3.10 și vectorul de current de intrare din tabelul 3.10, aceștia se combină într-un vector de tensiune al convertorului de tip matrice, tabelul 3.11 conținând rezultatele acestor combinări. Cifrele înscrise în acest tabel reprezintă relația dintre vectori de tensiunea $(U_1,...,U_6)$, vectori de curent $(I_1,...,I_6)$ ale convertorului indirect de tip matrice și vectori de tensiune $(\pm 1,...\pm 9)$ ai convertorului de tip matrice [18].

	$\mathbf{I}_{1}(ab)$	$\mathbf{I}_{2}(ac)$	$I_3(bc)$	$I_4(ba)$	$\mathbf{I}_{5}(ca)$	$I_6(cb)$
U ₁ (100)	+1	-3	+2	-1	+3	-2
U ₂ (110)	-7	+9	-8	+7	-9	+8
U ₃ (010)	+4	-6	+5	-4	+6	-5
U ₄ (011)	-1	+3	-2	+1	-3	+2
U ₅ (001)	+7	-9	+8	-7	+9	-8
U ₆ (101)	-4	+6	-5	+4	-6	+5

Tabelul 3.11. Combinarea vectorilor tensiunii de ieșire și de curent de intrare

Considerând de exemplu cazul în care vectorul U_1 este ales din tabelul 3.10 și vectorul I_1 este ales din tabelul 3.10, se obține un vector +1 din tabelul 3.12. Continuând în același mod, se elaborează tabelul 3.12 [38] de comutație al structurii *DTC-MC* - corespondent al tabelului 3.9.

	S	1	S	2	S	3	S	4	S	5	S	6
$d_{\scriptscriptstyle \Delta i}$	+1	-1	+1	-1	+1	-1	+1	-1	+1	-1	+1	-1
U ₁ (100)	-3	+1	+2	-3	-1	+2	+3	-1	-2	+3	+1	-2
U ₂ (110)	+9	-7	-8	+9	+7	-8	-9	+7	+8	-9	-7	+8
U ₃ (010)	-6	+4	+5	-6	-4	+5	+6	-4	-5	+6	+4	-5
U ₄ (011)	+3	-1	-2	+3	+1	-2	-3	+1	+2	-3	-1	+2
U ₅ (001)	-9	+7	+8	-9	-7	+8	+9	-7	-8	+9	+7	-8
U ₆ (101)	+6	-4	-5	+6	+4	-5	-6	+4	+5	-6	-4	+5

Tabelul 3.12. Tabelul de comutație al structurii DTC – MC

Modul de utilizare a tabelului 3.13 reiese din exemplul următor.

Dacă vectorul flux statoric este în sectorul *SF1*, iar comenzile regulatoarelor de cuplu electromagnetic și de flux statoric sunt $d_T = 1$ și respective $d_{\psi} = 1$, din tabelul 3.9 este selectat vectorul **U**₂(*110*).

Când vectorul tensiun de intrare \mathbf{u}_{in} este în sectorul *S1* și comanda regulatorului de defazaj este $d_{\Delta i} = 1$, din tabelul 3.10 este selectat vectorul I₂(ac).

Din tabelul 3.11, rezultă vectorii $U_2(110)$ și $I_2(ac)$ care sunt combinați în vectorul +9.

Acest rezultat poate fi observat și în tabelul 3.12, pentru cazul în care vectorul tensiune de intrare \mathbf{u}_{in} este în sectorul *S1*, comanda $d_{\Delta_i} = 1$, pentru vectorul \mathbf{U}_2 este selectat vectorul +9.

3.4.2. Rezultate obținute din simularea structurii DTC-MC

Pe baza celor prezentate anterior autorul a construit în mediul Matlab/Simulink[®] modelul de simulare al *structurii DTC-MC* care este prezentat detaliat în **Anexa B3**. Aceste simulări a fost efectuate pentru aceiași mașină implicată în simulările structurilor *DTC-VSI* și *DTC-NPC* pentru care în **Anexa A** sunt prezentate date complete, iar în tabelul 3.4 o selecție a parametrilor importanți.

Simulările au fost efectuate pentru trei valori ale turației de referință și anume:

A - $n_1^* = 1000 \text{ rot/min}$	(turație mare);
B - $n_2^* = 600$ rot/min;	(turație metie);
C - $n_3^* = 300$ rot/min;	(turație mică),

turații care sunt legate de pulsații prin relația (3.26).

Alte elemente relevanteale familiei de teste ale structurii DTC-MCau fost:

- valoarea de referință pentru fluxul statoric $\Psi_s^* = 0,7 Wb$,

Pentru investigarea funcționării *SRA pulsație* în regimen regim de stabilizare valoarea cuplului de sarcină a fost modificată astfel:

- treaptă pozitivă de la 0 Nm la 9 Nm aplicată la momentul t=0,2 s;
- treaptă negativă de la 9 Nm la -9 Nm aplicată la momentul t=0,3 s.

3.5. Concluzii parțiale

În prima parte a acestui capitol, a fost efectuată o analiză detaliată a principiului controlului direct al cupluluiunei mașini asincrone (*DTC - Direct Control Torque*).

Pornind de la acest principiu au fost investigate trei *DTC* cu convertoare pentru mașina asincronăși anume:

- *DTC* cu convertor *VSI*;
- *DTC* cu invertor *3L-NPC*;
- *DTC* cu și convertor de tip matrice.

Structura *DTC* cu convertor *VSI* (*DTC-VSI*) este utilizată pe scară largă în aplicații industriale comune. Cuplul electromagnetic și fluxul statoric sunt controlate prin selectare unui vector adecvat din tabelul de comutație care este cea mai importantă partea a structurii *DTC-VSI*.

Tabelul de comutație al acestei structuri a fost stabilit pe baza analizei efectului vectorilor de tensiune ai convertorului VSI conform principiului controlului direct al cuplului.

Regulatorul de cuplu și cel de flux statoric sunt regulatoare discontinue. Comenzile acestor regulatoare vor determina vectorul ales de pe tabelul de comutație impunând prin urmare variații ale fluxului statoric și cuplului electromagnetic.

Aplicarea structurii DTC pentru convertoarele speciale, ca 3L-NPC invertor sau convertorul de tip matrice MC a constituit, în opinia autorului, un subject de actualitate în

domeniul controlului mașinii asincrone. Pe lângă controlului cuplului și fluxului statoric, structura *DTC* pentru convertoarele speciale trebuie să satisfacă cerințele specifice ale acestor convertoare.

Structura *DTC* cu invertor *3L-NPC* pentru mașina asincronă (*DTC-NPC*) necesită o echilibrare a tensiunii condensatoarelor în timpul controlului. Invertorul *3L-NPC* are multe categorii de vectori de tensiune, dintre care vectorii *mici* și vectorii *medii* afectează echilibrarea tensiunilor condensatoarelor. Prin urmare, construirea tabelului de comutație al structurii *DTC-NPC* este dificilă. Tabelul de comutație al structurii *DTC-NPC*, care a fost construit, de către autor în acest capitol, utilizează doar vectori mici și vectori mari.

Structura DTC cu convertor de tip matrice (*DTC-MC*) trebuie să asigure curenți sinusoidali de intrare și factor de putere unitar.

Tabelul de comutație pentru această structură este construit cu utilizarea metodei *ISVM* și a principiul de control direct a cuplului. Convertor de tip matrice a fost considerat în secțiunile: *invertor și redresor*.

Tabelul de comutație al invertorului este similar cu tabelul de comutație al structurii *DTC-VSI* care este folosit pentru a controla cuplu și fluxul statoric.

Curenți sinusoidali de intrare și factor de putere egal cu 1 sunt realizați prin tabelul de redresor. Vectorul ales de tensiunea din tabelul de comtație al invertorului și vectorul ales de curent din tabelul de redresor sunt combinați într-un vector de tensiune al convertorului de tip matrice pentru a controla convertorul de tip matrice.

Toate cele trei structure *DTC-VSI*, *DTC-NPC* și *DTC-MC* au ca element central *Sistemul de Reglare Automată (SRA)* pulsație (turație) în cascadă cu *SRA cuplu electromagnetic*. Pentru *SRA turație* este demonstrată absența abaterii staționare la funcționarea atât în regim de *urmărire*, cât și de *stabilizare*.

Pentru toate cele trei structuri de control au fost realizate și implementate simulatoare în mediul Matlab/Simulink[®].

Rezultatele simulărilor arată că toate cele trei structuriaduc turația, cuplu și fluxul statoric la valorile de referință ale lor și în condițiile unor regimuri tranzitorii (în special pentru cuplu) de durată redusă.

În cadrul simulărilor au fost puse în evidență pentru toate cele trei structuri niveluri ridicate de *riplu* pentru cuplu și fluxul statoric, a căror diminuare poate constitui un obiectiv pentru cercetări viitoare.

Rezultatele cercetărilor descrise în acest capitol vor fi utilizate în *Capitolul 5* al tezei de doctorat, capitol în care autorul propune mai multe structuri pentru controlul cuplului la o mașină asincronă.

CAPITOLUL 4

CERCETĂRI PRIVIND CONTROLUL PREDICTIV PE BAZĂ DE MODEL AL CUPLULUI MAȘINII ASICRONE

Controlul predictive pe bază de model (*Model Predictive Control - MPC*) este o direcție importantă de abordare în domeniul acționărilor electrice reglabile.

După o caracterizare conceptuală a *MPC*, în acest capitol se analizează trei structuri de control predictiv după model a cuplului unei mașini asincrone, respectiv structurile care includ convertoarele de tip *VSI*, *3L-NPC* și *MC*.

4.1. Caracterizarea principială a controlul predictiv pe bază de model

În ceea ce privește aplicarea *MPC* în electronica de putere și în controlul mașinilor cu inducție pot fi evidențiate două categorii importante și anume [42, 43, 44]:

- control continuu cu MPC (CS-MPC: Continuous Control Set MPC);
- control finit cu MPC (FS-MPC: Finite Control Set MPC).

În cadrul *CS-MPC* se determină semnale optimale de control din tensiuni sau curenți cu variații continue. Aceste semnale sunt aplicate unui modulator în semnale de tip impuls utilizate pentru control convertorului. Deoarece modelul predictiv și modularea sunt de o complexitate ridicată, această tehnică nu a cunoscut o răspândire deosebită.

În cadrul *FS-MPC*, un vector optimal de tensiune (semnale de tip impuls) al convertorului va fi calculat direct din minimizarea funcției de cost.



Figura 4.1. Structura generală FS-MPC: $\mathbf{x}^*(k)$ - vector al sunt valorilor de referință, $\mathbf{x}(k)$ - vectoral variabilelor reglate (măsurate sau estimate), $\mathbf{x}_i^p (k+1)$ - vector predictiv al variabilelor reglate (ieșiri din modelul predictiv, N – numărul de vectori ai convertorului,

Pe baza valorilor predictive $\mathbf{x_i}^{\mathbf{P}}(\mathbf{k+1})$ se genereazăo secvență de valori a funcției de cost $\{\mathbf{g}_i\}, i=1 \div N$.

În cadrul modulului *Funcție de cost* se rezolvă și o problema de optimizare care constă în determinarea funcției cost minime $g_j = min\{g_i\}, i=1 \div N$. Acestei valori îi corespunde

vectorul de tensiune U_j al convertorului, care constituie *vector optimal* U_{opt} , șicare este utilizat pentru controlul convertorului.

După natura mărimilor prezise structura *FS-MPC* este divizată în două structuri după cum urmează [42, 43, 44]:

- când ieșirile predictive sunt *curenți*, structura *FS-MPC* devine *Structură de control predictiv baza pe de model al curentului (Predictive Current Control - PCC)*

- când ieșirile predictive sunt cuplul electromagnetic și fluxul statoric, structura FS-MPC devine Structură de control predictiv baza pe de model al cuplului (Predictive Torque Control - PTC).

În prezentul capitol vor fi analizate trei structuri de tip *PTC*, ale căror performanțe vor fi comparate cu structurile similare de tip *DTC* prezentate în *Capitolul 3* al tezei de doctorat.

4.2 Controlul predictiv al cuplului unei mașini asincrone cu convertor VSI

Figura 4.2 prezintă structura pentru controlul predictiv al cuplului (*Predictive Torque Control – PTC*) pentru o mașină asincronă cu convertor *VSI* (Structura *PTC-VSI*) [45-54]. *U_{DC}*



Figura 4.2. Structura PTC-VSI[45-54].

Comparând această structură cu Structura *DTC-VSI*, ilustrată în figura 3.9 din *Capitolul 3*, reiese că și această structură conține regulatorul de pulsație *RP* la care se adaugă:

- modulul de estimare a fluxurilor statoric și rotoric;

- modulul de predicție a cuplului electromagnetic și a fluxului statoric;
- modulul de evaluare a *funcției de cost*.

Regulatorul *RP*, de tip *PI*, integrat în sistemul de reglare automată a pulsației (*turației*) mașinii asincrone *MA* are aceleași caracteristici ca în *Structura DTC – VSI*. În continuare sunt analizate celelalte elemente ale structurii *PTC-VSI* ilustrate în figura4.3.

4.2.1. Modulul pentru estimarea fluxurilor statoric și rotoric

Tensiunii statorice, a fluxului statoric și a fluxului rotoric sunt estimațidin modelul mașinii asincrone (1.4) și aproximarea *Euler*

4.2.2. Modulul pentru predicția cuplului electromagnetic și a fluxului statoric

Modelul predictiv, asociat modulului pentru predicția cuplului electromagnetic și a fluxului statoric îndeplinește un rol esențialîn structura *PTC-VSI*. După cum rezultă din figura 4.3 în cadrul acestui modul sunt *prezise* valorile aferente pasului k+h pentru:

- cuplul electromagnetic $T_e^p(k+h)$;
- fluxul statoric $\Psi_s^{\mathbf{p}}(k+h)$;
- fluxul rotoric $\Psi_r^p(k+h)$;
- curentul statoric $\mathbf{i}_{s}^{p}(k+h)$,

pe baza valorilor pentru pasul k.

4.2.3. Propunere de etapizare în vederea implementării a modulelor de estimare și predicție

Având în vedere că finalitatea investigațiilor referitoare la structura *PTC-VSI* este reprezentată de testarea prin simulare a performanțelor acesteia, în continuare se prezintă o propunere de etapizare sistematizată a determinării prin calcul a valorilor discrete pentru parametrii de control ai mașinii asincrone (*flux statoric, flux rotoric, curenți statorici, cuplu electromagnetic*. Din considerente practice se va considera pentru orizontul predicției valoarea maximă h=2.

În ceea ce privește tensiunile statorice predictive $u_{s\alpha}(k+1)$ și $u_{s\beta}(k+1)$, acestea sunt componente ale vectorului statoric, care este practic vectorul tensiunii de ieșire al convertorului *VSI*.

După cum s-a arătat în *Capitolul 2*, convertorul *VSI* generează opt vectori de tensiune $U_0 \div U_7$, deci vectorul statoric predictiv este unul dintre acești opt vectori. Valorile $u_{j\alpha}$ și $u_{j\beta}(j=0\div7)$ aferente vectorilor de tensiune ai convertorului *VSI*, incluse în tabelul 4.1au fost calculate pe baza elementelor din *Capitolul 2* (tabelul 2.1)

Vector	S	tarea lin	iei	$u_{j\alpha}$	$u_{j\beta}$
vector	S _A	$S_A \qquad S_B \qquad S_C$		$(j = \{0,, 7\})$	$(j = \{0,, 7\})$
U ₀	0	0	0	0	0
\mathbf{U}_{1}	1	0	0	2U _{DC} / 3	0
\mathbf{U}_{2}	1	1	0	U_{DC} / 3	$\sqrt{3}U_{DC}/3$
U ₃	0	1	0	-U _{DC} / 3	$\sqrt{3}U_{DC}/3$
U_4	0	1	1	$-2U_{_{DC}}/3$	0
\mathbf{U}_{5}	0	0	1	-U _{DC} / 3	$-\sqrt{3}U_{DC}/3$
U ₆	1	0	1	<i>U_{DC}</i> / 3	$-\sqrt{3}U_{DC}/3$
U ₇	1	1	1	0	0

Tabelul 4.1. Componentele vectorilor de tensiune ai convertorului *VSI* în sistemul static de coordonate($\alpha\beta$)

4.2.4. Modulul pentru evaluarea funcției de cost

După cum s-a arătat în *Capitolul 3* unul dintre neajunsurile structurii *DTC-VSI* în erorile specifice *Sistemelor de Regalare Automată (SRA)* a cuplului electromagnetic și fluxului statoric, erori provocate de prezența în aceste *SRA* a regulatoarelor discontinue. În cadrul structurii *PTC-VSI* prin prezența modulului *funcție de cost*se realizează o diminuare considerabilă a acestor erori.

Acest modul are o dublă funcționalitate și anume:

- evaluarea funcției de cost;
- determinarea stării de comutație optime pentru convertorul *VSI*, respectiv a acelei stări care minimizează funcția de cost.

În contextul definirii unei probleme de optimizare [55]funcția de cost este funcție obiectiv. În lucrarea [42, 43, 44]este propusă pentru structura *PTC-VSI* funcția de cost g_j cu expresia

$$g_{j} = \left| T_{e}^{*} - \left(T_{e}^{p}(k+2) \right)_{j} \right| + \lambda_{\psi} \left\| \Psi_{s}^{*} \right\| - \left\| \left(\Psi_{s}^{p}(k+2) \right)_{j} \right\|$$
(4.1)

în care: T_e^* este valoarea cuplului electromagnetic furnizată în calitate de comandă de către regulatorul de pulsație *RP*;

 $T_e^p(k+2)$ - valoarea predictivă a cuplului electromagneticla pasul k+2;

 $\|\Psi_s^*\|$ - valoarea fluxului statoric de referință;

 $\|\boldsymbol{\Psi}_{s}^{\mathbf{p}}(k+2)\|$ - valoarea predictivă a fluxului statoric la pasul k+2;

 λ_{ψ} - factorul de ponderare;

k - pasul curent;

 $j=0\div7$ - indicele unuia dintre vectorii de tensiune $\mathbf{U}_0 \div \mathbf{U}_7$ ai convertorului VSI.

După cum reiese din figura 4.4 în care este prezentată schema logică asociată algoritmului de rezolvare a problemei de optimizare, soluția este reprezentată valoarea indicelui *j* pentru care funcția obiectiv are (4.31) valoarea minimă. Prin determinarea acestui indice este localizat practic în mulțimea { $U_0...U_7$ } vectorul optim de tensiune U_{opt}

4.2.5. Propunere de etapizare în vederea implementării a structurii PTC-VSI

Având în vedere că finalitatea investigațiilor referitoare la structura *PTC-VSI* este reprezentată de testarea prin simulare a performanțelor acesteia, în continuare se prezintă o propunere de etapizare sistematizată a implementare a acestei structuri. La elaborarea acestei propuneri s-a ținut cont și de propunerea prezentată în *Subcapitolul 4.2.3*.

4.2.6. Rezultate obținute din simularea structurii PTC-VSI

Pe baza celor prezentate anterior, inclusiv etapelor de implementare propuse, autorul a construit în mediul Matlab/Simulink[®] modelul de simulare al *structurii PTC-VSI*, ilustrat în figura 4.5, care este prezentat detaliat în **Anexa C1** lateza de doctorat.

Pentru mașina asincronă implicatăîn **Anexa A** sunt prezentate date complete, iar în tabelul 3.4 din *Capitolul 3* o selecție a parametrilor importanți.



Figura 4.3. Modelul dezvoltat SIMULINK[®] de simulare a structurii PTC-VSI.

Au fost efectuate două categorii de simulări și anume:

A- simulări pentru stabilirea valorii optime a coeficientului de ponderare λ_{ψ} ;

B- simulări pentru determinarea comportării structurii PTC-VSI.

A- Simulări pentru stabilirea valorii optime a coeficientului de ponderare λ_{ψ}

Simulările din această categorie au urmărit determinarea comportării structurii *PTC*-*VSI* pentru mai multe valori ale coeficientului λ_{ψ} în următoarele condiții:

- turația de referință $n^* = 600 \text{ rot/min};$

- fluxul statoric de referință $\|\mathbf{\psi}_{s}^{*}\| = 0,7 Wb;$
- perioada de eşantionare $T_s = 20 \ \mu s$;
- la momentul t = 0,1 s valoarea cuplului de sarcină se modifică treaptă de la 0 Nm la 10 Nm;

Pentru fiecare valoare a coeficientului λ_{ψ} rezultatele simulărilor au inclus :

- (a) răspunsul turației reglate;
- (b) răspunsul cuplului reglat;
- (c) răspunsul fluxului reglat;
- (d) răspunsul curentului statoric al fazei A.
- În prima etapă rezultatele simulărilor A1 ÷ A12 sunt evaluate calitativ conform următoarelor criterii:
 - Criteriul 1 funcționalitatea SRA turație;
 - Criteriul 2 funcționalitatea SRA cuplu electromagnetic;
 - Criteriul 3 funcționalitatea SRA flux statoric;
 - Criteriul 4 variația sinusoidală a curentului statoric al fazei A.

Dintre cele două variante rămase se alege cea pentru care amplitudinea de *riplu* pentru cuplu are valoarea cea mai mică, corespunde unui coeficient fizic $\lambda_{\psi} = 100 \text{ Nm/Wb}$, valoare care va fi utilizată la simularea structurii *PTC-VSI*.

B - Simulări pentru determinarea comportării structurii PTC-VSI.

Pe baza etapelor de implementare propuse, autorul a construit în mediul Matlab/Simulink[®] modelul de simulare al *structurii PTC-VSI*, ilustrat în figura 4.5, care este prezentat detaliat în **Anexa C1** lateza de doctorat.

Pentru mașina asincronă implicată în **Anexa A** sunt prezentate date complete, iar în tabelul 3.4 din *Capitolul 3* o selecție a parametrilor importanți.

Simulările din categoria *B* au urmărit determinarea comportării structurii *PTC-VSI* pentru mai multe valori ale turației în următoarele condiții:

- coeficientul de ponderare $\lambda_{\psi} = 100 \text{ Nm/Wb}$;
- fluxul statoric de referință $\|\boldsymbol{\Psi}_s^*\| = 0,7 Wb;$
- perioada de eşantionare $T_s = 20 \ \mu s$;
- la momentul t = 0,2 s valoarea cuplului de sarcină se modifică treaptă de la 0 Nm la 9 Nm;
- la momentul t = 0,3 s valoarea cuplului de sarcină se modifică treaptă de la 9 Nm la 5 Nm.

Simulările au fost efectuate pentru trei valori ale turației de referință și anume:

B1 -	$n_1^* = 1000$) rot/min	(turație mare);
B2 -	$n_2^* = 600$	rot/min;	(turație metie);
B3 -	$n_3^* = 100$	rot/min; (turație	e mică).

În continuare vor fi prezentate rezultatele în formă grafică ale simulărilor și interpretări ale acestora.



B1 - Rezultatele simulărilor pentru o referință a turației de 1000 rot/min

Figura 4.3. Rezultate ale simulării pentru turația de referință - 1000 rot/min: (a) Răspunsul turației reglate, (b) Răspunsul cuplului electromagnetic reglat, (c) Răspunsul fluxului statoric reglat, (d) Orbita vectorului flux statoric, (e) Răspunsul sistemul trifazat de curenți statorici.

> Interpretarea rezultatelor simulărilor de tip B1

- Turația reglată a fost adusă la valoarea de referință *1000 rot/min*, după circa 0,3 s, așa cum indică figura 4.3(a). Acest rezultat semnifică faptul că *SRA* pulsație este funcțional, în *regim de urmărire*, similar structurii *DTC-VSI*.
- Referitor la cuplul electromagnetic, a cărui dinamică este reprezentată în figura 4.3(b), acesta este adus rapid la nivelul cuplului de sarcină, în condițiile unui *riplu* mai mic decât cel al structurii *DTC-VSI*, în aceleași condiții de simulare.
- În ceea ce privește răspunsul fluxului electromagnetic, ilustrat în figura 4.3(c), acesta mai rapid în condițiile unui *riplu* mai mic decât cel al structurii *DTC-VSI*, în aceleași condiții de simulare.

- Orbita vectorului flux statoric, reprezentată în sistemul static de coordonate $(\alpha\beta)$ este circulară, așa cum rezultă din ca figura 4.3(d). Ca și în cazul structurii *DTC-VSI*, această orbită indică faptul că vectorul flux statoric este un vector rotativ în acest sistem de coordonate.
- Sistemul trifazat de curenți statorici este caracterizat de un regim sinusoidal și echilibrat, așa cum rezultă din figura 4.3(e).



B2 - Rezultatele simulărilor pentru o referință a turației de 600 rot/min

Figura 4.4. Rezultate de simulare la turația 600(rot/min): (a) Răspunsul turației, (b) Răspunsul cuplului, (c) Răspunsul fluxului statoric, (d) Orbită de vector a fluxului statoric, (e) Curenți statorici.

> Interpretarea rezultatelor simulărilor de tip B2

- Din rezultatele simulărilor efectuate pentru turația de referință de 600 rot/min, rezultate ilustrate sintetic în figura 4.4 reiese că acestea sunt similare cu cele la turația mare de referință, respectiv de 1000 rot/min.
- Aceste rezultate arată că structura *PTC-VSI* încă funcționează bine la turații medii de referință.

B3 - Rezultatele simulărilor pentru o referință a turației de 100 rot/min



Figura 4.5. Rezultate de simulare la turația 100(rot/min): (a) Răspunsul turației, (b) Răspunsul cuplului, (c) Răspunsul fluxului statoric, (d) Orbită de vector a fluxului statoric, (e) Curenți statorici.

> Interpretarea rezultatelor simulărilor de tip B3

- Rezultatele din simulare, prezentate în figura 4.5 arată că structura *PTC-VSI* încă funcționează la turația mică, din perspectiva tuturor parametrilor urmăriți, *răspunsurile în timp ale turației, cuplului și fluxului, orbita vectorului flux statoric, calitatea curenților statorici.*
- Spre deosebire de structura *DTC-VSI*, răspunsul fluxului statoric este foarte bun, deși sunt utilizați vectori *zero*, după cum s-a arătat la prezentarea funcției de cost a structurii *PTC-VSI*.

4.3. Controlul predictiv al cuplului unei mașini asincrone cu convertor3L-NPC

Figura 4.6 prezintă structura pentru controlul predictiv al cuplului (*Predictive Torque Control – PTC*) pentru o mașină asincronă cu convertor 3L-NPC (Structura *PTC-NPC*)[56-62].

Din analiza structurii *DTC-NPC* a rezultat că o problemă care trebuie rezolvată este reprezentată de echilibrarea tensiunilor pe condensatoare. În structura *PTC-NPC* există *modulul predicție 2* unde sunt calculate, pornind de la valorile aferente pasului k, valorile *predictive* ale tensiunilor pe condensatoarele *C1* și *C2* în pasul de eșantionarek+h, cu $k=1 \div N$, N fiind orizontul predicției.

Cuplul electromagnetic predictiv, fluxul statoric predictiv și tensiunile predictive pe condensatoaresunt utilizate în funcția de cost, pentru a calcula vectorul optimal de tensiune utilizat pentru a controlul convertorului 3L-NPC.

Comparând această structură cu structura *DTC-NPC*, ilustrată în figura 3.6 din *Capitolul 3*, reiese că și această structură conține regulatorul de pulsație *RP* la care se adaugă:

- modulul de *estimare a fluxurilor statoric și rotoric*;
- modulul de predicție a cuplului electromagnetic și fluxului statoric;
- modulul de predicție a tensiunii condensatoarelor;
- modulul de evaluare a *funcției de cost*.



Figura 4.6. Structura PTC-NPC [56-62]

Regulatorul *RP*, modulul de *estimare a fluxurilor statoric și rotoric* și modulul de predicție a *cuplului electromagnetic și fluxului statoric*au funcționalități similare cu cele

aferente structurii *PTC-VSI*. În continuare se prezintă celelalte elemente ale *structurii PTC-NPC* ilustrate în figura 4.6.

4.3.1. Modulul pentru predicția tensiunilor pe condensatoare

Având în vedere posibilitatea încadrării vectorilor asociați tensiunilor predictive pe condensatoare $U_{CI}(k+1)$ și $U_{C2}(k+1)$ în oricare dintre 5 categorii, rezultă că modulul de predicție *Tensiuni pe condensatoare* utilizează în fiecare perioadă de eșantionare (la fiecare pas) 25 de vectori de tensiune.

În ceea ce privește utilizarea *vectorului zero* în procesul optim de comutare, aceasta este similară structurii *PTC-VSI*.

4.3.2. Modulul pentru evaluarea funcției de cost

Examinând figura 4.22 se observă prezența *modulului funcție de cost*, care prezintă o dublă funcționalitate și anume:

- evaluarea funcției de cost;
- determinarea stării de comutație optime pentru convertorul *3L-NPC*, respectiv a acelei stări care minimizează funcția de cost.

Ca și în cazul strucurii *PTC-VSI*, în contextul definirii unei probleme de optimizare [55]funcția de cost este funcție obiectiv. În lucrarea [42, 43, 44],[56-62]este propusă pentru structura *PTC-NPC*funcția de cost g_j cu expresia

$$g_{j} = \left| T_{e}^{*} - \left(T_{e}^{p}(k+2) \right)_{j} \right| + \lambda_{\psi} \left\| \left\| \Psi_{s}^{*} \right\| - \left\| \left(\Psi_{s}^{p}(k+2) \right)_{j} \right\| + \lambda_{\psi} \left| \left(U_{C1}(k+1) \right)_{j} - \left(U_{C2}(k+1) \right)_{j} \right|$$
(4.2)

în care: $U_{Cl}(k+1)$ - tensiunea pe condensatorul Cl la pasul k+1;

 $U_{C2}(k+1)$ - tensiunea pe condensatorul C2 la pasul k+1;

 λ_{ψ} factorul de ponderare diferență fluxuri;

 λ_{υ} factorul de ponderare diferență tensiuni pe condensatoare;

 $j=0 \div 24$ - indicele vectorului de tensiune $U_0 \div U_{24}$ al convertorului NPC.

Valorile predictive $(T_e^p(k+2))_j$ și $\left\| (\Psi_s^p(k+2))_j \right\|$ depind de valorile $(u_{j\alpha}, u_{j\beta})$ ale vectorilor de tensiune $\mathbf{U}_0 \div \mathbf{U}_{24}$ ai invertorului *3L-NPC*. Aceste valori sunt enumerate în clasificarea de mai sus și evidențiate în tabelul 4.2.

Vector	Stări		$u_{j\alpha}$	$u_{j\beta}$	Vector	Stări	$u_{j\alpha}$	$u_{j\beta}$
U ₀	PPP, OOO, NNN		0	0				
U1P	POO		\underline{U}_{DC}	0	U7	PON	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2\sqrt{3}}$
U _{1N}		ONN	3	0	U ₈	OPN	0	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
U _{2P}	PPO			$\sqrt{3}U_{DC}$	U9	NPO	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2\sqrt{3}}$
U _{2N}		OON	6	6	U ₁₀	NOP	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2\sqrt{3}}$
U _{3P}	OPO			$\sqrt{3}U_{DC}$	U 11	ONP	0	$-\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
U _{3N}		NON	6	6	U ₁₂	PNO	$\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2\sqrt{3}}$
U _{4P}	OPP		Ung		U ₁₃	PNN	$\frac{2U_{DC}}{3}$	0
U _{4N}		NOO	$\frac{-\frac{BC}{BC}}{3}$	0	U 14	PPN	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
U _{5P}	OOP			$\sqrt{3}U_{DC}$	U 15	NPN	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
U _{5N}		NNO	6	6	U 16	NPP	$-\frac{2U_{DC}}{3}$	0
U _{6P}	POP		<u>U_{DC}</u>	$\sqrt{3}U_{DC}$	U ₁₇	NNP	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
U6N		ONO	6	6 6	U ₁₈	PNP	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$

Tabelul 4.2. Valorile $(u_{j\alpha}, u_{j\beta})$ ale vectorilor de tensiune ai invertorului *3L-NPC*

4.3.3. Propunere de etapizare în vederea implementării a structuriiPTC-NPC

Având în vedere că investigațiile referitoare la structura *PTC-NPC* pot conduce la testarea prin simulare a performanțelor acesteia, în continuare se prezintă o propunere de etapizare sistematizată a implementare a acestei structuri.

4.4. Controlul predictiv al cuplului unei mașini asincrone cu convertor de tip matrice

Figura 4.7 prezintă structura pentru controlul predictiv al cuplului (*Predictive Torque Control – PTC*) pentru o mașină asincronă cu convertor de tip matrice (Structura *PTC-MC*) [65-68].

Cuplul electromagnetic predictiv, fluxul statoric predictiv sunt utilizate *în funcția de cost* pentru a calcula vectorul optimal de tensiune utilizat pentru controlul convertorului tip matrice.



Figura 4.7. Structura PTC-MC [65-68]

Comparând această structură cu Structura *DTC-MC*, ilustrată în figura 3.8 din *Capitolul 3*, reiese că structura PTC-MC conține regulatorul de pulsație *RP* la care se adaugă:

- modulul de estimare a fluxurilor statoric și rotoric;
- modulul de predicție a cuplului electromagnetic și fluxului statoric;
- modulul de evaluare a *funcției de cost*.

4.4.1. Modulul pentru evaluarea funcției de cost

Examinând figura 4.7 se observă prezența *modulului funcție de cost*, care prezintă o dublă funcționalitate și anume:

- evaluarea funcției de cost;
- determinarea stării de comutație optime pentru convertorul tip matrice *MC*, respectiv a acelei stări care minimizează funcția de cost.

Ca și în cazul structurilor *PTC-VSI* și *PTC-NPC*, în contextul definirii unei probleme de optimizare [55] funcția de cost este funcție obiectiv. În lucrarea [42, 43, 44], [65-74] este propusă pentru structura *PTC-MC* funcția de cost g_j cu expresia

$$g_{j} = \left|T_{e}^{*} - T_{e}^{p}(k+2)_{j}\right| + \lambda_{\psi} \left\|\left|\psi_{s}^{*}\right|\right| - \left\|\psi_{s}^{p}(k+2)_{j}\right\|\right|$$
(4.3)

în care:

 $j=0 \div 18$ - indicele vectorului de tensiune $U_0 \div U_{18}$ al convertorului *MC*.

Valorile predictive $(T_e^p(k+2))_j$ și $\left\| (\Psi_s^p(k+2))_j \right\|$ depind de valorile $(u_{j\alpha}, u_{j\beta})$ ale vectorilor de tensiune $U_0 \div U_{18}$ ai convertorului *MC*. Acești vectori, evidențiați prin intermediul indicelui *j* în tabelul 4.3 sunt vectori rotativi din categoria *fix (respectiv de amplitudine constantă)*. Tot din tabelul 4.3 reies stările simetrice $(1+,1-), (2+, 2), \dots, (9+,9),$ așa cum au fost prezentate în *Capitolul 2*.

Indice	Cod	Α	В	С	U0	θ_0	$u_{j\alpha}$	$u_{j\beta}$
J	stare							
1	1+	а	b	b	$2/\sqrt{3}u_{ab}$	0	$2/\sqrt{3}u_{ab}$	0
2	1-	b	а	а	$-2/\sqrt{3}u_{ab}$	0	$-2/\sqrt{3}u_{ab}$	0
3	2+	b	С	С	$2/\sqrt{3}u_{bc}$	0	$2/\sqrt{3}u_{bc}$	0
4	2-	С	b	b	$-2/\sqrt{3}u_{bc}$	0	$-2/\sqrt{3}u_{bc}$	0
5	3+	С	а	а	$2/\sqrt{3}u_{ca}$	0	$2/\sqrt{3}u_{ca}$	0
6	3-	а	С	С	$-2/\sqrt{3}u_{ca}$	0	$-2/\sqrt{3}u_{ca}$	0
7	4+	b	а	b	$2/\sqrt{3}u_{ab}$	$2\pi/3$	$-1/\sqrt{3}u_{ab}$	u_{ab}
8	4-	а	b	а	$-2/\sqrt{3}u_{ab}$	$2\pi/3$	$1/\sqrt{3}u_{ab}$	$-u_{ab}$
9	5+	С	b	С	$2/\sqrt{3}u_{bc}$	$2\pi/3$	$-1/\sqrt{3}u_{bc}$	u_{bc}
10	5-	b	С	b	$-2/\sqrt{3}u_{bc}$	$2\pi/3$	$1/\sqrt{3}u_{bc}$	$-u_{bc}$
11	6+	а	С	а	$2/\sqrt{3}u_{ca}$	$2\pi/3$	$-1/\sqrt{3}u_{ca}$	u_{ca}
12	6-	С	а	С	$-2/\sqrt{3}u_{ca}$	$2\pi/3$	$1/\sqrt{3}u_{ca}$	$-u_{ca}$
13	7+	b	b	а	$2/\sqrt{3}u_{ab}$	$4\pi/3$	$-1/\sqrt{3}u_{ab}$	$-u_{ab}$
14	7-	а	а	b	$-2/\sqrt{3}u_{ab}$	$4\pi/3$	$1/\sqrt{3}u_{ab}$	u_{ab}

Tabelul 4.3. Valorile $(u_{j\alpha}, u_{j\beta})$ ale vectorilor de tensiune ai *MC*.

15	8+	С	С	b	$2/\sqrt{3}u_{bc}$	$4\pi/3$	$-1/\sqrt{3}u_{bc}$	$-u_{bc}$
16	8-	b	b	С	$-2/\sqrt{3}u_{bc}$	$4\pi/3$	$1/\sqrt{3}u_{bc}$	u_{bc}
17	9+	а	а	С	$2/\sqrt{3}u_{ca}$	$4\pi/3$	$-1/\sqrt{3}u_{ca}$	$-u_{ca}$
18	9-	С	С	а	$-2/\sqrt{3}u_{ca}$	$4\pi/3$	$1/\sqrt{3}u_{ca}$	u _{ca}
	0 _a	а	а	а	-	-	0	0
0	0,	b	b	b	-	-	0	0
	0,	С	С	С	-	-	0	0

4.4.2. Propunere de etapizare în vederea implementării a structurii PTC-MC

Având în vedere că investigațiile referitoare la structura *PTC- MC* pot conduce la testarea prin simulare a performanțelor acesteia, în continuare se prezintă o propunere de etapizare sistematizată a implementare a acestei structuri.

4.5. Concluzii parțiale

Obiectul acestui capitol, a fost reprezentat de analiza structurilor predictive de reglare a cuplului pentru o masină asincronă comandată de :

- convertor VSI (structura PTC-VSI);
- invertor *3L-NPC* (structura *PTC-NPC*);
- convertor de tip matrice (structura *PTC-MC*);

În urma acestei analize au rezultat următoarele concluzii importante:

- fiecare structură conține regulatorul de pulsație a cărui comandă este reprezentată de valoarea calculată a cuplului T_e^{*};
- în fiecare structură există câte un modul de predicție unde se determină valorile predictive pentru cuplul electromagnetic și fluxul statoric;
- în fiecare structură există câte un modul de evaluare a funcției de cost care pentru structurile *PTC-VSI* și *PTC-MC* include abaterile în flux și în cuplu;
- ponderea cu care intervineabaterea fluxului se stabilesc cu ajutorul unui coeficient de ponderare;
- autorul propune o metodă pentru determinarea valorii optime a acestui coeficient, criteriul fiind reprezentat mărimile amplitudinii de *riplu* pentru cuplu și flux;
- funcția de cost constituie funcție obiectiv determinarea vectorului optimal de comutație;
- se propune o metodă de soluționare a problemei de selecție a vectorului optimal de comutație;

- deoarece structura *PTC-NPC* necesită echilibrarea tensiunilor de pe condensatoare, abaterea corespunzătoare și un al doilea coeficient de ponderare sunt incluse în funcția de cost.
- selectarea valorilor optime pentru cei doi coeficienți de ponderareridică dificultăți în aplicarea structurii *PTC-NPC*;
- din analiza detaliată a structurii *PTC-VSI* a rezultat o scădere a amplitudinilor de riplu în condițiile unor răspunsuri rapide pentru cuplu și flux;
- numărul ridicat de vectori utilizați pentru predicția cuplului electromagnetic și a fluxului statoric în cadrul structurilor *PTC-NPC* și *PTC-MC* determină un volum ridicat de calculecare limitează implementarea acestor structuri;
- pentru toate cele trei structuri se propun etapizări în vederea implementării.

Aceste concluzii care privesc structurile *PTC* corelate cu concluziile *Capitolului 3* referitoare la structurile *DTC* au permis autorului dezvoltarea de noi structuri prezentate în *Capitolul 5*al tezei de care să preia avantajele structurilor *DTC* și *PTC*.

CAPITOLUL 5

CONTRIBUȚII PRIVIND CONTROLUL PREDICTIV CU TABEL DE COMUTAȚIE AL CUPLULUI MAȘINII ASICRONE

După cum a rezultat din investigațiile și dezvoltările prezentate în *Capitolul 4* al tezei de doctorat controlul predictiv pe bază de model al cuplului mașinii asincrone prezintă două dezavantaje importante și anume: *volumul mare de calcule și selectarea dificilă a factorului, sau factorilor de ponderare.*

Obiectul prezentului capitol îl constituie prezentarea unei structuri dezvoltate pentru controlul predictiv al cuplului unei mașini asincrone cu tabel de comutație care, după cum se va demonstra, elimină selectarea factorului de ponderare și reduce volumul de calcule.

5.1. Structura generală a unui sistem de control predictiv al cuplului cu tabel de comutație

Cele mai mari provocări ale structurilor *PTC* sunt reprezentate de reducerea *volumului de calcul* și *eliminarea factorilor de ponderare din funcția de cost*. Pornind de la aceste premise autorul propune o nouă structură care să preia avantajele structurilor *DTC* și *PTC*.

Această nouă denumită *structura generală PTC cu tabel de comutație* este bazată pe pe structura generală de control predictiv al cuplului la care este adăugat un tabel de comutație.



Figura 5.1. Structura general *PTC* cu tabel de comutație: n_{T} numărul de vectori care sunt selectați din tabelul de comutație

Dezvoltarea unei structuri generale de *PTC* cu tabel de comutație, care este descrisă în figura 5.1, presupune parcurgerea a trei etape principiale și anume:

- selectarea vectorilor de comandă astfel încât să fie satisfăcut principiul controlului direct al cuplului și să rezolve problemele specifice ale convertorului print tabele de comutație;
- construcția pe baza acestor vectori a modelului predictiv;
- rezolvarea problemei de optimizare în vederea determinării vectorului de comandă optim care minimizează funcția de cost.

Obținerea *Structurilor Generale PTC cu Tabel de Comutație* (**SG-PTC+TC**) care includ cele trei convertoare abordate în capitolele precedente se face după cum urmează:

- Structura PTC-VSI cu tabel de comutație (PTC+TC-VSI) poate fi generată direct din SG-PTC+TC;
- *Structura PTC- NPC cu tabel de comutație* (**PTC+TC-NPC**) se poate genera considerând invertorul *3L-NPC* ca fiind echivalent cu trei convertoare *VSI*;
- Structura PTC- MC cu tabel de comutație (PTC+TC-MC), poatefi generată considerând convertorul de tip matrice MC ca fiind echivalent cu un ansamblu format dintr-un *redresor* și un convertor VSI.

5.2. Structura de control predictiv al cuplului cu tabelul de comutație pentru convertorul VSI



Figura 5.2. Structura PTC+TC - VSI

Comparând această structură cu structura *PTC-VSI*, ilustrată în figura 4.3 din *Capitolul 4*, se constată prezența în plus a modulelor *Generare 12 sectoare* și *Tabel comutație*.

Estimarea fluxurilor și *Predicția cuplului electromagnetic* sunt similare cu cele din structura *PTC-VSI*.

În ceea ce privește funcția de costa structurii *PTC+TC-VSI*, aceasta are forma:

$$g_{j} = \left| T_{e}^{*} - \left(T_{e}^{p} (k+2) \right)_{j} \right|, \qquad (5.1)$$

Din relația 5.1 se observă că în funcția de cost intervine doar cuplul, deci lipsește fluxul și implicit factorul de ponderare care intervenea în structura *PTC-VSI*, fiind eliminat prin urmare efortul de selectare a acestuia.Prin soluționarea problemei de optimizare, potrivit metodei indicate în *Capitolul 4* rezultă indicele *j* și implicit vectorul optim de tensiune U_{opt} pentru care funcția (5.1) este minimă.

5.2.1. Construcția tabelului de comutație al structurii PTC+TC-VSI

În continuare se prezintă practic fundamentarea structurii *PTC+TC-VSI*, respectiv construcția modulelor *Generare 12 sectoare* și *Tabel de comutație*, ale căror poziții sunt indicate în figura 5.2.

Figura 5.3 indică poziționarea celor 12 sectoare ST1÷ST12 propuse.



Figura 5.3. Ilustrarea celor 12 sectoare ale fluxului statoric în planul $\alpha\beta$.

Din aplicarea principiilor controlului direct al cuplului prezentate în *Capitolul 2*, au rezultat pentru cele 12 sectoare toate cazurile de creșterea și scăderea a cuplului și a fluxului statoric, prezentate în tabelul 5.1.

SECTOR	$T_e \uparrow$	$\downarrow T_e$	$\uparrow \ \psi_{s} \ $	$\downarrow \ \psi_{s} \ $
ST1	U_2,U_3,U_4	U_{1}, U_{6}, U_{5}	$\mathbf{U}_2, \mathbf{U}_1, \mathbf{U}_6$	$\mathbf{U}_3, \mathbf{U}_4, \mathbf{U}_5$
ST2	U_{2}, U_{3}, U_{4}	U_{1}, U_{6}, U_{5}	$\mathbf{U}_3, \mathbf{U}_2, \mathbf{U}_1$	U_4 , U_5 , U_6
ST3	U_3, U_4, U_5	U_{2}, U_{1}, U_{6}	$\mathbf{U}_3, \mathbf{U}_2, \mathbf{U}_1$	U_4, U_5, U_6
ST4	U_{3}, U_{4}, U_{5}	U_{2}, U_{1}, U_{6}	U_4, U_3, U_2	U_{5}, U_{6}, U_{1}
ST5	U_4, U_5, U_6	U_{3}, U_{2}, U_{1}	U_4, U_3, U_2	$\mathbf{U}_5, \mathbf{U}_6, \mathbf{U}_1$
ST6	U_4, U_5, U_6	U_{3}, U_{2}, U_{1}	U_5, U_4, U_3	$\mathbf{U}_6, \mathbf{U}_1, \mathbf{U}_2$
ST7	$\mathbf{U}_5, \mathbf{U}_6, \mathbf{U}_1$	U_4, U_3, U_2	U_5, U_4, U_3	$\mathbf{U}_6, \mathbf{U}_1, \mathbf{U}_2$
ST8	$\mathbf{U}_5, \mathbf{U}_6, \mathbf{U}_1$	U_4, U_3, U_2	U_6, U_5, U_4	U_{1}, U_{2}, U_{3}
ST9	U_6, U_1, U_2	U_5, U_4, U_3	U_6, U_5, U_4	U_{1}, U_{2}, U_{3}
ST10	U_6, U_1, U_2	U_5, U_4, U_3	$\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_6, \mathbf{U}_5$	U_{2}, U_{3}, U_{4}
ST11	U_1, U_2, U_3	U_6, U_5, U_4	U_1, U_6, U_5	U_2, U_3, U_4
ST12	U_{1}, U_{2}, U_{3}	U_6, U_5, U_4	U_2, U_1, U_6	U_3, U_4, U_5

Tabelul 5.1. Cazurile de creștere și scădere ale cuplului și fluxului în 12 sectoare

Vectorii selectați în tabelul 5.3 sunt vectori la pasul k+1 care sunt utilizați pentru a calcula vectorii predictivi $T_e^p(k+2)$ și $\psi_s^p(k+2)$, care se bazează pe vectorii calculați la pasul (k+1), după cum urmează:

- unghiul γ_s pentru a identifica sectorul (*ST1*÷*ST12*) din tabelul 5.2 calculat cu relația:

$$\gamma_{s} = \arctan\left(\frac{\psi_{s\beta}^{p}(k+1)}{\psi_{s\alpha}^{p}(k+1)}\right).$$
(5.2)

- sensurile de variație ale cuplului T_e , respectiv fluxului statoric ψ_s ,

$$\Delta T_{e} = T_{e}^{*} - T_{e}^{p} (k+1), \qquad (5.3)$$

$$\Delta \left\| \boldsymbol{\Psi}_{\mathbf{s}} \right\| = \boldsymbol{\Psi}_{\mathbf{s}}^{*} - \left\| \boldsymbol{\Psi}_{\mathbf{s}}^{\mathbf{p}}(k+1) \right\|.$$
(5.4)

Din relațiile (5.3) și (5.4) se desprind următoarele moduri de acțiune:

- 1 dacă $\Delta T_e > 0$, se impune creșterea cuplului, respectiv $T_e\uparrow$;
- 2 dacă $\Delta T_e < 0$, se impune scăderea cuplului, respectiv $T_e\downarrow$;
- 3 dacă $\Delta \| \boldsymbol{\Psi}_{s} \| > 0$, se impune creșterea fluxului, respectiv $\psi_{s} \uparrow$;
- 4 dacă $\Delta \| \boldsymbol{\Psi}_{s} \| < 0$, se impune scăderea fluxului, respectiv $\psi_{s} \downarrow$.

În opinia autorului evaluările din relațiile (5.2)÷(5.4) și modurile de acțiune 1÷4 au o importanță deosebită, deoarece reprezintă *punctul de conectare între structurile DTC și PTC*.

Din tabelul 5.1, prin combinarea cerințelor impuse cuplului și fluxului statoric se obține tabelul 5.2.

SECTOR	↑ ∥1	$ \Psi_s $	$\downarrow \ \mathbf{\Psi}_{s} \ $		
SECTOR	$\uparrow T_e$	$T_e \downarrow$	$\uparrow T_e$	$\downarrow T_{e}$	
ST1	U ₂	U ₁ , U ₆	U ₃ , U ₄	U_5	
ST2	U ₂ , U ₃	U ₁	\mathbf{U}_4	U_{5}, U_{6}	
ST3	U ₃	U_2, U_1	U_4, U_5	U ₆	
ST4	U_3, U_4	\mathbf{U}_2	\mathbf{U}_5	$\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_6$	
ST5	\mathbf{U}_{4}	U_2, U_3	$\mathbf{U}_6, \mathbf{U}_5$	U ₁	
ST6	U_4, U_5	U_3	\mathbf{U}_{6}	$\mathbf{U}_2, \mathbf{U}_1$	
ST7	\mathbf{U}_{5}	U_4, U_3	$\mathbf{U}_6, \mathbf{U}_1$	U ₂	
ST8	$\mathbf{U}_6, \mathbf{U}_5$	${f U}_4$	U ₁	U ₃ ,U ₂	
ST9	\mathbf{U}_{6}	$\mathbf{U}_5, \mathbf{U}_4$	U ₁ , U ₂	U ₃	
ST10	$\mathbf{U}_6, \mathbf{U}_1$	\mathbf{U}_{5}	\mathbf{U}_2	U ₃ ,U ₄	
ST11	U ₁	U ₅ , U ₆	U ₃ , U ₂	U_4	
ST12	U ₁ , U ₂	U ₆	U ₃	U_4, U_5	

Tabelul 5.2. Combinarea cerințelor aferente cuplului electromagnetic și fluxului statoric pentru 12 sectoare

Prin adăugarea în tabelul 5.2 a unuia dintre vectori U_0 sau U_7 în se obține tabelul 5.3, care este tabelul de comutație al structurii *PTC+TC-VSI*. Motivația introducerii acestor vectori este dată de faptul că prezența lor asigură niveluri mici de *riplu* pentru cuplu și flux statoric[48].

Capitolul 5 – Contribuții privind	controlul predictive cu tabel	de comutație al cuplul	ui mașinii asincrone
-----------------------------------	-------------------------------	------------------------	----------------------

SECTOD	$\Delta \ \boldsymbol{\psi}_{s}$	$\ > 0$	$\Delta \ \boldsymbol{\psi}_{\boldsymbol{s}} \ < 0$		
SECTOR	$\Delta T_e > 0$	$\Delta T_e < 0$	$\Delta T_e > 0$	$\Delta T_e < 0$	
ST1	U_2, U_0	$\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_6, \mathbf{U}_0$	U_3, U_4, U_0	U_5, U_0	
ST2	U_3, U_2, U_0	$\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_0$	U_4, U_0	U_5, U_6, U_0	
ST3	U ₃ , U ₀	$\mathbf{U}_2, \mathbf{U}_1, \mathbf{U}_0$	U_4, U_5, U_0	$\mathbf{U}_6, \mathbf{U}_0$	
ST4	U_{3}, U_{4}, U_{0}	$\mathbf{U}_2, \mathbf{U}_0$	$\mathbf{U}_5, \mathbf{U}_0$	$\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_6, \mathbf{U}_0$	
ST5	U_4, U_0	U_2, U_3, U_0	$\mathbf{U}_5, \mathbf{U}_6, \mathbf{U}_0$	$\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_0$	
ST6	U_4, U_5, U_0	U ₃ , U ₀	$\mathbf{U}_6, \mathbf{U}_0$	U_2, U_1, U_0	
ST7	U_5, U_0	U_4, U_3, U_0	$\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_6, \mathbf{U}_0$	U_2, U_0	
ST8	U_5, U_6, U_0	U_4, U_0	$\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_0$	U_3, U_2, U_0	
ST9	$\mathbf{U}_6, \mathbf{U}_0$	$\mathbf{U}_5, \mathbf{U}_4, \mathbf{U}_0$	U_{2}, U_{1}, U_{0}	U_3, U_0	
ST10	$\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_6, \mathbf{U}_0$	$\mathbf{U}_{5},\mathbf{U}_{0}$	$\mathbf{U}_2, \mathbf{U}_0$	U_{3}, U_{4}, U_{0}	
ST11	$\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_0$	U_{5}, U_{6}, U_{0}	U_3, U_2, U_0	U_4, U_0	
ST12	$U_2, \overline{U}_1, \overline{U}_0$	$\mathbf{U}_6, \mathbf{U}_0$	U ₃ ,U ₀	U_4, U_5, U_0	

Tabelul 5 3	Tabelul	de comutatie a	l structurii	PTC+TC -	VSI
Tabelul J.J.	labelul	ue comutație a	1 Structurii	IIC + IC -	VDI

După cum se remarcă din tabelul 5.3, în cadrul unui sector, pentru o combinație de variații ale cuplului electromagnetic și flux statoric apar cel puțin doi vectori, ceea ce creează posibilitatea unei selecții conform unui anumit criteriu.

5.2.2. Propunere de etapizare în vederea implementării structurii PTC+TC-VSI

Ca și în cazul altor structuri abordate în prezenta teză de doctorat, având în vedere că finalitatea investigațiilor referitoare la structura *PTC+TC-VSI* este reprezentată de testarea prin simulare a performanțelor acesteia, în continuare se prezintă o propunere de etapizare sistematizată implementării acestei structuri.

5.2.3. Rezultate obținute din simularea structurii PTC+TC-VSI

Pe baza celor prezentate anterior, inclusiv a etapelor de implementare propuse, autorul a construit în mediul Matlab/Simulink[®] modelul de simulare al *structurii PTC+TC-VSI*, ilustrat în figura 5.4, care este prezentat detaliat în **Anexa D1** lateza de doctorat.





Pentru mașina asincronă implicată în **Anexa A** sunt prezentate date complete, iar în tabelul 3.4 din *Capitolul 3* o selecție a parametrilor importanți.

Simulările au urmărit determinarea comportării structurii *PTC+TC-VSI* pentru mai multe valori ale turației în următoarele condiții:

- fluxul statoric de referință $\|\Psi_s^*\| = 0,7 Wb;$
- perioada de eşantionare $T_s = 20 \ \mu s$;
- la momentul t = 0,2 s valoarea cuplului de sarcină se modifică treaptă de la 0 Nm la 9 Nm;
- la momentul t = 0,3 s valoarea cuplului de sarcină se modifică treaptă de la 9 Nm la 5 Nm.

Simulările au fost efectuate pentru trei valori ale turației de referință și anume:

A - $n_1^* = 1000 \text{ rot/min}$	(turație mare);
B - $n_2^* = 600 \text{ rot/min}$	(turație metie);
C - $n_3^* = 100 \text{ rot/min}$	(turație mică).

A - Rezultatele simulărilor pentru o referință a turației de 1000 rot/min





Figura 5.5. Rezultate de simulare la turația de referință 1000 rot/min:

(a) Răspunsul turației, (b) Răspunsul cuplului, (c) Răspunsul fluxului statoric,

(d) Orbita vectorului flux statoric, (e) Curenții statorici.





Figura 5.6. Rezultate de simulare la turația de referință 600 rot/min :
(a) Răspunsul turației, (b) Răspunsul cuplului, (c) Răspunsul fluxului statoric,
(d) Orbita vectorului flux statoric, (e) Curenții statorici.


C - Rezultatele simulărilor pentru o referintă a turatiei de 100 rot/min

Figura 5.7. Rezultate de simulare la turația de referință 100 rot/min :

(a) Răspunsul turației, (b) Răspunsul cuplului, (c) Răspunsul fluxului statoric,

(d) Orbita vectorului flux statoric, (e) Curenții statorici.

5.2.4. Comparație între performanțele structurilor DTC-VSI, PTC-VSI și PTC+TC-VSI

Pe parcursul prezentei teze de doctorat au fost detaliate rezultatele ale testelor structurilor bazate pe utilizarea convertorului *VSI* după cum urmează :

- structura pentru controlul direct al cuplului *DTC-VSI*;
- structura pentru controlul predictiv al cuplului *PTC-VSI*;
- structura pentru controlul predictiv cu tabel de comutație al cuplului *PTC*+*TC*-*VSI*.

În continuare se prezintă rezultate comparative ale performanțelor celor trei structuri din următoarele perspective:

A – răspunsurile dinamice ale cuplului și turațieiîn procesul de pornire și la modificări ale cuplului de sarcină;

B- răspunsurile dinamice ale cuplului statoric în procesul de pornire;

C *–riplurile* aferenterăspunsurilor dinamice ale cuplului și fluxului statoric la turația de 1000 rot/min;

D –indexul THD al curenților statorici.

Pentru a putea compara performanțele celor trei structuri au fost utilizați indicatorii înscriși în tabelul 5.4 pentru turația de *1000 rot/min*.

Tabelul 5.4. Indicatori de calitate ai structurilor *DTC-VSI*, *PTC-VSI* și *PTC+TC-VSI*utilizați în analiza comparativă

Structură	DTC-VSI	PTC-VSI	PTC+TC-VSI
Indicator			
Amplitudine <i>riplu</i> de cuplu [Nm]	4,5	1,5	1,6
Amplitudine <i>riplu</i> de flux statoric [Wb]	0,02	0,008	0,09
Durată regim tranzitoriu cuplu [s]	0,002	0,002	0,002
Durată regim tranzitoriu flux [s]	0,025	0,005	0,015
Index <i>THD</i> al curentului statoric [%]	13,55	4,52	5,19
Număr de vectori utilizați	1	7	<i>≤</i> 3

Analizând datele din tabelul 5.4 pot fi formulate concluziile prezentate în cele ce urmează.

E1. Din perspectiva nivelurilor de *riplu* (cuplu și flux statoric) și al indexului *THD* calitatea de control a structurii*PTC+TC-VSI* este similară cu cea a structurii *PTC-VSI* și superioară structurii *DTC-VSI*.

E2. Structura *PTC+TC-VSI* reprezintă o combinație a structurilor *DTC-VSI* și *PTC-VSI* potrivit argumentelor următoare:

- răspunsurile cuplului și turației aferente celor trei structuri sunt similare, așa cum rezultă din figurile 5.8 și 5.9;
- răspunsulfluxului statoric al structurii *PTC+TC-VSI* este similar cu cel al structurii *DTC-VSI*, așa cum rezultă din figura 5.10, deoarece, ambele structuri controlează fluxul statoric print selecția vectorială, respectând prin urmare principiul controlului direct al cuplului.

E3. Structura *PTC+TC-VSI* are avantaje deosibite în comparație cu structura *PTC-VSI* și anume.

- nu se impune selecția unui factor de ponderare, ceea ce conferă acestei structuri robustețe și stabilitate;
- preselecția de vectori a redus numărul de vectori utilizați în modelul predictiv și prin a diminuat volumul de calcul.

Aceste avantaje sunt deosebit de importante pentru studii viitoare privind calitatea sistemului de control când orizontul predicției este lung, respectiv $h \ge 3$.

5.3. Structura de control predictiv al cupluluicu tabelul de comutație pentru invertorul 3L-NPC

În figura 5.8 este prezentată structura propusă pentru controlul predictiv al cuplului cu tabel de comutație pentru invertorul *NPC* (**PTC+TC-NPC**).





Comparând această structură cu structura *PTC-NPC*, ilustrată în figura 4.6 din *Capitolul 4*, se constată prezența în plus a modulelor:

- Generare 12 sectoare;

- Tabel comutație L;
- Tabel comutație S;
- Tabel comutație M;
- Selecție vector mic P sau N.

Regulatorul RP, Modulul deestimare a fluxurilor statoric și rotoric și Modulul de predicție a cuplului electromagnetic au funcționalități similare cu cele aferente structurii PTC-NPC. De asemenea Modulul generare 12 sectoare are o funcționalitate identică cu modulul similar din structura PTC+TC-VSI.

În ceea ce privește funcția de cost aferentă structurii *PTC+TC-VSI*, aceasta are forma

$$g_{j} = \left| T_{e}^{*} - \left(T_{e}^{p} (k+2) \right)_{j} \right|, \qquad (5.5)$$

Din relația (5.5) se observă că în funcția de cost intervine doar cuplul, deci lipsesc factorii de ponderare care interveneau în structura *PTC-VSI* și implicit este eliminat efortul de selectare a acestora.Prin soluționarea problemei de optimizare, potrivit metodei (adaptate) indicate în *Capitolul 4* rezultă indicele *j* și implicit vectorul optim de tensiune U_{opt} pentru care funcția (5.5) este minimă.

La fel ca, în structura *PTC-NPC* analizată în *Capitolul 4*, și în cazul structurii *PTC+TC-NPC* pot fi identificate următoarele două probleme principale:

- determinarea vectorului optimal de tensiune;
- echilibrarea tensiunii pe condensatoare

Ideea principală a structurii *PTC+TC-NPC* constă în selecția vectorilor, înainte de a fi utilizați în cadrul modelului predictiv, în două etape după cum urmează :

- prima etapă constă în *selecția primară* a vectorilor de tensiune conform principiului controlului direct al cuplului, la fel ca în structura *PTC+TC-VSI*;
- etapa a doua presupune *selecția secundară*,dintre vectorii de tensiuneselectați în prima etapă,a vectorilor care asigură echilibrarea tensiunilor depe condensatoare.

Existența criteriilor de selecțiea vectorilor în cele două etape enumerate mai sus, pentrustructura PTC+TC-NPC, facilitează utilizarea funcției de cost (5.6).

În continuare se prezintă cele două etape de selectare a vectorilor de tensiune

5.3.1. Selectarea primară vectorilor de tensiune conform principiului controlului direct al cuplului

După cum s-a arătat în *Capitolul 2*, invertorul *3L-NPC* se asociază patru grupe de vectori după cum urmează:

- vectori de tip *zero;*
- vectori de tip mic;
- vectori de tip *mediu;*
- vectori de tip *mare*.

Din figurile 2.3 și 2.5 (*Capitolul 2*), rezultă că fiecare grupă (*vector mic, vector mediu și vector mare*) constituie un sistem de vectori al unui convertor VSI.Aceasta înseamnă că invertorul3L-NPC, considerând divizarea planului $\alpha\beta$ în 12 sectoare, potrivit metodei de generare aplicate la structura *PTC-TC-VSI*este *echivalent* cu trei convertoare *VSI* și anume:

- convertor VSI cu grupa de vectori de tip mic care se numește convertor VSI-S;
- convertor VSI cu grupa de vectori de tip mediu care se numește convertor VSI-M;
- convertor VSI cu grupa de vectori de tip mare care se numește convertor VSI-L.

Prin divizarea invertorului 3L-NPC în trei convertoare VSI, rezultă că structura PTC+TC-NPC are asociate are trei tabele de comutație pentru selectarea vectorilor după cum urmează:

- tabelul de comutație *S* pentru convertor *VSI-S*;
- tabelul de comutație *M* pentru convertor *VSI-M*;
- tabelul de comutație *L* pentru convertor *VSI-L*.

Procedând ca în cazul structurii PTC-TC-VSI

Din mulțimea vectorilor de tensiune selectați în *Etapa 1* conform principiului *controlului direct al cuplului*, urmează a fi selectați în *Etapa 2* vectorii care asigură echilibrarea tensiunilor de pe condensatoare.

Așa cum a reieșit din analiza prezentată în *Capitolul 3 – Subcapitolul 3.3.1* vectorii *zero* \mathbf{U}_0 și vectorii mari nu afectează echilibrarea de tensiune pe condensatoare. În aceste condiții se vor realiza selecții secundare doar pentru *vectorii mici* și pentru *vectorii medii.*

5.3.2. Selectarea secundară a vectorilor mici de tensiune conform echilibrării tensiunilor de pe condensatoare

După cum s-a discutat în *subcapitolele 2.2* și *3.3.1*, vectorii mici ai invertorului*3L*-*NPC* sunt două tipuri și anume: cei de tip $P(U_{1P} \div U_{6P})$ și cei de tip $N(U_{1N} \div U_{6N})$. Aceste două tipuri au module și unghiuri egale, respectiv se suprapun, în principiu fiind utilizat un singur tip (de exemplu P).

Dacă după rezolvarea problemei de optimizare rezultă ca vector optim un vector mic, alegerea se va face considerând comanda d_v a regulatorului diferenței tensiunilor de pe condensatoare astfel:

- dacă $d_v = 1$, este selectat tipul **P**;
- dacă $d_v = -1$, este selectat tipul *N*.

5.3.3. Selectarea secundară a vectorilor medii de tensiune conform echilibrării tensiunilor de pe condensatoare

Tabelul 5.10 indică selectarea vectorilor medii, care asigură echilibrarea tensiunilor pe condensatoare. Selectarea se realizează în funcție de curenți statorici (i_A, i_B, i_C) și de comanda d_v a regulatorului diferenței tensiunilor de pe condensatoare *R_DIF_C*.

Combinații curenți statorici	$d_v = 1$	$d_v = -1$
$i_A > 0, i_B > 0, i_C < 0$	U_7, U_8, U_{10}, U_{11}	U_{9}, U_{12}
$i_A > 0, i_B < 0, i_C < 0$	U_{8}, U_{11}	U_7, U_9, U_{10}, U_{12}
$i_A > 0, i_B < 0, i_C > 0$	U_8, U_9, U_{11}, U_{12}	$\mathbf{U}_7, \mathbf{U}_{10}$
$i_A < 0, i_B < 0, i_C > 0$	U_{9}, U_{12}	U_7, U_8, U_{10}, U_{11}
$i_A < 0, i_B > 0, i_C > 0$	U_7, U_9, U_{10}, U_{12}	U ₈ , U ₁₁
$i_A < 0, i_B > 0, i_C < 0$	$\mathbf{U}_7, \mathbf{U}_{10}$	U_8, U_9, U_{11}, U_{12}

Tabelul 5.5. Vectorii medii de tensiune care asigură echilibrareatensiunilor pe condensatoare.

Din cele două etape rezultă că nu există vectori comuni, deci nu *pot fi selectați vectori medii*.

Deoarece pentru un nod trebuie asigurată condiția $i_A + i_B + i_C = 0$, rezultă că trebuie să existe cel puțin câte un curent care *sosește* în nod, respectiv care *părăsește* nodul. În aceste condiții nu au fost considerate combinațiile $i_A < 0$, $i_B < 0$, $i_C < 0$ și $i_A > 0$, $i_B > 0$, $i_C > 0$, tabelele fiind construite pentru câte 6 combinații valide.

5.3.4. Propunere de etapizare în vederea implementării structurii PTC+TC-NPC

Ca și în cazul altor structuri abordate în prezenta teză de doctorat, având în vedere că finalitatea investigațiilor referitoare la structura *PTC+TC-NPC* este reprezentată de testarea prin simulare a performanțelor acesteia, în continuare se prezintă o propunere de etapizare sistematizată a implementării acestei structuri.

5.3.5. Rezultate obținute din simularea structurii PTC+TC-NPC

Pe baza celor prezentate anterior, inclusiv a etapelor de implementare propuse, autorul a construit în mediul Matlab/Simulink[®] modelul de simulare al *structurii PTC+TC-* NPC, ilustrat în figura 5.9, care este prezentat detaliat în **Anexa D2** lateza de doctorat.



Figura 5.9. Modelul dezvoltat în SIMULINK [®]pentru simularea structurii *PTC+TC-NPC*.

Pentru mașina asincronă implicată, în **Anexa A** sunt prezentate date complete, iar în tabelul 3.4 din *Capitolul 3* o selecție a parametrilor importanți.

Simulările au fost efectuate pentru trei valori ale turației de referință și anume:

A - $n_1^* = 1000 \text{ rot/min}$	(turație mare);
B - $n_2^* = 600 \text{ rot/min}$	(turație metie);
C - $n_3^* = 100 \ rot/min$	(turație mică).

A - Rezultatele simulărilor pentru o referință a turației de 1000 rot/min



Figura 5.10. Rezultate de simulare la turația 1000 rot/min:(a) Răspunsul turației, (b) Răspunsul cuplului, (c) Răspunsul fluxului statoric,(d) Orbită de vector a fluxului statoric, (e) Tensiunile U_{CI} și U_{C2} de pe condensatoare, (f) Tensiunea punctului neutru V_o , (g) Curenți statorici.



B - Rezultatele simulărilor pentru o referintă a turatiei de 600 rot/min

Figura 5.11. Rezultate de simulare la turația 600 rot/min: (a) Răspunsul turației, (b) Răspunsul cuplului, (c) Răspunsul fluxului statoric, (d) Orbită de vector a fluxului statoric, (e) Tensiunile U_{Cl} și U_{C2} de pe condensatoare, (f) Tensiunea punctului neutru V_o , (g) Curenți statorici.

C - Rezultatele simulărilor pentru o referință a turației de 100 rot/min



Figura 5.12. Rezultate de simulare la turația 100 rot/min: (a) Răspunsul turației, (b) Răspunsul cuplului, (c) Răspunsul fluxului statoric,(d) Orbită de vector a fluxului statoric, (e) Tensiunile U_{C1} și U_{C2} de pe condensatoare, (f) Tensiunea punctului neutru V_o , (g) Curenți statorici.

5.3.6. Comparație între performanțele structurilor DTC-NPC șiPTC+TC-NPC

Pe parcursul prezentei teze de doctorat au fost detaliate rezultatele ale testelor structurilor bazate pe utilizarea invertorului *PTC* după cum urmează :

- structura pentru controlul direct al cuplului DTC-NPC;
- structura pentru controlul predictiv al cuplului PTC-NPC;
- structura pentru controlul predictiv cu tabel de comutație al cuplului *PTC*+*TC*-*NPC*.

După cum a reieșit din capitolul 4, structura *PTC-NPC* este dificil, aproape imposibil de pus în practică datorită necesității pe de o parte de a efectua selecția celor doi factori de ponderare pentru funcția de cost, iar pe de altă parte de a efectua predicțiile tensiunilor de pe condensatoare.

În continuare se prezintă rezultate comparative ale performanțelor structurilor DTC-NPC și PTC+TC-NPC din următoarele perspective:

A – răspunsurile dinamice ale cuplului și turației în procesul de pornire și la modificări ale cuplului de sarcină;

B - răspunsurile dinamice ale cuplului statoric în procesul de pornire;

C - *riplurile* aferenterăspunsurilor dinamice ale cuplului și fluxului statoric la turația de 1000 rot/min;

D - indexul THD al curenților statorici;

E - tensiunile de pe condensatoare.

Pentru a putea compara performanțele celor două structuri au fost utilizați indicatorii înscriși în tabelul 5.6 pentru turația de *1000 rot/min*.

Tabelul 5.6. Indicatori de calitate ai structurilor DTC-NPC și PTC+TC-NPC utilizați în analiza comparativă

Structură	DTC-NPC	PTC+TC-NPC
Indicator		
Amplitudine <i>riplu</i> de cuplu [Nm]	2,2	1,2
Amplitudine <i>riplu</i> de flux statoric [Wb]	0,02	0,008
Durată regim tranzitoriu cuplu [s]	0,004	0,004
Durată regim tranzitoriu flux [ms]	20	20
Index <i>THD</i> al curentului statoric [%]	11,37	4,78
Număr de vectori utilizați	1	<i>≤</i> 7

Analizând datele din tabelul 5.6 pot fi formulate concluziile prezentate în cele ce urmează.

F1. Din perspectiva nivelurilor de *riplu* (cuplu și flux statoric) și al indexului *THD*, conform datelor din tabelul 5.6, calitatea de control a structurii *PTC+TC-NPC* este superioară structurii *DTC-PTC*.

F2. Răspunsurile cuplului și ale fluxului aferente structurilor *DTC-NPC*și *PTC+TC-NPC*sunt similare.

F3. Deoarece, ambele structuri controlează fluxul statoric prin selecție vectorială, rezultă că respectă principiul controlului direct al cuplului.

F4. Structura *PTC+TC-NPC* are avantaje deosebite în comparație cu structura DTC-PTC și anume.

- nu se impune selecția factorilor de ponderare, ceea ce conferă acestei structuri robustețe și stabilitate;
- preselecția de vectori a redus la mai puțin de 7 numărul de vectori utilizați în modelul predictiv pentru orizontul predicțieih=2.

5.4. Structura de control predictiv al cupluluicu tabelul de comutație pentru convertorul de tip matrice

După cum s-a prezentat în *Capitolul 3 – Subcapitolul 3.4*, conform metodei de modulare *ISVM (Indirect Space Vector Modulation)*[18], [39],convertorul de tip matrice este echivalent cu *convertorul indirect de tip matrice care include un invertor și un redresor*.

Invertorul*convertorului indirect de tip matrice* este un convertor *VSI* care este utilizat pentru a controla cuplul și fluxul statoric.

Redresorul*convertorului indirect de tip matrice* este utilizat pentru a produce un factor unitar de putere și curenți sinusoidali de intrare.

În aceste condiții, după cum s-a arătat tot în *subcapitolul 3.4*, în cadrul structurii*DTC-MC*, convertorul de tip matrice *MC* poate fi împărțit în diviziunile *invertor și redresor*. Din acest motiv, tabelul de comutație al structurii *DTC-MC* a fost stabilit pe baza *tabelelor de comutație ale invertorului*, respectiv *redresorului*.

Această idee se va aplica și pentru structura de *control predictiv al cuplului cu tabel de comutație pentru convertor de tip matrice* (**Structura PTC+TC-MC**), pentru care problema controlului se divizează după cum urmează:

- problema de control al*redresorului* se rezolvă la fel ca în structura *DTC-MC*;
- problema de control alinvertorului se rezolvă la fel ca în structura PTC+TC-VSI.

Figura 5.13 prezintă o schemă de implementare a structurii *PTC+TC-MC* în care sunt evidențiate *secțiunile de control* cu structurile de mai jos.

- Secțiunea Control redresor care include:
 - regulatorul de *defazaj RDF*;
 - modulul Sectoare tensiuni de intrare;
 - modulul Tabel curenți redresor.
- Secțiunea *Control invertor* careinclude:
 - modulul *Sectoare flux statoric*;
 - modulul *Tabel tensiuni invertor redresor*.



Sectiune Control Redresor

Figura 5.13. Structura *PTC+TC-MC*.

Ca și în cadrul structurilor precedente (PTC+TC-VSI și PTC+TC-NPC) în centrul structurii PTC+TC-MC se găseste tabelul de comutație a cărui sinteză este prezentată în cele ce urmează.

5.4.1. Construirea tabelului de comutație al structurii PTC+TC-MC

După cum rezultă din figura 5.13, intrările modulului Tabel de comutație MC sunt reprezentate de vectorii curent și tensiune furnizați de modulele Tabel curenți redresor respectiv Tabel tensiuni invertor.

În cadrul structurii DTC-MC (Capitolul 3 – Subcapitolul 3.4) a fost realizat tabelul curenți redresor care este preluat în cadrul structurii PTC+TC-MC. Se reamintește faptul că selecția vectorului de curentse asigura curenți sinusoidali de intrare și factorul putereunitar.

Variație	Comandă	SECTOARE					
defazaj	R_DF	SF1	SF2	SF3	SF4	SF5	SF6
$\Delta_i \uparrow$	$d_{\Delta i} = +1$	$I_2(ac)$	$I_3(bc)$	$I_4(ba)$	$\mathbf{I}_{5}(ca)$	$I_6(cb)$	$\mathbf{I}_{1}(ab)$
$\Delta_i \downarrow$	$d_{\Delta i} = -1$	$\mathbf{I}_1(ab)$	$\mathbf{I}_2(ac)$	$I_3(bc)$	$I_4(ba)$	$\mathbf{I}_{5}(ca)$	$\mathbf{I_6}(cb)$

Tabelul 5.7. Tabelul curenți redresor al structurii PTC+TC-MC

Un vector current I_m din tabelul 5.7 este determinat pe baza următoarelor date de intrare:

- indicele $n_V=1 \div 6$ al sectorului SF în care este încadrat vectorul tensiune intrare U_{int} indice furnizat de modulul *Sectoare tensiuni de intrare* ilustratîn figura 5.13;
- valoarea comenzii $d_{\Delta i}$ a regulatorului de defazaj *RDF*, prezent de asemenea în figura 5.13.

În cadrul structurii *PTC+TC-VSI* (*Capitolul 5 – Subcapitolul 5.2*) a fost realizat *tabelul de comutație pentru 12 sectoare* a structurii *PTC+TC-VSI* care preluat, ca *tabel tensiuni invertor*, în cadrul structurii *PTC+TC-MC*.

O combinație de *vectori tensiune* este determinată (după cum s-a indicat în *Subcapitolul 5.2*) pe baza următoarelor date de intrare:

- numărul sectorului în care este încadrat fluxul statoric $\psi_s^p(k+1)$ indicele n_s furnizat de modulul *Sectoare flux statoric* din figura 5.13;
- sensurile variațiilor de cuplu ΔT_e și de flux $\Delta || \Psi_s ||$, prezente de asemenea în figura 5.13.

În tabelul 5.8 se prezintă stările echivalente ale convertorului de tip matrice [18], [39],în care notațiile au semnificațiile prezentate în *Capitolul 2*.

Vectoricurent Vectori tensiune	$I_1(ab)$	$I_2(ac)$	$I_3(bc)$	$I_4(ba)$	$\mathbf{I}_{5}(ca)$	$I_6(cb)$
U ₁ (100)	abb	acc	bcc	baa	саа	cbb
U ₂ (110)	aab	aac	bbc	bba	сса	ccb
U ₃ (010)	bab	cac	cbc	aba	aca	bcb
U ₄ (011)	baa	саа	cbb	abb	acc	bcc
U ₅ (001)	bba	cca	ccb	aab	aac	bbc
U ₆ (101)	aba	aca	bcb	bab	cac	cbc

Tabelul 5.8. Stările echivalente ale convertorului te tip matrice [18].

Examinând datele din tabelul 5.8 se remarcă așa numitele *stări simetrice* cum ar fi de exemplu *abb* și *baa, acc* și *caa* etc., iar la nivelul acestui tabel pot fi identificate 18 perechi de stări.

În *Capitolul 2* a fost utilizată în tabelul 2.6 o codificare a stărilor simetrice care se prezintă mai jos în tabelul 5.9.

Stare	abb	bcc	caa	baa	cbb	acc
Cod	1+	2+	3+	1-	2-	3-
Stare	bab	cbc	aca	aba	bcb	cac
Cod	4+	5+	6+	4-	5-	6-
Stare	bba	ccb	aac	aab	bbc	сса
Cod	7+	8+	9+	7-	8-	9-

Tabelul 5.9. Codificarea stărilor simetrice

În această codificare stările simetrice sunt codificate cu aceiași cifră, diferențierea făcându-se prin semnul care însoțește cifra (de exemplu starea *bcc* are codul 2+, iar starea simetrică *cbb* are codul 2-).

Pe baza tabelelor 5.8 și 5.9 a fost construit tabelul 5.10 care prezintă stările de comutație ale structurii PTC+TC-MC.

Vectori curent Vectori tensiune	$I_1(ab)$	$I_2(ac)$	$I_3(bc)$	$I_4(ba)$	$\mathbf{I}_{5}(ca)$	$\mathbf{I_6}(cb)$
U ₁ (100)	1+	3-	2+	1-	3+	2-
U ₂ (110)	7-	9+	8-	7+	9-	8+
U ₃ (010)	4+	6-	5+	4-	6+	5-
U ₄ (011)	1-	3+	2-	1+	3-	2+
U 5(001)	7+	9-	8+	7-	9+	8-
U ₆ (101)	4-	6+	5-	4+	6-	5+

Tabelul 5.10. Tabelul de comutație al structurii PTC+TC-MC[18]

În ceea ce privește funcția de cost aferentă structurii PTC+TC-VSI, aceasta are forma

$$g_{j} = \left| T_{e}^{*} - \left(T_{e}^{p} (k+2) \right)_{j} \right|, \qquad (5.6)$$

5.4.2. Propunere de etapizare în vederea implementării structurii PTC+TC-MC

Ca și în cazul altor structuri abordate în prezenta teză de doctorat, având în vedere că finalitatea investigațiilor referitoare la structura *PTC+TC-MC* este reprezentată de testarea prin simulare a performanțelor acesteia, în continuare se prezintă o propunere de etapizare sistematizată a implementării acestei structuri.

5.4.3. Rezultate obținute din simularea structurii PTC+TC-MC

Pe baza celor prezentate anterior, inclusiv a etapelor de implementare propuse, autorul a construit în mediul Matlab/Simulink[®] modelul de simulare al *structurii PTC+TC-* MC, ilustrat în figura 5.14, care este prezentat detaliat în **Anexa E3** lateza de doctorat.





Figura 5.14. Modelul dezvoltat SIMULINK[®] de simulare a structurii *PTC+TC-MC*: (a) – mașina asincronă și convertorul *MC*; (b) – structura *PTC+TC-MC*.

Pentru mașina asincronă implicată, în **Anexa A** sunt prezentate date complete, iar în tabelul 3.4 din *Capitolul 3* o selecție a parametrilor importanți.

Simulările au fost efectuate pentru trei valori ale turației de referință și anume:

A - $n_1^* = 1000 \text{ rot/min}$	(turație mare);
B - $n_2^* = 600 \text{ rot/min}$	(turație medie);
C - $n_3^* = 300 \ rot/min$	(turație mică).

A - Rezultatele simulărilor pentru o referință a turației de 1000 rot/min



Figura 5.15. Rezultate turația 1000 rot/min de simulare la:
(a) Răspunsul turației, (b) Răspunsul cuplului, (c) Răspunsul fluxului statoric,
(d) Orbită de vector a fluxului statoric.



Figura 5.16. Rezultate de simulare la turația 1000 rot/min:(a) Curenți statorici, (b) Curentul de intrare al fazei *a* (albastru), (b) Tensiunea de a fazei *a* (roșu).

B - Rezultatele simulărilor pentru o referință a turației de 600 rot/min



Figura 5.17. Rezultate de simulare la turația 600 rot/min:(a) Răspunsul turației, (b) Răspunsul cuplului, (c) Răspunsul fluxului statoric,(d) Orbită de vector a fluxului statoric.





Figura 5.18. Rezultate de simulare la turația 600 rot/min: (a) Curenți statorici, (b) Curentul de intrare al fazei *a* (roșu), (b) Tensiunea de a fazei *a* (albastru).





Figura 5.19. Rezultate de simulare la turația *300 rot/min:*(a) Răspunsul turației, (b) Răspunsul cuplului, (c) Răspunsul fluxului statoric,(d) Orbită de vector a fluxului statoric.



Figura 5.20. Rezultate de simulare la turația *300 rot/min:*(a) Curenți statorici, (b) Curentul de intrare al fazei *a* (roșu), și tensiunea de ieșire a fazei *a* (albastru).

5.4.4. Comparație între performanțele structurilor DTC-MC, PTC-MC și PTC+TC-MC

Pe parcursul prezentei teze de doctorat au fost detaliate rezultatele ale testelor structurilor bazate pe utilizarea convertorului tip matrice *MC* după cum urmează :

- structura pentru controlul direct al cuplului *DTC-MC*;
- structura pentru controlul predictiv al cuplului *PTC-MC*;
- structura pentru controlul predictiv cu tabel de comutație al cuplului *PTC*+*TC*-*MC*.

În continuare se prezintă rezultate comparative ale performanțelor celor trei structuri din următoarele perspective:

A – răspunsurile dinamice ale cuplului și turației în procesul de pornire și la modificări ale cuplului de sarcină;

B - răspunsurile dinamice ale cuplului statoric în procesul de pornire;

C *–riplurile* aferenterăspunsurilor dinamice ale cuplului și fluxului statoric la turația de 1000 rot/min;

D –indexul THD al curenților statorici.

Pentru toate cele trei structuri se va considera turația $n_3^* = 1000$ rot/min, iarpentru structura *PTC-MC* factorul de ponderare $\lambda_{\mu} = 100$.

Pentru a putea compara performanțele celor trei structuri au fost utilizați indicatorii înscriși în tabelul 5.11 pentru turația de *1000 rot/min*.

Tabelul 5.11. Indicatori de calitate ai structurilor *DTC-MC*, *PTC-MC* și *PTC+TC-MC* utilizați în analiza comparativă

Structură Indicator	DTC-MC	РТС-МС	PTC+TC-MC
Amplitudine <i>riplu</i> de cuplu [Nm]	7	2,3	2
Amplitudine <i>riplu</i> de flux statoric [Wb]	0,2	0,008	0,01
Durată regim tranzitoriu cuplu [s]	>0,005	0,005	0,005
Durată regim tranzitoriu flux [s]	0,009	0,003	0,011
Curent de intrare	sinusoidal	nesinusoidal	sinusoidal
Index <i>THD</i> al curentului statoric [%]	20,31	10,54	5,83
Index <i>THD</i> al curentului de intrare [%]	27,63	31,78	6,69
Număr de vectori utilizați	1	19	≤3

Analizând datele din tabelul 5.11 pot fi formulate concluziile prezentate în cele ce urmează.

F1. Din perspectiva nivelului de *riplu*cuplu și al indexurilor*THD*, conform datelor din tabelul 5.11, calitatea de control a structurii PTC+TC-MC este superioară structurilor*DTC-MC* și *PTC-MC*.

F2. Răspunsurile în turație la pornire ale celor trei structuri sunt similare.

F3. Deoarece toate structurile controlează fluxul statoric prin selecție vectorială, rezultă că respectă principiul controlului direct al cuplului.

F4. Structura *PTC+TC-MC* are și alte avantaje între care:

- absența factorului de ponderare din structura funcției obiectiv;
- număr redus de vectori (cel mult 3) care se utilizează în modelul predictiv.

5.5. Concluzii parțiale

- La începutul *Capitolului 5* au fost prezentate ideile conceptului de *Structură Generală de Control Predictiv al Cuplului cu Tabel de Comutație – SG PTC+TC.*
- Aceastăstructură reprezintă o combinație între structurile *DTC* și *PTC* care au fost investigate în *Capitolele 3* și respectiv *4* ale tezei de doctorat.
- Prin structura propusă se rezolvă atât problema controlului general al mașinii asincrone prin *cuplu electromagnetic* și *flux statoric*, cât și probleme specifice asociate unor convertoare speciale care acționează mașina asincronă între care sunt de menționat :
 - asigurarea unor curenți sinusoidali de intrare;
 - asigurarea unor factori de putere unitari;
 - eliminarea coeficienților de ponderare din structura funcției de cost;
 - reducerea numărului de vectori utilizați în modelul predictiv;
 - echilibrarea tensiunilor pe condensatoare.
- Sunt analizate și testate trei *Structuri de Control Predictiv al Cuplului cu Tabel de Comutație(PTC+TC)* și anume
 - *PTC+TC-VSI* : pentru convertorul *VSI*;
 - *PTC+TC-NPC* : pentru invertorul *3L-NPC*;
 - *PTC+TC-MC*: pentru convertorul tip matrice *MC*.
- Pentru fiecare structură au fost utilizate rezultatele investigațiilor prezentate în *Capitolele 2, 3* și 4 ale tezei de doctorat.
- Fiecare dintre subcapitolele dedicate celor trei structuri este divizat în următoarele secțiuni:
 - prezentarea structurii;

- construirea tabelului de comutație;
- etapizarea implementării structurii;
- testarea prin simulare a structurii;
- analiza comparativă a categoriilor de structuri DTC, PTC și PTC+TC.
- Au fost construite tabele de comutație pentru toate cele trei structuri, numărul de vectori implicați în calculul modelelor predictive pentru cuplu reducându-se după cum urmează:
 - pentru structura *PTC+TC-VSI* : 3 vectori;
 - pentru structura *PTC+TC-NPC*: 7 vectori;
 - pentru structura *PTC+TC-MC*: 3 vectori.
- Referitor la *funcțiile de cost*, numărul acestora a fost redus corespunzător numărului de vectori selectați din tabelele de comutație.
- În ceea ce privește complexitatea *funcțiilor de cost,* aceasta a fost redusă întrucât nu conțin coeficienți de ponderare.
- Rezultatele simulărilor confirmă faptul că toate cele trei structuri includ avantajele structurii *PTC*referitoare la nivelurile mici de *riplu*pentru cuplu și flux statoric.
- Reducerea numărului de vectori corelată cu scăderea complexității funcțiilor de cost sunt factori determinați pentru reducerea efortului de calcul necesitat de implementarea structurilor dezvoltate.propuse.
- Prin rezultatele simulărilor s-a demonstrat că toate cele trei structuri conservă robustețea structurilor de tip *DTC*.
- Performanțele demonstrate prin simulare demonstrează că structurile propuse asigură cerințele specifice ale convertoarelor după cum urmează:
 - asigurarea echilibrării tensiunii condensatoarelor pentru invertorul 3L-NPC;
 - asigurarea curenților sinusoidali de intrare și a factorului unitar de puterepentru convertorul de tip matrice -MC.
- Sintetizând, prin performanțele demonstrate, structurile propuse pentru controlul predictiv al cuplului cu tabel de comutație (PTC+TC-VSI, PTC+TC-NPC și PTC+TC-MC) reprezintă combinații foarte bune ale structurilor de tip DTC și PTC pe care acestea se bazează.

CAPITOL 6

CONCLUZII GENERALE, CONTRIBUȚII, DISEMINAREA REZULTATELOR ȘI DIRECȚII VIITOARE DE CERCETARE

6.1. Concluzii generale

După cum rezultă din dezvoltările aferente celor cinci capitole ale tezei de doctorat, fiecare acestea se încheie cu câte un subcapitol în care sunt prezentate pe larg concluziile parțiale aferente respectivului capitol.

Concluziile generale prezentate în continuare au fost formulate considerând pe de o parteobiectivul global al controlului mașinii asincrone, iar pe de altă parte obiectivele specifice fiecărui capitol.

- 1. Obiectivul global alcontrolului mașinii asincrone constă în asigurarea posibilității funcționării acesteiala turații variabile, cu luarea în considerare a principalei perturbații reprezentate de cuplul de sarcină.
- 2. Mașina asincronă reprezintă în sine un sistem rigid care oferă posibilități nerealiste de control, cum ar fi modificarea numărului de perechi de poli.
- 3. Modificarea frecvenței a rămas o soluție numai teoretică până la apariția dispozitivelor electronice de putere implementate în așa numitele*convertizoare statice de frecvență*.
- 4. Din analiza prezentată în *Capitolul 1* a rezultat importanța conceptului de sisteme de coordonateși a transformărilor dintre ele ca suport al construcției de modeleutilizate pentru studiul și controlul mașinii asincrone.
- 5. Analiza comparativă a sistemelor de coordonate (*natural, static* și *rotativ*)și a modelelor dezvoltate în aceste sisteme de coordonate au permis autoruluiselectarea modelului bazat pe sistemulstatic de coordonatepentru dezvoltări ulterioare.
- 6. Pornind de la necesitatea ataşăriila maşina asincronă a unui convertor (dispozitiv de forță), în *Capitolul 2aufost abordate din perspectiva determinării vectorilor de tensiune invertoarele/convertoareleVSI (Voltage Source Inverter), 3L-NPC (Three Level Neutral Point Clamped inverter)* a determinării vectorilor de tensiune şi curent pentru convertorul MC (MatrixConverter).
- 7. Determinareavectorilor asociațitensiunilorde ieșireale convertoarelor este motivată de utilizarea acestoraca bază pentru construirea sistemului de control al mașinii asincrone.
- Principiul controlului direct al cuplului (*DTC Direct Torque Control*)bazat pe ecuația de cuplu electromagnetic în modelul mașinii asincrone pe sistemul static de coordonate a fost abordat în cadrul structurilor *DTC-VSI*, *DTC-NPC și DTC-MC*.
- 9. Toate cele trei structuri investigate au ca element central Sistemul de Reglare Automată (SRA) pulsație (turație) în cascadă cu SRA cuplu electromagnetic.

- Investigarea performanțelor celor trei structuri de control, prezentată în *Capitolul* 3 s-a realizat prin simulare, în acest scop fiind construite simulatoare în mediul mediul Matlab/Simulink[®].
- 11. Rezultatele testelor au permis identificarea concluziilor de mai jos în ceea ce privește funcționalitateastructurilor de tip *DTC* investigate:
 - 11.1asigurarea de performanțe staționare și dinamice bune concretizate în aducerea turației, cuplului și fluxuluistatoric la valorile de referință în condițiile unor regimuri tranzitorii de duratăredusă;
 - 11.2 existența unor niveluri ridicate de *riplu* pentru cuplu și flux statoric;
 - 11.3echilibrare dificilă a tensiunilor pe condensatoare în cadrul structurii *DTC*-*NPC*;
 - 11.4 existența de dificultăți în asigurarea curenților de intrare sinusoidali și a factorului de putere unitar în cazul structurii DTC MC.
- 12. Controlulpredictiv al cuplului (*PTC Predictive Torque Control*)care presupune determinarea stării de comutație prin minimizarea unei funcții de costa fost investigat în cadrul structurilor *PTC-VSI*, *PTC-NPC și PTC-MC*care de asemenea considerămodelul mașinii asincrone pe sistemul static de coordonate
- 13. Toate cele trei structuri investigate au ca element central *Sistemul de Reglare Automată (SRA)* pulsație (turație), cu observația că mărimea de comandă asociată cuplului electromagnetic constituie intrare pentrufuncția de cost.
- Investigarea performanțelor celor trei structuri de control, prezentată în *Capitolul* 4, s-a realizat prin simulare, în acest scop fiind construite simulatoare în mediul mediul Matlab/Simulink[®].
- 15. Rezultatele testelor au permis identificarea concluziilor de mai jos în ceea ce privește funcționalitateastructurilor de tip *PTC* investigate:
 - 15.1asigurarea de performanțe staționare și dinamice corespunzătoare concretizate în aducerea turației, cuplului și fluxuluistatoric la valorile de referință în condițiile unor regimuri tranzitorii de duratăredusă;
 - 15.2 existența de niveluri scăzute de riplu pentru cuplu și flux statoric;
 - 15.3existența unui număr ridicat de vectori ceea ce implică un efort de calcul consistent pentru implementarea modulului de predicție și a funcției de cost;
 - 15.4 echilibrarea dificilă tensiunilor pe condensatoare pentru structura*PTC*-*NPC* motivată de existența a doi coeficienți de ponderare.
- 16. Controlul predictiv al cuplului cu tabel de comutație (*PTC+MC*)propus în *Capitolul 5* combină avantajele structurilor *DTC* și *PTC* asigurând în același timp diminuarea neajunsurilor acestora.

- 17. Pe baza principiului de control combinat au fost dezvoltate și testate trei structuri pentru cele trei tipuri de convertoare utilizate, respectiv *PTC*+*TC*-*VSI*, *PTC*+*TC*-*NPC și PTC*+*TC*-*MC*.
- 18. Investigarea performanțelor celor trei structuri combinatede control,s-a realizat prin simulare, în acest scop fiind construite simulatoare în mediulMatlab/Simulink[®].
- 19. Rezultatele sistemului complex de teste realizat, au demonstrat pentru structurile combinate atât soluționarea corespunzătoarea problemei *controlului mașinii asincrone prin cuplu electromagnetic și flux statoric,* cât și a probleme specificeidentificate între care:
 - 19.1 asigurareaunor curenți sinusoidali de intrare;
 - 19.2 asigurarea unor factori de putere unitari;
 - 19.3 eliminareacoeficienților de ponderare din structura funcției de cost;
 - 19.4 micșorarea numărului de vectori utilizați în modelul predictiv;
 - 19.5 echilibrarea tensiunilor pe condensatoare;
 - 19.6 asigurarea curenților sinusoidali de intrare și a factorului unitar de putere.
- 20. Prin performanțele realizate structurile de tip *PTC+MC* și-au demonstrat viabilitatea fiind recomandate pentru controlul mașinii asincrone.

Din punctul de vedere al metodelor de cercetare dezvoltările din prezenta teză de doctorat s-au bazat pe:

- investigații bibliografice;
- modelarea matematică analitică a mașinii asincrone;
- simularea structurilor de control pe baza unor simulatoare elaborate în mediul Matlab/ Simulink[®];
- validarea prin simulare a performanțelor structurilor de control ale mașinii asincrone, investigate sau dezvoltate.

6.2. Contribuții

În prezenta teză de doctorat autorul a prezentat rezultatele cercetărilor referitoare lacontrolul mașinii asincrone, cercetări care au fost orientate îndouădirecții esențiale și anume:

- analiza critică a soluțiilor actuale de control vectorial al mașinii electrice;
- dezvoltarea de structuri de control vectorial care să ridice performanțele acestor soluții.

Contribuțiile originale ale tezei se găsesc în primul rând în capitolul5, dar au fost indicate dezvoltări cu caracter de originalitate și în celelalte capitole.

În continuare sunt prezentate succint contribuțiile cu o semnificație aparte.

- 1. A fost realizat un studiu bibliografic, cu impact asupra dezvoltărilor ulterioare din teză referitor la modelarea mașinii asincrone în mai multe sisteme de coordonate.
- 2. A fost argumentată selecția pentru comanda mașinii asincrone a convertoarelor *VSI* și de tip matrice *MC*, respectiv a invertorului *3L-NPC*. Toate soluțiile de control investigate sau dezvoltate au fost orientate pe aceste dispozitive, considerate incluse în circuite de forță.
- 3. A fost realizată o analiză detaliată a vectorilor de tensiune aferenți convertorului *VSI* și invertorului *3L-NPC*, respectiv a vectorilor de tensiune și curent pentru convertorul *MC*.
- 4. Aufost implementate prin intermediul unor simulatoaredezvoltate de autor în mediul *Matlab Simulink*[®] structurile de control direct al cuplului pentru mașini asincrone cu convertor *VSI*, invertor *3L-NPC*, converor *MC*.
- 5. A fost realizat un program complex de testare prin simularea structurilor de control direct al cuplului,în urma căruia au rezultat neajunsuri și dificultăți de implementare concretizate în: niveluri mari de*riplu* pentru cuplu șiflux statoric, echilibrarea tensiunilor pe condensatoare (pentru invertorul *3L-NPC*), asigurarea curențilorsinusoidali de intrare și a factorului unitar de putere (pentru convertorul *MC*).
- 6. Aufost implementate prin intermediul unor simulatoaredezvoltate de autor în mediul *Matlab Simulink*[®] structurile de control predictiv pe bază de model alcuplului pentru mașini asincrone cu convertor *VSI*, invertor *3L-NPC*, converor *MC*.
- 7. A fost elaborată și testată o metodă de selectare optimă în două etapea factorului de ponderare aferent funcției de cost utilizată în structura de control predictiv pe bază de model alcuplului pentru o mașină asincronă cu convertor *VSI*.
- 8. A fost elaborată și testată o metodă de soluționare prin încercări a problemei de optimizare aferentă implementării structurilor preventive pe bază de model a cuplului unei mașini asincrone.Soluția problemei este reprezentată de vectorul optimal de comutație aplicat după caz convertoarelor, respectiv invertorului.
- 9. A fost realizat un program complex de testare prin simularea structurilor de control predictiv pe bază de model direct al cuplului,în urma căruia au rezultat neajunsuri şi dificultăți de implementare concretizate în: complexitatea calculelor impusă de numărul mare de vectori(25 pentru *3L-NPC*, 18 pentru *MC*) şi a doi coeficienți de ponderare în funcțiile de cost pentru structurile bazate pe *3L-NPC* şi *MC*.
- 10. A fost propusă o nouă structură care se bazează pe structura predictivă bazată pe model la care adaugă un tabel de comutație, structură numită generic*PTC+TC*.
- 11. Au fost elaborate și testate în cadrul unor simulatoare realizate de autor în mediul *Matlab Simulink*[®] structurile *PTC+TC-VSI*, *PTC+TC-NPC*, *PTC+TC-MC*.
- 12. Au fost elaborate și implementate programe complexe de testare atât individuale, cât și comparative ale celor trei structuri propuse, care au evidențiat avantaje nete ale acestora între care:

- 12.1 reducerea nivelurilor de *riplu* pentru cuplu și flux;
- 12.2 reducerea complexității calculelor prin diminuarea numărului de vectori;
- 12.3 eliminarea componentei *flux statoric* și implicit a factorilor de ponderare din structurile funcțiilor de cost;
- 12.4 echilibrarea tensiunilor pe condensatoare la structura *PTC+TC-NPC*;
- 12.5 asigurarea curenților sinusoidali de intrare și a factorului unitar de putere la structura *PTC+TC-MC*;
- 12.6 răspunsuri rapide în turație, cuplu și flux;
- 12.7 simplitate, robustețe și ușurință în aplicare.

6.3. Diseminarea rezultatelor

Rezultatele obținute în prezenta teză de doctorat au fost diseminate în lucrări științifice, cele cu o semnificație aparte fiind evidențiate în continuare.

1. Nguyen Hoang Viet, Nicolae Paraschiv, "The Capacitor Voltage Balancing Problem in FS-PTC for Induction Motor fed by 3L-NPC Inverter," 2019 6th International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEEE), Galati, Romania, 2019, pp. 1-5, doi: 10.1109/ISEEE48094.2019.9136166.

2. Nguyen Hoang Viet, Nicolae Paraschiv, "Finite State Predictive Torque Control with Switching Table for Induction Motor Drive," 2019 6th International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEEE), Galati, Romania, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/ISEEE48094.2019.9136136.

3. Nguyen Hoang Viet, Nicolae Paraschiv, "Finite State Predictive Torque Control with Switching Table for Induction Motors Fed by 3L-NPC Inverter," 2019 23rd International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC), Sinaia, Romania, 2019, pp. 73-78, doi: 10.1109/ICSTCC.2019.8885640.

4. Nguyen Hoang Viet, Vu Minh Hung, Nicolae Paraschiv, "FS-PTC with Switching Table for Matrix Converter in Induction Motors Drive System," 2019 International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEE), Ho Chi Minh, Vietnam, 2019, pp. 298-303, doi: 10.1109/ISEE2.2019.8921128.

6.4. Direcții viitoare de cercetare

Experiența acumulatăde către autor pe parcursul cercetărilor ale căror rezultate au fost prezentate în această teză de doctorat, au permis identificarea direcțiilor de continuare a cercetărilor referitoare la structurile de tip PTC+TC enumerate în continuare.

1. Dezvoltarea de structuri PTC+TC pentru alte tipuri de motoare cum armotoarele sincrone fără perii cu magneți permanenți (*PMSM*)

2. Aplicarea de structuri *PTC+TC* pentru convertoare în sisteme de acționare electric.

3. Aplicarea de structuri *PTC+TC* pentru sisteme care necesită stabilitate ridicată cum ar fi sistemele *smart grid* sau echipamente *FACTS* (*Flexible AC transmission systems*).

BIBLIOGRAFIE

[1] Paraschiv N., Introducere în automatică și calculatoare, Editura Universității Petrol-Gaze, 2017.

[2] Popescu M., *Induction Motor Modeling for Vector Control Purposes*, Helsinki University of Technology, Laboratory of Electromechaics, Report, Espoo 2000, 144p.

[3] Paul Krause, Oleg Wasynczuk, Scott Sudhoff, Steven Pekarek, *Analysis of electric machinery and drive systems*, IEEE Press, 2013.

[4] Nguyen Phung Quang, Jorg-Andreas Dittrich, *Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice*, Springer, 2010.

[5] Ioan Felician Soran, Dragos Ovidiu Kisch, Grabiel Mihai Sibru, *Modelarea sistemelor de conversie a energiei*, Editura ICPE, Bucuresti, 1998.

[6] Marian P. Kazmierkowski, R. Krishnan, Frede Blaabjerg, *Control in power electronics selected problem*, Academic Press, 2002.

[7]Ph.D. Thesis, Marcin Zelechowshi, M. Sc, *Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled* (*DTC-SVM*) *Inverter – Fed Induction Motor Drive*, Warsaw University of Technology, Poland, 2005.

[8] M. Mohr and F. W. Fuchs, "Comparison of three phase current source inverters and voltage source inverters linked with DC to DC boost converters for fuel cell generation systems," *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, Dresden, 2005, pp. 10 pp.-P.10.

[9] Neeraj.M.K, Capt. L. Sanjeev Kumar, Shri Harsha J, "Three Phase Voltage Source for Front End Rectifier Fed to AC-Motor Drive Using Matlab," *International Journal of Engineering Science and Innovative Technology*, Vol. 4, Issue 3, May 2015.

[10] Bin Wu, High-Power Converters and AC Drives, A John Wiley & Sons, Inc., 2006.

[11] Haibing Hu, Wenxi Yao and Zhengyu Lu, "Design and Implimentation of Three-Level Space Vector PWM IP Core for FPGAs," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, no. 6, November 2007.

[12] Kyoung-Min Kwon, Jae- Moon Lee, Jin-Mok Lee and Jaeho Choi, "SVPWM Overmodulation Scheme ofThree-Level Inverters for Vector Controlled Induction Motor Drives," *Journal of Power Electronics*, Vol. 9, No. 3, May 2009.

[13] P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein, "Matrix converter: a technology review," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, pp. 276–288, Apr. 2002.

[14] Jun-ichi Itoh, Akihiro Odaka, Ikuya Sato, "High Efficiency Power Conversion Using a Matrix Converter," *Fuji electric review*, Vol. 50, No 3, pp. 94-98, 2004.

[15] Pawel Szcesniak, Three Phase AC-AC Power Converters Based on Matrix Converter Topology Matrix-Reactance Frequency Converter Concept, Springer, 2013.

[16] Ph.D. Thesis, Luca Zarri, Control of Matrix Converter, University of Bologna, 2007.

[17] Ph.D. Thesis, Han Ju Cha, Analysis and Design of Matrix Converters for Adjustable Speed Drives and Distributed Power Sources, Texas A&M University, August 2004.

[18] Ph.D. Thesis, Dan Xiao, Improvements in Sensorless Direct Torque Control for Matrix Converter Driven Interior Permanent Magnet Synchronous Machine, University of New South Wales, 2010. [19] Ph.D. Thesis, Minh Tran Trong, *Nghien cuu, xay dung bien tan kieu ma tran*, Ha Noi University of Science and Technology, 2007.

[20] F.Z. Peng, "Z-source inverter," Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No. 02CH37344), Vol.2, pp135, 2002.

[21] F.Z. Peng, Xiaoming Yuan, Xupeng Fang, Zhaoming Qian, "Z-source inverter for adjustable speed drives," *IEEE Power Electronics Letters*, Vol.1, Issue 2, pp195, 2003.

[22] S. Bernet, R. Teichmann, J. Weber, P.K. Stemer, "Evaluation of a high power ARCP voltage source inverter with IGCTs," *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No. 99CH36370)*, Vol 2, pp21, 1999.

[23] Ke Ma, Dehong Xu, Tao Zhang, Seiki Igarashi, "The evaluation of control strategies for Auxiliary Resonant Commutated Pole inverter," 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp.8, 2009.

[24] H. Krattiger, C. Bondoni, H. Kobi and H. D. Remorini, "Increase competitive level by replacing steam turbines with electric adjustable speed drive system," *Fifty-First Annual Conference 2004 Petroleum and Chemical Industry Technical Conference*, pp. 17-23, San Francisco, USA, 2004.

[25] ABB product brochure, ACS6000 Medium Voltage Drive.

[26] <u>https://global.abb/group/en</u>

[27] Casadei D., Grandi G., Rossi C., Trentin A., and Zarri L., "Comparison between back-to-back and matrix converter based on thermal stress of the swiches," *Proc. IEEE ISIE*, pp. 1081-1086, Ajaccio, France, 2004.

[28] S. Thuta, K. K. Mohapatra and N. Mohan, "Matrix converter over-modulation using carrierbased control: Maximizing the voltage transfer ratio," 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1727-1733, Rhodes, 2008.

[29] A. M. Hava, R. J. Kerkman and T. A. Lipo, "Carrier-based PWM-VSI overmodulation strategies: analysis, comparison, and design," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 4, pp. 674-689, July 1998.

[30]Tri Wahono, Tole Sutikno, Nuryono Satya Widono, Mochammand Facta, "A Survey on Topologies and Controls of Z-Source Matrix Converter," 2018 5th International Conference on Electrical Engineering, Computer Science and Informatics (EECSI), Malang, Indonesia, 2018.

[31]I. Takahashi, T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.22, pp. 820-827, Sept./Oct. 1986.

[32]Ravi Hemantha Kumar, Atif Iqbal, Natesan Chokkalingam Lenin, "Review of recent advancements of direct torque control motor drives – a decade of progress," *IET Power Electronics*, Vol. 11, Issue 1, pp. 1-15, 12 January, 2018.

[33] *SEW EURODRIVE*, Manual – MOVIDRIVE MDX61B DIP11B/DEH21B Absolute Encoder Cards, 2017.

[34] Vasile Cîrtoare, Teoria sistemelor automate, Editura Universității Petrol-Gaze din Ploiesți, 2013.

[35] Stefan Preitl, Radu Emil Precup, "An extension of tuning relations after symmetrical optimum method for PI and PID controllers," *Automatica*, Vol. 35, Issue 10, pp. 1731-1736, October, 1999.

[36] M.Cirrincione, M.Pucci, G. Vitale, "Direct Torque Control for Three Level Fed Induction Motor Drives with Capacitor Voltage Ripple Minimization," *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON)*, pp.3238-3245, 2008.

[37] A. Sadeghi, M. Mohamadian, M. Shahparasti, A. Fatemi, "A new switching algorithm for voltage balancing of a three-level NPC in DTC drive of a three-phase IM," *Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp.489-495, 2013.

[38] D. Casadei, G. Serra, and A. Tani, "The use of matrix converters in direct torque control of induction machines," *IEEETrans.Ind.Electron.*, vol.48, no. 6, pp. 1057–1064, Dec. 2001.

[39] L. Huber; D. Borojevic, "Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction;" *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 31, no. 6; pp. 1234–1246, Nov–Dec. 1995.

[40] https://new.abb.com/drives/softstarters

[41] Băieșu, A.S., Tehnica reglării automate, Editura MatrixRom, București, 2012

[42] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez, "Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1826–1838, Jun. 2009.

[43] J. Rodriguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, and C. A. Rojas, "State of the art of finite control set model predictive control in power electronics," *IEEE Trans. on Ind. Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, May 2013.

[44] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. Quevedo, and J. Rodriguez, "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, Dec. 2008.

[45] Hernan Miranda, Patricio Cortes, Juan I.Yuz, and Jose Rodriguez, "Predictive Torque Control of Induction Machines Based on State-Space Models,"*IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1916-1924, June. 2009.

[46] Mohand Ouhrouche, Rachid Errouissi, Andrzej M.Trzynadlowski, Kambiz Tehrani, and Ammar Benzaioua, "A Novel Predictive Direct Torque Controller for Induction Motor Drives," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 63, no. 6, pp. 5221-5230, 2016.

[47] Fengxiang Wang, Zhenbin Zhang, Ralph Kennel, and Jose Rodriguez, "Model predictive torque control with an extended prediction horizon for electrical drive systems," *International Journal of Control*, vol. 88, No. 7, pp. 1379-1388, 2015.

[48] Md. Habibullah, Dylan Dah-chuan Lu, Dan Xiao, and Muhammed Fazlur Rahman, "A Simplified Finite-State Predictive Direct Torque Control for Induction Motor Drive," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 63, no. 6, pp. 3964-3975, 2016.

[49] S. Alireza Davari, D. A. Khaburi, and R. Kennel, "An improved FCSMPC algorithm for an induction motor with an imposed optimized weighting factor," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1540–1551, Mar. 2012.

[50] P. Cortes, S. Kouro, B. La Rocca, R. Vargas, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Vazquez, and L. G. Franquelo, "Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives," *in Proc. of ICIT 2009*, Feb. 2009, pp. 1–7.

[51] C. A. Rojas, J. Rodriguez, F. Villarroel, J. R. Espinoza, C. A. Silva, and M. Trincado, "Predictive torque and flux control without weighting factors," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 60, no. 2, pp. 681–690, Feb. 2013.

[52] Jose Rodriguez, Ralph M. Kennel, Jose R. Espinoza, Mauricio Tricado, Cesar A. Silva, and Christian A. Rojas, "High-Performance Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Assessment", *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 812-820, Feb. 2013.

[53] M. Habibullah and D. Lu, "A speed-sensorless FS-PTC of induction motors using extended Kalman filters," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 6765–6778, Nov. 2015.

[54] Fengxiang Wang, Zhenbin Zhang, Xuezhu Mei, Jose Rodriguez and Ralph Kennel, "Avanced Control Strategies of Induction Machine: Field Oriented Control, Direct Torque Control and Model Predictive Control," *Energies*, 2018.

[55] Pătrășcioiu Cr., Tehnici numerice de optimizare, Editura MatrixRom, București, 2005.

[56] Md. Habibullah, Dylan Dah-Chuan Lu, Dan Xiao, John E. Fletcher, and Muhammed Fazlur Rahman, "Predictive Torque Control of Induction Motor Sensorless Drive Fed by a 3L-NPC Inverter," *IEEE Trans. on Ind. Inf.*, vol. 13, pp. 60–70, Feb. 2017.

[57]M. Habibullah, D. D. Lu, D. Xiao, J. E. Fletcher and M. F. Rahman, "Predictive Torque Control of Induction Motor Sensorless Drive Fed by a 3L-NPC Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 13, no. 1, pp. 60-70, Feb. 2017.

[58] M. Habibullah, D. D. Lu, D. Xiao, I. Osman and M. F. Rahman, "Selected Prediction Vectors Based FS-PTC for 3L-NPC Inverter Fed Motor Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 4, pp. 3588-3597, July-Aug. 2017.

[59] M. Habibullah, D. D. Lu, D. Xiao and M. F. Rahman, "Finite-State Predictive Torque Control of Induction Motor Supplied From a Three-Level NPC Voltage Source Inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 1, pp. 479-489, Jan. 2017.

[60] M. Habibullah, D. Dah-Chuan Lu, D. Xiao and M. F. Rahman, "Performance investigation of selected prediction vectors based FS-PTC for 3L-NPC inverter fed motor drive," 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Milwaukee, WI, pp. 1-8, 2016.

[61] R. Vargas, P. Cortes, U. Ammann, J. Rodriguez and J. Pontt, "Predictive Control of a Three-Phase Neutral-Point-Clamped Inverter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2697-2705, Oct. 2007.

[62] P. Cortes, J. Rodriguez, R. Vargas and U. Ammann, "Cost Function-Based Predictive Control for Power Converters," *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, pp. 2268-2273, Paris, 2006.

[63] Tobias Geyer, Georgios Papafotiou and Manfred Morari, "Model Predictive Direct Torque Control – Part I: Concept, Algorithm, and Analysis," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1894-1905, June 2009.

[64] G. Papafotiou, J. Kley, K. G. Papadopoulos, P. Bohren and M. Morari, "Model Predictive Direct Torque Control—Part II: Implementation and Experimental Evaluation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1906-1915, June 2009.

[65] J. Rodriguez, J. Pontt, R. Vargas, P. Lezana, U. Ammann, P. Wheeler, and F. Garcia, "Predictive Direct Torque Control of an Induction Motor fed by a Matrix Converter," *Proceedings of ISIE '07*, vol. 1, pp. 1–10, Sptember, 2007.

[66] R.Vargas, M. Rivera, J.Rodr'iguez, J. Espinoza and P. Wheeler, "Predictive Torque Control with Input PF Correction Applied to an Induction Machine fed by a Matrix Converter," *IEEE PESC*, 15-19 June 2008.

[67] R. Vargas, J. Rodriguez, U. Ammann, and P. Wheeler, "Predictive Current Control of an Induction Machine Fed by a Matrix Converter With Reactive Power Control," *IEEE Transactions on power Electronics*, Vol. 55, No. 12, Dec. 2008.

[68] M. Gokdag and O. Gulbudak, "Model predictive control of AC-DC matrix converter with unity input power factor," 2018 IEEE 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2018), pp. 1-5, Doha, 2018.

[69] J. Saha, A. Ayad and R. Kennel, "Direct model predictive current control for matrix converters," 2017 International Conference on Nascent Technologies in Engineering (ICNTE), pp. 1-5, Navi Mumbai, 2017.

[70] Y. Mei, L. Wang and W. Huang, "An Improved Model Predictive Control Method for Induction Motor Drives Fed by Indirect Matrix Converter," 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), pp. 1-5, Shenzhen, 2018.

[71] S. Yusoff, L. De Lillo, P. Zanchetta, P. Wheeler, P. Cortés and J. Rodríguez, "Predictive control of a direct AC/AC matrix converter for power supply applications," *6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012)*, pp. 1-6, Bristol, 2012.

[72] M. Rivera, P. Correa, J. Rodriguez, I. Lizama, J. Espinoza and C. Rojas, "Predictive control with active damping in a Direct Matrix Converter," 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 3057-3062, San Jose, CA, 2009.

[73] M. Siami, D. A. Khaburi, M. Rivera and J. Rodríguez, "An Experimental Evaluation of Predictive Current Control and Predictive Torque Control for a PMSM Fed by a Matrix Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 11, pp. 8459-8471, Nov. 2017.

[74] M. Siami, D. Arab Khaburi and J. Rodriguez, "Simplified Finite Control Set-Model Predictive Control for Matrix Converter-Fed PMSM Drives," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 3, pp. 2438-2446, March 2018.