

TEHNICI DE TIP MODEL-FREE DE ACORDARE A PARAMETRIILOR REGULATOARELOR AUTOMATE

Teză destinată obținerii
titlului științific de doctor inginer
la
Universitatea Politehnica Timișoara
în domeniul INGINERIA SISTEMELOR
de către

Ing. Raul-Cristian Roman

Conducător științific:	Prof. univ. dr. ing. Radu-Emil Precup
Referenți științifici:	Prof. univ. dr. ing. Vladimir Răsvan Prof. univ. dr. ing. Corneliu Lazăr Prof. univ. dr. ing. Stefan Preitl
Președintele comisiei:	Prof. univ. dr. ing. Octavian Proștean

Ziua susținerii tezei: 23.03.2018

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- | | |
|---|--|
| 1. Automatică | 10. Știința Calculatoarelor |
| 2. Chimie | 11. Știința și Ingineria Materialelor |
| 3. Energetică | 12. Ingineria sistemelor |
| 4. Ingineria Chimică | 13. Inginerie energetică |
| 5. Inginerie Civilă | 14. Calculatoare și tehnologia informației |
| 6. Inginerie Electrică | 15. Ingineria materialelor |
| 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații | 16. Inginerie și Management |
| 8. Inginerie Industrială | 17. Arhitectură |
| 9. Inginerie Mecanică | 18. Inginerie civilă și instalații |

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

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2018

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

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

Cuvânt înainte

Teza de doctorat a fost elaborată pe parcursul activității mele de cercetare în cadrul Departamentului de Automatică și Informatică Aplicată al Universității Politehnica Timișoara. Am demarat această activitate în anul universitar 2011-2012 cu stagiul aferent elaborării lucrării de licență, am continuat cu masterat (2012-2014) și apoi doctorat (din octombrie 2014).

În primul rând doresc să-i mulțumesc conducătorului de doctorat, prof. dr. ing. Radu-Emil Precup, pentru sprijin și pentru îndrumarea acordată pe întreg parcursul elaborării și dezvoltării acestei teze și pentru colaborarea excelentă începută din perioada ciclului de licență.

Doresc de asemenea să mulțumesc pentru strânsa colaborare pe care am avut-o, membrilor comisiei de îndrumare formată din conf. dr. ing. Florin Dăgan, ș.l. dr. ing. Mircea-Bogdan Rădac și ș.l. dr. ing. Claudia-Adina Bojan-Dragoș de la Universitatea Politehnica Timișoara, dar și colaboratorului prof. dr. ing. Emil M. Petriu de la Universitatea din Ottawa, Canada și nu în ultimul rând kolegei mele de echipă, as. dr. ing. Alexandra-Iulia Szedlak-Stînean. Am avut o colaborare excelentă, munca noastră în echipă fiind valorificată prin publicații comune. Sper ca pe viitor această colaborare să continue.

Doresc să adresez mulțumiri membrilor comisiei de doctorat, prof. dr. ing. Vladimir Răsvan de la Universitatea din Craiova, prof. dr. ing. Corneliu Lazăr de la Universitatea Tehnică "Gheorghe Asachi" din Iași, prof. dr. ing. Stefan Preitl de la Universitatea Politehnica Timișoara, pentru referatele realizate, observațiile utile formulate în vederea îmbunătățirii tezei și pentru participarea la susținerea publică a tezei.

De asemenea doresc să le mulțumesc tuturor colegilor din cadrul Departamentului de Automatică și Informatică Aplicată de la Universitatea Politehnica Timișoara.

Nu în ultimul rând, mulțumiri doresc să adresez părinților mei pentru sprijinul acordat.

Timișoara, ianuarie 2018

Raul-Cristian Roman

Adresez mulțumiri conducătorului de doctorat, **prof. dr. ing. Raul-Emil Precup**, pentru îndrumarea atentă pe tot parcursul perioadei doctoratului și pentru condițiile oferite și prin infrastructura de cercetare pusă la dispoziție în laboratoarele B 014, B 018 și B 029 din corpul 'Electro' al Universității Politehnica Timișoara.

Țin să mulțumesc pentru ajutorul acordat membrilor comisiei de îndrumare formată din **conf. dr. ing. Florin Drăgan, ș.l. dr. ing. Mircea-Bogdan Rădac și ș.l. dr. ing. Claudia-Adina Bojan-Dragoș**, dar și colaboratorului de la Universitatea din Ottawa, Canada, în persoana **prof. dr. ing. Emil M. Petriu**.

ROMAN, Raul-CRISTIAN

Tehnici de tip model-free de acordare a parametrilor reguletoarelor automate

Teze de doctorat ale UPT, Seria 12, Nr. 20, Editura Politehnica, 2018, 134 pagini, 45 figuri, 11 tabele.

ISSN: 2068-7990

ISBN: 978-606-35-0221-7

Cuvinte cheie: Model-Free Adaptive Control, Model-Free Control, sisteme de reglare automată, Twin Rotor Aerodinamic System,

Rezumat,

Teza de doctorat intitulată „*Tehnici de tip model-free de acordare a parametrilor reguletoarelor automate*” propune implementarea și îmbunătățirea algoritmilor de tip model-free control exemplificați prin algoritmii Model-Free Control (MFC), Model-Free Adaptive Control (MFAC) și variante hibride ale acestora, cu validare experimentală pe diverse echipamente de laborator.

CUPRINS

LISTA ABREVIERILOR	7
LISTA DE FIGURI	8
LISTA DE TABELE	11
1. INTRODUCERE.....	12
1.1. Motivația cercetării.....	12
1.2. Prezentarea generală a tezei	13
1.3. Sistemul aerodinamic cu două rotoare	14
2. MODEL-FREE CONTROL ȘI VARIANTE HIBRIDE	18
2.1. Introducere în tehnica Model-Free Control (MFC)	18
2.2. Studiu bibliografic privind tehnica MFC.....	19
2.3. Algoritmi MFC.....	21
2.3.1. Validarea experimentală a algoritmilor MFC.....	22
2.4. Tehnica hibridă Model-Free Control-regulator liniar-pătratic (MFC-LQR)	26
2.4.1. Motivația tehnicii MFC-LQR.....	26
2.4.2. Algoritmi MFC-LQR	26
2.4.3. Validarea prin simulare numerică a algoritmilor MFC-LQR.....	30
2.5. Tehnica hibridă Model-Free Control-Virtual Reference Feedback Tuning (MFC-VRFT)	35
2.5.1. Motivația tehnicii MFC-VRFT	35
2.5.2. Introducere în tehnica VRFT	36
2.5.3. Algoritmi MFC-VRFT	38
2.5.4. Validarea prin simulare numerică a algoritmilor MFC-VRFT	41
2.6. Tehnici hibride Model-Free Control-reglare în regim alunecător (sliding mode control) (Model-Free Sliding Mode Control, MFSMC)	44
2.6.1. Motivația tehnicilor hibride MFSMC	44
2.6.2. Algoritmi iPI MFC	45
2.6.3. Tehnici hibride MFSMC.....	46
2.6.3.1. Prima tehnică hibridă MFSMC.....	48
2.6.3.2. Cea de-a doua tehnică hibridă MFSMC	51
2.6.4. Validarea experimentală a algoritmilor MFSMC.....	53
2.7. Concluziile capitolului	59
3. MODEL-FREE ADAPTIVE CONTROL ȘI VARIANTA HIBRIDĂ.....	64
3.1. Introducere în tehnica Model-Free Adaptive Control (MFAC)	64

3.2. Studiu bibliografic privind tehnica MFAC.....	65
3.3. Algoritmi Model-Free Adaptive Control-Compact Form Dynamic Linearization (MFAC-CFDL)	67
3.3.1. Validarea experimentală a algoritmilor MFAC-CFDL	69
3.4. Algoritmi Model-Free Adaptive Control-Partial Form Dynamic Linearization (MFAC-PFDL)	72
3.4.1. Validarea experimentală a algoritmilor MFAC-PFDL.....	73
3.5. Tehnica hibridă Model-Free Adaptive Control-Virtual Reference Feedback Tuning (MFAC-VRFT).....	77
3.5.1. Motivația tehnicii MFAC-VRFT	77
3.5.2. Algoritmi MFAC-VRFT.....	78
3.5.3. Validarea experimentală a algoritmilor MFAC-VRFT.....	81
3.6. Concluziile capitolului	86
4. STUDIU COMPARATIV ÎNTRE TEHNICILE DE TIP MODEL-FREE	89
4.1. Motivația studiului comparativ	89
4.2. Validarea experimentală a tehnicilor de tip model-free.....	90
4.3. Concluziile capitolului	104
5. CONCLUZII FINALE. CONTRIBUȚII ADUSE PRIN TEZĂ. DIRECȚII ULTERIOARE DE CERCETARE.....	108
5.1. Contribuții aduse prin teză	108
5.2. Diseminarea rezultatelor	110
5.3. Direcții ulterioare de cercetare.....	117
Bibliografie.....	118
ANEXE	128
Anexa A1. Implementarea modelului matematic neliniar simplificat al TRAS....	128
Anexa A2. Implementarea algoritmului MFC.....	130
Anexa A3. Implementarea algoritmului MFAC.....	131

LISTA ABREVIERILOR

Abreviere	Semnificație
ADRC	- Active Disturbance Rejection Control
CFDL	- Compact Form Dynamic Linearization
FFDL	- Full Form Dynamic Linearization
GSA	- Gravitational Search Algorithm
I	- Integrator
IFT	- Iterative Feedback Tuning
ILC	- Iterative Learning Control
iP	- Proportional inteligent
iPD	- Proportional-derivativ inteligent
iPI	- Proportional-integrator inteligent
iPID	- Proportional-integrator-derivativ inteligent
LQR	- Linear Quadratic Regulator
MIMO	- Multi Input-Multi Output
MFAC	- Model-Free Adaptive Control
MFC	- Model-Free Control
MFSMC	- Model-Free Sliding Mode Control
P	- Proportional
PD	- Proportional-derivativ
PI	- Proportional-integrator
PID	- Proportional-integrator-derivativ
PFDL	- Partial Form Dynamic Linearization
PPD	- Pseudo-Partial Derivative
PWM	- Pulse Width Modulation
RBFNN	- Radial Basis Function Neural Network
SISO	- Single Input-Single Output
SPAB	- Semnal pseudo-aleator binar
SMC	- Sliding Mode Control
SRA	- Sistem de reglare automată
TRAS	- Twin Rotor Aerodynamic System
VRFT	- Virtual Reference Feedback Tuning

LISTA DE FIGURI

Nr. Fig.	Semnificație
Fig.1.3.1.	Schema bloc funcțională a sistemului aerodinamic cu două rotoare [Rom17b].
Fig.1.3.2.	Sistemul aerodinamic cu două rotoare din laboratorul B029 al Departamentului de Automatică și Informatică din cadrul Universității Politehnica Timișoara.
Fig. 2.3.1.	Schema bloc a SRA cu algoritm MFC.
Fig. 2.3.1.1.	Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul SISO MFC atunci când relevmentul este blocat, iar reglarea este realizată pentru azimut.
Fig. 2.3.1.2.	Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul SISO MFC atunci când azimutul este blocat, iar reglarea este realizată pentru relevment.
Fig. 2.3.1.3.	Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul MIMO MFC pentru reglarea azimutului.
Fig. 2.3.1.4.	Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul MIMO MFC pentru reglarea relevmentului.
Fig. 2.4.2.1.	Schema bloc a SRA cu algoritm MFC.
Fig. 2.4.3.1.	Dependența indicatorilor de sensibilitate S^1, S^2, S^3 de parametrul J_v pentru SRA cu regulatoare MFC-LQR și LQR acordate prin soluționarea problemelor de optimizare $P1, P2$ și $P3$ folosind perioada de eșantionare $T_s = 0.01s$.
Fig. 2.4.3.2.	Răspunsurile SRA cu regulatoare MFC-LQR și LQR de azimut acordate prin soluționarea problemelor de optimizare $P1, P2$ și $P3$: a) ieșirile pentru $P1, P2$ și $P3$; y_1^* (negru) este traiectoria referinței; b) comanda u_1 din relația (2.4.2.1) pentru $P1, P2$ și $P3$; c) comanda suplimentară u_{a1}^* din relațiile (2.4.2.8) și (2.4.2.10) pentru $P1, P2$ și $P3$.
Fig. 2.4.3.3.	Răspunsurile SRA cu regulatoare MFC-LQR și LQR de relevment acordate prin soluționarea problemelor de optimizare $P1, P2$ și $P3$: a) ieșirile pentru $P1, P2$ și $P3$; y_2^* (negru) este traiectoria referinței; b) comanda u_2 din relația (2.4.2.1) pentru $P1, P2$ și $P3$; c) comanda suplimentară u_{a2}^* din relațiile (2.4.2.8) și (2.4.2.10) pentru $P1, P2$ și $P3$.
Fig. 2.4.3.4.	Dependența indicatorilor de sensibilitate S^1, S^2, S^3 de parametrul J_v pentru SRA cu regulatoare MFC-LQR și LQR acordate prin soluționarea problemelor de optimizare $P1, P2$ și $P3$ folosind perioada de eșantionare $T_s = 0.001s$.
Fig. 2.4.3.5.	Răspunsurile SRA cu regulatoare MFC-LQR și LQR de azimut acordate prin soluționarea problemelor de optimizare $P1, P2$ și $P3$:

- a) ieșirile pentru $P1$, $P2$ și $P3$; y_1^* (negru) este traiectoria referinței;
 b) comanda u_1 din relația (2.4.2.1) pentru $P1$, $P2$ și $P3$; c)
 comanda suplimentară u_{a1}^* din relațiile (2.4.2.8) și (2.4.2.10)
 pentru $P1$, $P2$ și $P3$.
- Fig. 2.4.3.6. Răspunsurile SRA cu regulatoare MFC-LQR și LQR de relevment acordate prin soluționarea problemelor de optimizare $P1$, $P2$ și $P3$:
 a) ieșirile pentru $P1$, $P2$ și $P3$; y_2^* (negru) este traiectoria referinței;
 b) comanda u_2 din relația (2.4.2.1) pentru $P1$, $P2$ și $P3$; c)
 comanda suplimentară u_{a2}^* din relațiile (2.4.2.8) și (2.4.2.10)
 pentru $P1$, $P2$ și $P3$.
- Fig. 2.5.3.1. Structura sistemului de reglare automată cu algoritm MFC-VRFT.
 Fig. 2.5.3.2. Structura sistemului de reglare automată cu algoritm MFC liniar echivalent.
- Fig. 2.5.4.1. Rezultate de simulare numerică pentru SRA cu regulatoare MFC-VRFT și MFC MIMO pentru reglarea azimutului.
 Fig. 2.5.4.2. Rezultate de simulare numerică pentru SRA cu regulatoare MFC-VRFT și MFC MIMO pentru reglarea relevmentului.
- Fig. 2.6.2.1. Schema bloc a SRA cu algoritm iPI MFC.
 Fig. 2.6.3.1.1. Schema bloc a SRA cu algoritm MFSCM1.
 Fig. 2.6.3.2.1. Schema bloc a SRA cu algoritm MFSCM2.
 Fig. 2.6.4.1. Rezultatele experimentale în cazul SISO pentru SRA cu regulatoare MFC, MFSCM1 și MFSCM2 când relevmentul este blocat, iar reglarea este realizată pentru azimut.
 Fig. 2.6.4.2. Rezultatele experimentale în cazul SISO pentru SRA cu regulatoare MFC, MFSCM1 și MFSCM2 când azimutul este blocat, iar reglarea este realizată pentru relevment.
 Fig. 2.6.4.3. Rezultatele experimentale în cazul SISO pentru SRA cu regulatoare MFC, MFSCM1 și MFSCM2 când relevmentul este blocat, iar reglarea este realizată pentru azimut.
 Fig. 2.6.4.4. Rezultatele experimentale în cazul SISO pentru SRA cu regulatoare MFC, MFSCM1 și MFSCM2 când azimutul este blocat, iar reglarea este realizată pentru relevment.
- Fig. 3.3.1. Schema bloc a SRA cu algoritm MFAC.
 Fig. 3.3.1.1. Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul SISO MFAC-CFDL atunci când relevmentul este blocat iar reglarea este realizată pentru azimut.
 Fig. 3.3.1.2. Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul SISO MFAC-CFDL atunci când azimutul este blocat iar reglarea este realizată pentru relevment.
 Fig. 3.3.1.3. Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul MIMO MFAC-CFDL pentru reglarea azimutului.
 Fig. 3.3.1.4. Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul MIMO MFAC-CFDL pentru reglarea relevmentului.
- Fig. 3.4.1.1. Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul SISO MFAC-PFDL atunci când relevmentul este blocat iar reglarea este realizată pentru azimut.
 Fig. 3.4.1.2. Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul SISO MFAC-PFDL atunci când azimutul este blocat iar reglarea este realizată pentru relevment.

- Fig. 3.4.1.3. Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul MIMO MFAC-PFDL pentru reglarea azimutului.
- Fig. 3.4.1.4. Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul MIMO MFAC-PFDL pentru reglarea relevmentului.
- Fig. 3.5.2.1. Structura sistemului de reglare automată cu algoritm MFAC-VRFT.
- Fig. 3.5.3.1. Rezultate experimentale pentru SRA cu regulatoare MFAC-VRFT și MFAC SISO în reglarea azimutului atunci când relevmentul este blocat.
- Fig. 3.5.3.2. Rezultate experimentale pentru SRA cu regulatoare MFAC-VRFT și MFAC SISO în reglarea relevmentului atunci când azimutul este blocat.
- Fig. 3.5.3.3. Rezultate experimentale pentru SRA cu regulatoare MFAC-VRFT și MFAC MIMO în reglarea azimutului.
- Fig. 3.5.3.4. Rezultate experimentale pentru SRA cu regulatoare MFAC-VRFT și MFAC MIMO în reglarea relevmentului.
- Fig. 4.2.1. Rezultatele experimentale pentru SRA cu regulatoare MFAC-MIMO, CFDL-2SISO și VRFT-2SISO în reglarea azimutului.
- Fig. 4.2.2. Rezultatele experimentale pentru SRA cu regulatoare MFAC-MIMO, CFDL-2SISO și VRFT-2SISO în reglarea relevmentului.
- Fig. 4.2.3. Rezultatele experimentale pentru SRA cu regulatoare MFAC-MIMO, CFDL-2SISO și VRFT-2SISO în reglarea azimutului.
- Fig. 4.2.4. Rezultatele experimentale pentru SRA cu regulatoare MFAC-MIMO, CFDL-2SISO și VRFT-2SISO în reglarea relevmentului.
- Fig. 4.2.5. Rezultatele experimentale pentru SRA cu regulatoare MFC-MIMO (roșu întrerupt), MFC-2SISO (roșu), CFDL-MIMO (magenta), CFDL-2SISO (magenta punctat), MFC_a - $CFDL_r$ (verde), $CFDL_a$ - MFC_r (albastru), VRFT-MIMO (negru punctat întrerupt) și VRFT-2SISO (negru), y^* (negru întrerupt) în reglarea TRAS.
- Fig. 4.2.6. Rezultatele experimentale pentru SRA cu regulatoare MFC-MIMO (roșu întrerupt), MFC-2SISO (roșu), CFDL-MIMO (magenta), CFDL-2SISO (magenta punctat), MFC_a - $CFDL_r$ (verde), $CFDL_a$ - MFC_r (albastru), VRFT-MIMO (negru punctat întrerupt) și VRFT-2SISO (negru), y^* (negru întrerupt) în reglarea TRAS.

LISTA DE TABELE

Nr. Tabel.	Semnificație
Tabelul 2.5.4.1.	Valorile funcțiilor obiectiv în cazul MIMO.
Tabelul 2.6.4.1.	Valorile funcțiilor obiectiv în primul scenariu experimental.
Tabelul 2.6.4.2.	Valorile funcțiilor obiectiv în cel de-al doilea scenariu experimental.
Tabelul 3.3.1.1.	Valorile parametrilor algoritmului MFAC-CFDL în cele două scenarii SISO și în scenariul MIMO.
Tabelul 3.4.1.1.	Valorile parametrilor algoritmului MFAC-PFDL în cele două scenarii SISO și în scenariul MIMO.
Tabelul 3.5.3.1.	Valorile funcțiilor obiectiv în cazul SISO.
Tabelul 3.5.3.2.	Valorile funcțiilor obiectiv în cazul MIMO.
Tabelul 4.2.1.	Valorile funcțiilor obiectiv în primul scenariu experimental.
Tabelul 4.2.2.	Valorile funcțiilor obiectiv în cel de-al doilea scenariu experimental.
Tabelul 4.2.3.	Valorile funcțiilor obiectiv în cel de-al doilea studiu de caz.
Tabelul 4.2.4.	Valorile funcțiilor obiectiv în cel de-al treilea studiu de caz.

1. INTRODUCERE

1.1. Motivația cercetării

În ultimii zece ani a fost manifestat un interes crescut pentru proiectarea reguletoarelor bazate pe date de intrare/ieșire, iar acest fapt este datorat necesității conducerii unor procese complexe din punct de vedere al structurii, greu modelabile. Deși modelul matematic al procesului poate fi obținut utilizând diverse abordări, în cazul în care acesta este complicat, utilizatorului îi va fi dificil să acordeze parametrii regulatorului. Acesta este principalul motiv pentru care interesul este din ce în ce mai mare pentru tehnicile model-free de acordare a parametrilor reguletoarelor.

În acest context tehnicile de acordare a parametrilor reguletoarelor cunoscute sub numele de Model-Free Control (MFC) și Model-Free Adaptive Control (MFAC) prezintă interes și sunt actuale. Cele două tehnici sunt caracterizate prin faptul că nu sunt utilizate modele matematice parametrice ale procesului condus în acordarea parametrilor reguletoarelor; pot fi utilizate modele matematice neparametrice ale proceselor sub forma unor răspunsuri ale procesului la diverse semnale de intrare (comenzi). Tehnica MFC a fost dezvoltată de Michel Fliess [Fli09], [Fli13], iar tehnica MFAC a fost dezvoltată de către Zhong-Sheng Hou [Hou11a]. În realitate, procesul și perturbațiile ce intervin sunt arareori cunoscute și este de dorit să fie obținute performanțe cât mai bune cu un regulator de complexitate relativ redusă.

Spre deosebire de alți algoritmi de reglare studiați din familia tehnicilor de reglare adaptivă precum Iterative Feedback Tuning (IFT) (studiat și aplicat în lucrarea de licență [Rom12] iar apoi publicat în [Rad13b]) sau Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT) (studiat și aplicat în această teză), un avantaj important atât în cazul MFC cât și în cazul MFAC este faptul că nu este necesar nici un experiment intermediar suplimentar pentru calculul parametrilor regulatorului. IFT are nevoie de un număr de experimente egal cu numărul parametrilor regulatorului, numite „experimente de gradient”, pentru a efectua acordarea parametrilor regulatorului, iar în cazul VRFT este nevoie de un singur experiment pentru obținerea valorilor parametrilor regulatorului. Un alt mare avantaj al tehnicilor MFC respectiv MFAC, spre deosebire de IFT sau VRFT, este că atât MFC cât și MFAC (studiate și aplicate în lucrarea de disertație [Rom14a] iar apoi publicate în [Rad14]) garantează stabilitatea sistemului de reglare automată și convergența erorii de urmărire.

Cele două obiective ale acestei tezei, specificate în continuare, au fost formulate astfel încât să compenseze dezavantajele tehnicilor model-free. Acestea se referă la maniera euristică de acordare a parametrilor algoritmilor de reglare de tip model-free și validarea experimentală pe un număr relativ redus de procese.

Obiectivul principal al tezei îl constituie determinarea automată a parametrilor algoritmilor de reglare de tip model-free. Acest obiectiv a apărut în contextul momentului inițial al studiului bibliografic (toamna anului 2014), când era pusă problema alegerii celor mai bune valori ale parametrilor reguletoarelor inițiale deoarece aceste valori erau determinate în manieră euristică atât în cazul MFC cât și în cazul MFAC.

Cel de-al doilea obiectiv al tezei îl constituie validarea experimentală a tehnicilor de tip model-free de acordare a parametrilor reguletoarelor automate. După cunoștințele autorului validările experimentale prezentate în cele ce urmează reprezintă primele aplicații pe plan mondial ale algoritmilor MFC și MFAC pe echipamentul de laborator de tip sistem aerodinamic cu două rotoare.

Se poate concluziona că tehnicile de tip model-free control (MFC, MFAC) sunt extrem de utile. Acest lucru este justificat și prin faptul că tehnicile model-free au fost aplicate cu succes pe diverse modele matematice, aplicații de laborator și în industrie.

1.2. Prezentarea generală a tezei

Teza este structurată în cinci capitole și trei anexe. În continuare este prezentată o descriere succintă a fiecărui capitol.

În **capitolul 1** este prezentată tematica abordată împreună cu motivația cercetării. Este oferită o scurtă prezentare generală a tezei și este descris echipamentul de tip sistem aerodinamic cu două rotoare pe care au fost realizate toate validările experimentale.

În cadrul **capitolului 2** este prezentată pentru început o scurtă descriere generală a tehnicii Model-Free Control (MFC). Este efectuat apoi un studiu bibliografic care evidențiază în final principalele avantaje și dezavantaje ale algoritmului, pregătind următoarele patru subcapitole în care algoritmi MFC sunt prezentați în detaliu și apoi validați experimental pe echipamentul de laborator de tip sistem aerodinamic cu două rotoare. Urmează trei subcapitole dedicate tehnicilor MFC în variante hibride:

- Prima tehnică hibridă propusă este obținută prin combinarea tehnicii Model-Free Control cu regulatorul liniar-pătratic (Linear Quadratic Regulator) și abreviată MFC-LQR. Sunt urmărite trei scopuri: (1) acordarea optimă a parametrilor reguletoarelor MFC (care, după caz, pot fi foarte mulți), (2) aprecierea sistematică a performanțelor obținute de sistemele de reglare automată (SRA) cu reguletoare MFC și (3) asigurarea stabilității SRA prin impunerea unor restricții de stabilitate, dar utilizând modele matematice ale procesului condus. Tehnica hibridă MFC-LQR este validată experimental pe echipamentul de laborator de tip sistem aerodinamic cu două rotoare.
- Cea de-a doua tehnică hibridă, Model-Free Control-Virtual Reference Feedback Tuning (MFC-VRFT), este propusă pentru realizarea a două scopuri: (1) acordarea optimă a parametrilor reguletoarelor MFC și (2) asigurarea stabilității SRA. Noua tehnică hibridă MFC-VRFT este validată prin simulare numerică utilizând modelul matematic detaliat al sistemului aerodinamic cu două rotoare.
- În cadrul celei de-a treia tehnici hibride, denumită Model-Free Control-reglare în regim alunecător (sliding mode control) (Model-Free Sliding Mode Control, MFSMC), sunt propuse două abordări formulate sub forma a două tehnici rezultate din combinarea algoritmului Model-Free Control cu Sliding Mode Control, și anume MFSMC1 și MFSMC2. Combinarea tehnicilor data-driven și SMC a apărut datorită unor aplicații care necesită SRA cu performanțe de reglare superioare, iar algoritmi de reglare specifici acestor tehnici au fost dezvoltati pe baza teoriei stabilității în sens Lyapunov. Noile tehnici hibride MFSMC1 și

MFSMC2 sunt validate experimental pe echipamentul de laborator de tip sistem aerodinamic cu două rotoare.

În finalul capitolului 2 sunt prezentate concluziile și contribuțiile propuse aduse tehnicii Model-Free Control.

În prima parte a **capitolului 3** este prezentată o scurtă descriere a tehnicii Model-Free Adaptive Control (MFAC). Aceasta este urmată de un studiu bibliografic pentru a ilustra avantajele și dezavantajele algoritmilor MFAC. În celelalte subcapitole sunt descriși algoritmi MFAC în versiunile Compact Form Dynamic Linearization (CFDL) și Partial Form Dynamic Linearization (PFDL) iar apoi validați experimental pe echipamentul de laborator de tip sistem aerodinamic cu două rotoare. În subcapitolul următor este introdusă tehnica hibridă Model-Free Adaptive Control-Virtual Reference Feedback Tuning (MFAC-VRFT) pentru soluționarea problemei acordării tuturor parametrilor inițiali ai algoritmului MFAC în lipsa unor pași pentru acordarea sistematică a acestora. Noua tehnică hibridă MFAC-VRFT este validată experimental pe echipamentul de laborator de tip sistem aerodinamic cu două rotoare. În ultimul subcapitol sunt prezentate concluziile și contribuțiile propuse aduse tehnicii Model-Free Adaptive Control.

Rezultatele teoretice din cazul multivariabil (Multi Input-Multi Output, MIMO) propuse în capitolele 2 și 3 sunt aplicabile proceselor neliniare la care numărul de intrări (comenzi) este egal cu numărul de ieșiri (reglate).

Capitolul 4 este dedicat studiului comparativ între cele două tehnici de tip model-free și anume MFC și MFAC, și tehnica Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT) pentru a determina care dintre algoritmi model-free implementați în diverse moduri asigură cele mai bune performanțe SRA în reglarea azimutului și relevmentului echipamentului de laborator de tip sistem aerodinamic cu două rotoare.

Capitolul 5 conține concluziile finale, contribuțiile personale și o prezentare a direcțiilor ulterioare de cercetare pe care se va axa autorul tezei de doctorat.

Anexa A1 conține implementarea în timp discret a modelului matematic neliniar simplificat al sistemului aerodinamic cu două rotoare (TRAS) sub formă de funcție. Anexa A2 conține implementarea în timp discret în cazul MIMO a algoritmului MFC. Anexa A3 conține implementările în timp discret în cazul SISO ale algoritmului MFAC în variantele CFDL și PFDL atunci când azimutul este blocat iar reglarea este realizată pentru relevment.

1.3. Sistemul aerodinamic cu două rotoare

Expresia modelului matematic neliniar MIMO simplificat al sistemului aerodinamic cu două rotoare (twin rotor aerodynamic system, TRAS) considerat ca proces condus este [Rad13b], [Rad14], [Rom14b], [Rom15b], [Rom16b], [Rom16c], [Rom16d]:

$$\begin{aligned}
\dot{\Omega}_h &= \frac{l_t F_h(\omega_h) \cos \alpha_v - \Omega_h k_h + u_2 k_{vh}}{J_h}, \\
\dot{\Omega}_v &= \frac{l_m F_v(\omega_v) - \Omega_v k_v - g C \alpha_v + u_1 k_{hv}}{J_v}, \\
\dot{\alpha}_h &= \Omega_h, \\
\dot{\alpha}_v &= \Omega_v, \\
\dot{\omega}_h &= \frac{u_1 - k_{hh}^{-1}(\omega_h)}{I_h}, \\
\dot{\omega}_v &= \frac{u_2 - k_{hv}^{-1}(\omega_v)}{I_v}, \\
y_1 &= \alpha_h, \\
y_2 &= \alpha_v,
\end{aligned} \tag{1.3.1}$$

în care u_1 (factor de umplere PWM) este primul semnal de intrare, adică mărimea de comandă a azimutului între -1 și 1 pentru motorul de curent continuu controlat prin impulsuri modulate în lățime (Pulse Width Modulation, PWM), u_2 (factor de umplere PWM) este cel de-al doilea semnal de intrare, adică mărimea de comandă a relevmentului între -1 și 1 pentru motorul de curent continuu controlat prin PWM, α_h (rad) = y_1 este prima ieșire a procesului, adică poziția orizontală a tijeii TRAS sau unghiul azimut sau azimutul sau primul unghi de ieșire, α_v (rad) = y_2 este a doua ieșire a procesului, adică poziția verticală a tijeii TRAS sau unghiul relevment sau relevmentul sau cel de-al doilea unghi de ieșire, Ω_h (rad/s) este viteza unghiulară de azimut a tijeii TRAS, Ω_v (rad/s) este viteza unghiulară de relevment a tijeii TRAS, I_h (kg m²) este momentul de inerție al rotorului de azimut, adică a rotorului aferent cozii, I_v (kg m²) este momentul de inerție al rotorului de relevment, adică a rotorului frontal, J_v (kg m²) este suma momentelor de inerție corespunzătoare axei azimut (orizontale), J_h (kg m²) este suma momentelor de inerție corespunzătoare axei relevment (verticale), $F_h = F_h(\omega_h)$ (N) și $F_v = F_v(\omega_v)$ (N) reprezintă caracteristicile neliniare care determină dependența forței de propulsie în funcție de viteza unghiulară a elicei, ω_h (rad/s) reprezintă viteza de rotație a rotorului de azimut, ω_v (rad/s) reprezintă viteza de rotație a rotorului de relevment, k_{hv} (Nm) este coeficientul momentului de inerție de la motorul de azimut la relevment, k_{vh} (Nm) este coeficientul momentului de inerție de la motorul de relevment la azimut, l_t (m) reprezintă lungimea tijeii corespunzătoare motorului de azimut, l_m (m) reprezintă lungimea tijeii corespunzătoare motorului de relevment, k_h (Nm s) este momentul cinetic orizontal, k_v (Nm s) este momentul cinetic vertical, C (kg m) reprezintă suma dintre jumătatea masei tijeii ce suportă contragreutatea înmulțită cu lungimea tijeii contragreutății și produsul dintre masa contragreutății și distanța dintre contragreutate și articulația sistemului, iar g (m/s²) este accelerația gravitațională [Int10], [Rom12], [Rad13], [Rom14a], [Pre16].

În fig. 1.3.1 este prezentată schema bloc funcțională echipamentului neliniar de laborator TRAS, iar în fig. 1.3.2 o poză cu echipamentul de laborator de tip TRAS.

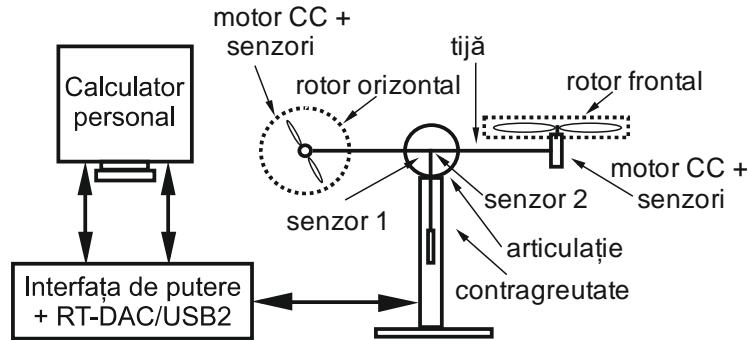


Fig.1.3.1. Schema bloc funcțională a sistemului aerodinamic cu două rotoare [Rom17b].

Variabilele k_{Hh} și k_{Hv} din relația (1.3.1) depind de ω_h și ω_v , în speță $\omega_h = k_{Hh}(u_1, t)$ (rad/s) și $\omega_v = k_{Hv}(u_2, t)$ (rad/s), care la rândul lor sunt utilizate în determinarea caracteristicilor F_h și F_v . Expresiile caracteristicilor neliniare ale elicelor sunt [Rad14], [Rom14b], [Rom15b], [Rom16b], [Rom16c], [Rom16d]:

$$\begin{aligned}
 F_h &= -2.6 \cdot 10^{-20} \omega_h^5 + 4.1 \cdot 10^{-17} \omega_h^4 + 3.2 \cdot 10^{-12} \omega_h^3 - 7.3 \cdot 10^{-9} \omega_h^2 + 2.1 \cdot 10^{-5} \omega_h \\
 &\quad + 0.0091 \text{ [N]}, \\
 \omega_h &= 2.2 \cdot 10^3 u_1^5 - 1.7 \cdot 10^2 u_1^4 - 4.5 \cdot 10^3 u_1^3 + 3 \cdot 10^2 u_1^2 + 9.8 \cdot 10^3 u_1 - 9.2 \text{ [rad/s]}, \\
 F_v &= -1.8 \cdot 10^{-18} \omega_v^5 - 7.8 \cdot 10^{-16} \omega_v^4 + 4.1 \cdot 10^{-11} \omega_v^3 + 2.7 \cdot 10^{-8} \omega_v^2 + 3.5 \cdot 10^{-5} \omega_v \\
 &\quad - 0.014 \text{ [N]}, \\
 \omega_v &= -5.2 \cdot 10^3 u_2^7 - 1.1 \cdot 10^2 u_2^6 + 1.1 \cdot 10^4 u_2^5 + 1.3 \cdot 10^2 u_2^4 - 9.2 \cdot 10^3 u_2^3 - 31 u_2^2 \\
 &\quad + 6.1 \cdot 10^3 u_1 - 4.5 \text{ [rad/s]}.
 \end{aligned} \tag{1.3.2}$$

Valorile parametrilor aferenți modelului matematic din relația (1.3.1) sunt [Int10]:

$$\begin{aligned}
 J_h &= 0.0238(\cos^2(\alpha_v) + 0.003009) \text{ [kg m}^2\text{]}, \\
 J_v &= 0.02421 \text{ [kg m}^2\text{]}, \quad g = 9.80665 \text{ [m/s}^2\text{]} \\
 l_i &= 0.216 \text{ [m]}, \quad l_m = 0.202 \text{ [m]}, \quad k_h = 0.0059 \text{ [N m s]}, \\
 k_v &= 0.0127 \text{ [N m s]}, \quad k_{vh} = -0.0178200378 \text{ 418 [N m]}, \\
 k_{hv} &= 0.0041749539 \text{ 8545 [N m]}, \quad C = 0.004425 \text{ [kg m]}.
 \end{aligned} \tag{1.3.3}$$

Relațiile (1.3.2) și (1.3.3) sunt preluate din [Int10], astfel încât să fie utilizate în diverse aplicații în care valorile măsurate ale caracteristicilor pot fi înlocuite prin aproximările lor polinomiale.

Mișcarea pe verticală a TRAS induce perturbații mișcării pe orizontală în timp ce cuplarea de la azimut la relevment induce perturbații neglijabile.

Urmărind cele două obiective ale tezei specificate în subcapitolul 1.1, în continuare vor fi propuși algoritmi de reglare de tip model-free pentru reglarea azimutului și relevmentului. Algoritmii de reglare propuși sunt implementați în SRA cu algoritmi MFC împreună cu variantele sale hibride și MFAC împreună cu varianta sa hibridă. Validarea algoritmilor prezentați în capitolele următoare este realizată pe echipamentul TRAS, în structuri de reglare după caz monovariabile (Single Input-Single Output, SISO) sau MIMO.



Fig.1.3.2. Sistemul aerodinamic cu două rotoare din laboratorul B029 al Departamentului de Automatică și Informatică din cadrul Universității Politehnica Timișoara.

Modelul matematic neliniar din relația (1.3.1), ce descrie comportamentul MIMO TRAS, reprezintă o aproximare a procesului real. Această aproximare este prezentată pentru a urmări două scopuri:

1. ilustrarea complexității acestui proces utilizat ca studiu de caz în validarea experimentală a algoritmilor de reglare dezvoltati,
2. folosirea modelului matematic neliniar în timp discret obținut prin discretizarea modelului matematic neliniar în timp continuu din relația (1.3.1) ca realizare invariantă la semnal treaptă ținând seama de prezența elementului de eșantionare și reținere cu perioada de eșantionare (pasul de discretizare) de 0.1 s, 0.01 s sau 0.001 s în proiectarea unor algoritmi de reglare bazată pe model (model-based control) în vederea efectuării de studii comparative între algoritmii de reglare model-free și algoritmii de reglare model-based de aceeași complexitate.

2. MODEL-FREE CONTROL ȘI VARIANTE HIBRIDE

2.1. Introducere în tehnica Model-Free Control (MFC)

Model-Free Control (MFC) este o tehnică de tip data-driven care folosește datele de intrare/ieșire ale procesului condus în proiectarea regulatorului, aceasta folosește aproximarea liniară online a procesului și un estimator pentru actualizarea aproximării liniare [Fli13], [Rom16b].

Algoritmii de reglare de tip MFC, apelați și sub formă de algoritmi MFC, sunt cunoscuți în literatura de specialitate ca regulatoare "inteligente" sau regulatoare MFC pentru a pune în evidență regulatoarele care sunt implementate pe baza tehnicii MFC, construite de regulă pe baza regulatoarelor de tip proporțional (P), proporțional-integrator (PI) sau proporțional-integrator-derivativ (PID). Regulatoarele MFC care conțin elemente de tip P, PI sau PID mai sunt cunoscute ca regulatoare inteligente de tip P, PI sau PID (cu abrevierile iP, iPI, respectiv iPID). Tehnica MFC este cunoscută în literatura de specialitate și ca model-free tuning [Fli13]. În cadrul tehnicii de acordare a parametrilor regulatoarelor cu algoritmi MFC pot fi utilizate modele matematice neparametrice ale proceselor sub forma unor răspunsuri ale procesului la diverse semnale de intrare (comenzi).

Algoritmii MFC au fost dezvoltati considerând modelul neliniar MIMO al procesului în timp discret cu expresia [Fli13], [Rom16b]:

$$\mathbf{y}(k+1) = \mathbf{f}(\mathbf{y}(k), \dots, \mathbf{y}(k-n_y), \mathbf{u}(k), \dots, \mathbf{u}(k-n_u)), \quad (2.1.1)$$

în care $\mathbf{y}(k+1) \in \mathbf{R}^n$ este vectorul de ieșire a procesului, $\mathbf{u}(k) \in \mathbf{R}^n$ este vectorul de intrare (de comandă) a procesului, $n \in \mathbf{Z}, n \geq 0$ este numărul de intrări ale procesului, egal cu numărul de ieșiri ale procesului, n este cunoscut, $\mathbf{y}(k-n_y) \in \mathbf{R}^n$ este vectorul de ieșire la momentul de timp $k-n_y$, $\mathbf{u}(k-n_u) \in \mathbf{R}^n$ este vectorul de comandă la momentul de timp $k-n_u$, iar $\mathbf{f}: \mathbf{R}^{n(n_y+n_u+2)} \rightarrow \mathbf{R}^n$ este o funcție neliniară vectorială de variabilă vectorială; funcția \mathbf{f} este necunoscută.

Rezultatele teoretice din cazul MIMO propuse în cadrul capitolului 2 pornind de la modelul neliniar MIMO al procesului în timp discret din relația (2.1.1) sunt aplicabile proceselor neliniare la care numărul de intrări (comenzi) este egal cu numărul de ieșiri (reglate).

Modelul matematic necunoscut al procesului este înlocuit cu un model local de forma [Fli13], [Rom16b]:

$$\mathbf{y}(k+1) = \mathbf{y}(k) + \boldsymbol{\alpha} \mathbf{u}(k) + \mathbf{F}(k), \quad (2.1.2)$$

în care vectorul $\mathbf{F}(k) \in \mathbf{R}^n$ joacă rol de perturbație, este rezultat din datele de intrare/ieșire, este actualizat continuu la fiecare moment de timp k , include părțile necunoscute ale modelului procesului și eventuale perturbații, $\boldsymbol{\alpha} = \text{diag}(\alpha_1, \dots, \alpha_n) \in \mathbf{R}^{n \times n}$ este o matrice constantă de parametri aleși de către proiectantul sistemului de reglare automată (SRA) astfel încât $\Delta \mathbf{y}(k+1) = \mathbf{y}(k+1) - \mathbf{y}(k)$ și $\boldsymbol{\alpha} \mathbf{u}(k)$ să aibă același ordin de mărime, iar $k \in \mathbf{Z}, k \geq 0$ este argumentul pentru momentul de timp discret.

Variantele inițiale ale algoritmilor MFC nu au fost dezvoltate împreună cu un set condiții care în final să garanteze stabilitatea SRA și convergența erorii de urmărire [Rad14].

2.2. Studiu bibliografic privind tehnica MFC

Algoritmii MFC au fost aplicați cu succes pe o gamă largă de procese. În continuare este prezentată o analiză sintetică a bibliografiei de specialitate.

În [Fli09] și [Fli13] este prezentat algoritmul MFC în timp continuu de către Michel Fliess, apoi este validat prin simulări.

În [Hou13a] este efectuată o sinteză privind tranziția de la model-based control la data-driven control și este justificată necesitatea algoritmilor de tip data-driven control.

În cele ce urmează sunt **clasificate și analizate lucrările care fac referire la algoritmi MFC** din două puncte de vedere: validarea prin simulare numerică a SRA cu algoritmi MFC (I) și validarea experimentală a acestora (II). Lucrările din cele două categorii sunt organizate mai departe din punctul de vedere al domeniilor de aplicație ale proceselor pe care aceștia le conduc.

I. Lucrări în care sunt dezvoltați algoritmi MFC implementați ca regulatoare MFC și validați prin simulare numerică:

1. Algoritmi MFC cu aplicații în domeniul electrotehnicii. În [Jam15] este proiectat un algoritm MFC pentru reglarea optimală a oscilațiilor unui corp acționat de un convertor care transformă valorile în energie. În [Joi10] este aplicat un algoritm MFC fără condiții de stabilitate pe modelul simulat al unei centrale hidroelectrice pentru reglarea nivelului de apă. În [Joi17] este aplicat un algoritm MFC folosind modelul matematic de simulare al unui proces pentru denitrificarea apelor uzuale. În [Har15] este testat un algoritm MFC pentru un sistem neliniar electropneumatic.

2. Algoritmi MFC cu aplicații în domeniul auto. În [Men15] și [Dan16] sunt oferiți algoritmi MFC fără condiții de stabilitate pentru vehicule. În [Pol17] este proiectat un algoritm MFC adaptiv însoțit de condiții de stabilitate pentru vehicule. În [Cho09] este prezentat un algoritm MFC fără condiții de stabilitate pentru un motor auto. În [Abo16] este aplicat un algoritm MFC fără condiții de stabilitate pe un simulator de trafic.

3. Algoritmi MFC cu aplicații în domeniul biomedical. În [Rid15] este proiectat un algoritm MFC pentru reglarea nivelului glicemiei în diabetul de tip 1. În [Bar16] este aplicat un algoritm MFC fără condiții de stabilitate pe modelul matematic al unui pacient virtual în vederea reglării răspunsului la o infecție inflamatorie acute la o infecție patogenică.

4. Algoritmi MFC cu aplicații în domeniul aviației. În [Rom15a] este propus un algoritm MFC îmbunătățit prin combinare cu un regulator liniar-pătratic (Linear Quadratic Regulator, LQR). Algoritmul este testat pe un TRAS, este garantată stabilitatea SRA. Parametrii algoritmului sunt obținuți prin rezolvarea unei probleme de optimizare. În [Rom16a] este efectuată combinarea tehnicilor MFC și VRFT, aceasta a fost realizată pentru calcularea automată a parametrilor regulatorului MFC; algoritmul este testat pe un TRAS. În [Wan13] este propus un algoritm MFC pilotat de evenimente dedicat unui quadrotor. Este demonstrată stabilitatea SRA cu regulator MFC. În [Xin17] este propus un algoritm MFC fără condiții de stabilitate și validat pe un elicopter.

5. Algoritmi MFC cu aplicații în alte domenii. În [Mic10] este prezentat un algoritm MFC fără condiții de stabilitate pentru un convertor de curent continuu. În [Cao16] este proiectat un algoritm MFC pentru corectarea factorului de putere aferent convertoarelor de curent continuu-curent alternativ. În [Car15] este analizat și apoi extins un algoritm MFC folosind parametri variabili în timp; algoritmul este testat pe un proces termic. În [Wan16a] este propus un regulator iPID combinat cu rețele neuronale de tip funcții de bază radiale (Radial Basis Function Neural Networks, RBFNN); este garantată stabilitatea SRA și regulatorul este testat pe un sistem pendul-cărucior. În [Dou16] este proiectat un algoritm MFC îmbunătățit prin estimarea online a matricei α ; rezultă un algoritm MFC adaptiv aplicat pe un sistem cu timp mort. În [Teb16] este efectuat un studiu comparativ privind regulatoare de tip model-based și model-free dedicate reglării unei civilizații de microalge. În [Fli14] este prezentat un studiu privind marginile de stabilitate specifice SRA cu regulatoare MFC; regulatoarele sunt testate prin simulare numerică pe un sistem SISO stabil. În [Mad15] este prezentat un studiu comparativ privind tehnicile de tip MFC aplicate pe sisteme neliniare și este propus un regulator iPID bazat pe învățare iterativă. În [Wan17b] este propusă combinarea unui regulator iPID cu un regulator în regim alunecător (sliding mode control, SMC) și testată pe un robot de tip exoschelet.

II. Lucrări în care sunt dezvoltati algoritmi MFC implementați ca regulatoare MFC și validați prin rezultate experimentale:

1. Algoritmi MFC cu aplicații în domeniul electrotehnicii. În [Zho16] este proiectat un algoritm MFC pentru reglarea unui motor sincron cu magneți permanenți, rezultatele sunt apoi comparate cu cele ale unui regulator PI. În [Xu13] este prezentat un studiu de robustețe a algoritmului MFC și validat pe un model simplificat al unui sistem electrohidraulic; stabilitatea sistemului este asigurată prin adăugarea unei componente PI.

2. Algoritmi MFC cu aplicații în domeniul aviației. În [Cha16a] este proiectat un algoritm MFC cu diferențiator Haar-undine pentru reglarea poziției unui robot zburător. În [Rad14] este prezentat un algoritm MFC care garantează stabilitatea SRA și este efectuată o comparație cu un algoritm MFAC prin validare pe TRAS. În [Rom16b] este realizat un studiu comparativ privind tehnicile MFC, MFAC și VRFT prin validarea algoritmilor pe echipamentul de laborator de tip TRAS atât în varianta MIMO cât și ca două bucle de reglare SISO care rulează în paralel. În [Pre17], pentru îmbunătățirea performanțelor și garantarea stabilității SRA, este oferită combinarea tehnicii MFC cu tehnica SMC; algoritmi specifici tehnicii hibride propuse sunt validați pe TRAS. În [Rom17a] este propusă o variantă hibridă a algoritmului MFC cu componentă fuzzy Takagi-Sugeno în vederea îmbunătățirii performanțelor algoritmului MFC; noua structură MFC este validată pe echipamentul de laborator de tip TRAS.

3. Algoritmi MFC cu aplicații în alte domenii. În [Ged11] este propus un studiu comparativ privind performanțele SRA cu un algoritm MFC fără condiții de stabilitate și cele ale unui SRA cu regulator PID; SRA sunt validate pe un arc cu memorie. În [Rad13a] este aplicat un algoritm MFC pe un echipament de laborator de tip servosistem. În [Rom17c] este efectuată combinarea tehnicilor MFC (în varianta iP, iPI și iPID) și VRFT pentru calcularea automată a parametrilor regulatorului MFC cu validare experimentală pe un echipament de laborator de tip servosistem. În [Laf15] este propus un algoritm MFC bazat pe eroare de adaptare și aplicat în conducerea unei case verzi.

Din cele prezentate în acest subcapitol și în subcapitolul 2.1 este extras **avantajul** principal al tehnicii MFC:

- nu este necesară nici o informație despre structura și parametrii modelului matematic al procesului în proiectarea regulatorului.
Dezavantajele acestei tehnici sunt:
- nu este garantată stabilitatea SRA folosind doar datele de intrare și ieșire aferente procesului condus; problema a fost rezolvată în [Rom15a], [Rom16a], [Rom16b] sau [Pre17] prin impunerea unor restricții de stabilitate dar utilizând modele matematice ale procesului;
- pentru proiectarea reguletoarelor iP, iPI sau iPID este necesară alegerea valorilor inițiale ale parametrilor acestora; această problemă relativ complicată este rezolvată determinând automat parametrii regulatorului prin combinarea tehnicilor MFC și VRFT [Rom16a].

2.3. Algoritmi MFC

În dezvoltarea algoritmilor MFC este utilizat modelul local prezentat în relația (2.1.2) care înlocuiește modelul necunoscut al procesului.

Legea de reglare aferentă algoritmului MFC cu componentă P are expresia [Fli13], [Rad14]:

$$\mathbf{u}(k) = \alpha^{-1}(-\hat{\mathbf{F}}(k) + \mathbf{y}^*(k+1) - \mathbf{y}^*(k) - \mathbf{K}_p \boldsymbol{\varepsilon}(k)), \quad (2.3.1)$$

în care vectorul $\hat{\mathbf{F}}(k) \in \mathbf{R}^n$ este estimata lui $\mathbf{F}(k)$, $\mathbf{y}^*(k) \in \mathbf{R}^n$ este vectorul referințelor (ieșirea modelului de referință), iar $\mathbf{K}_p = \text{diag}(K_{p_1}, \dots, K_{p_n}) \in \mathbf{R}^{n \times n}$ este o matrice de coeficienți de transfer. Legea de reglare din relația (2.3.1) este numită și regulator iP [Fli13], [Rom16b].

Estimata $\hat{\mathbf{F}}(k)$ este obținută după cum urmează prin prelucrarea relației (2.1.2) utilizând datele de intrare/ieșire măsurate din procesului condus la momentul anterior și cel curent:

$$\hat{\mathbf{F}}(k) = \mathbf{y}(k) - \mathbf{y}(k-1) - \alpha \mathbf{u}(k-1), \quad (2.3.2)$$

vectorul $\boldsymbol{\delta}(k) \in \mathbf{R}^n$ al erorii de estimare este definit sub forma:

$$\boldsymbol{\delta}(k) = \mathbf{F}(k) - \hat{\mathbf{F}}(k) \quad (2.3.3)$$

și este considerat ca perturbație care va fi neglijată în proiectarea regulatorului MFC. Înlocuind comanda $\mathbf{u}(k)$ din (2.3.1) în expresia modelului local din (2.1.2), este obținută relația care caracterizează dinamica SRA (în buclă închisă) cu regulator MFC:

$$\mathbf{y}(k+1) = \mathbf{y}(k) - \hat{\mathbf{F}}(k) + \mathbf{y}^*(k+1) - \mathbf{y}^*(k) - \mathbf{K}_p \boldsymbol{\varepsilon}(k) + \mathbf{F}(k). \quad (2.3.4)$$

Vectorul $\boldsymbol{\varepsilon}(k) \in \mathbf{R}^n$ al erorii de reglare este definit după cum urmează:

$$\boldsymbol{\varepsilon}(k) = \mathbf{y}^*(k) - \mathbf{y}(k) = [\varepsilon_1(k) \dots \varepsilon_n(k)]^T, \quad (2.3.5)$$

$$\varepsilon_1(k) = y_1^*(k) - y_1(k), \varepsilon_n(k) = y_n^*(k) - y_n(k).$$

Prin înlocuirea expresiei lui $\boldsymbol{\delta}(k)$ din relația (2.3.3) în ecuația dinamicii SRA (2.3.4) și apoi în relația vectorului erorii de reglare (2.3.5) rezultă relația care caracterizează dinamica erorii de reglare (erorii de urmărire conform teoriei MFC):

$$\boldsymbol{\varepsilon}(k+1) = \mathbf{K}_p \boldsymbol{\varepsilon}(k) + \boldsymbol{\delta}(k). \quad (2.3.6)$$

Este presupus că norma lui $\boldsymbol{\delta}(k)$ este mărginită:

$$\|\boldsymbol{\delta}(k)\| < \delta_{\max}, \quad (2.3.7)$$

iar limita superioară δ_{\max} are o valoare foarte mică. Condițiile necesare care să asigure urmărirea traiectoriei de referință, în speță convergența vectorului de erori de reglare către zero, sunt ca rădăcinile polinomului caracteristic $\tau(z)$ rezultat din relația (2.3.6) privită ca ecuație de stare [Rad14], [Rom15a]:

$$\tau(z) = \det(z\mathbf{I} - \mathbf{K}_p) = (z - K_{p1}) \dots (z - K_{pn}) \quad (2.3.8)$$

să fie situate în interiorul discului centrat în origine de rază 1, în care $z_1 = K_{p1}, \dots, z_n = K_{pn}$ sunt valorile proprii ale lui \mathbf{K}_p . În cazul în care este îndeplinită condiția de stabilitate:

$$|K_{p1}| < 1, \dots, |K_{pn}| < 1 \quad (2.3.9)$$

atunci SRA este stabil conform rezultatelor publicate în [Rad14], [Rom15a], [Rom16b], [Rom16a] și [Pre17].

În cazul validării algoritmului MFC pe echipamentul TRAS, întrucât TRAS este un echipament cu două grade de libertate cu două intrări și două ieșiri, în relațiile din cadrul acestui paragraf va fi considerată valoarea particulară $n=2$ a parametrului n .

În fig. 2.3.1 este prezentată schema bloc a SRA cu algoritm MFC.

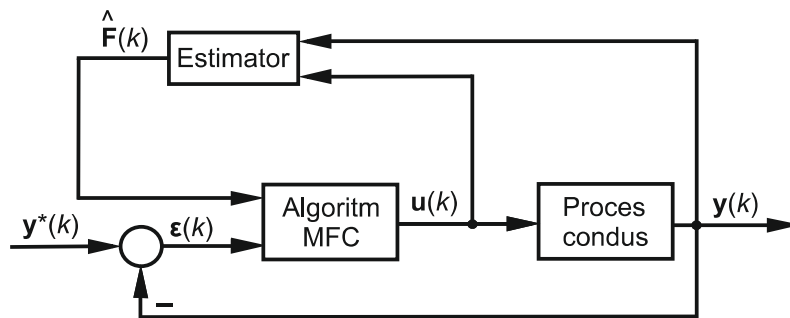


Fig. 2.3.1. Schema bloc a SRA cu algoritm MFC.

În baza rezultatelor prezentate în acest paragraf sunt formulate următoarele **etape de proiectare a SRA cu algoritm MFC:**

Etapa 1.1. Alegerea valorii parametrului de proiectare $\alpha = \text{diag}(\alpha_1, \dots, \alpha_n) \in \mathbf{R}^{n \times n}$ astfel încât $\Delta \mathbf{y}(k+1) = \mathbf{y}(k+1) - \mathbf{y}(k)$ și $\alpha \mathbf{u}(k)$ să aibă același ordin de mărime.

Etapa 1.2. Stabilirea valorii parametrului $\mathbf{K}_p = \text{diag}(K_{p1}, \dots, K_{pn}) \in \mathbf{R}^{n \times n}$ astfel încât acesta să impună comportamentul dorit al SRA și să se țină seama de condițiile de stabilitate din relația (2.3.9).

2.3.1. Validarea experimentală a algoritmilor MFC

În cadrul acestui paragraf sunt prezentate rezultate privind validarea experimentală a unor algoritmi MFC, dezvoltăți conform paragrafului anterior, sub formă de reglatoare MFC de azimut și relevment dedicate echipamentului de laborator de tip sistem aerodinamic cu două rotoare (TRAS). În continuare sunt prezentate trei scenarii experimentale:

- în primul scenariu SISO, relevmentul este blocat, iar reglarea poziției ieșirii este realizată doar pentru azimut;

- în cel de-al doilea scenariu SISO, azimutul este blocat, iar reglarea poziției ieșirii este realizată doar pentru relevment;
- în cel de-al treilea scenariu MIMO, este realizată reglarea azimutului și a relevmentului.

Perioada de eșantionare folosită în toate experimentele este $T_s = 0.01\text{ s}$, numărul de eșantioane este $N = 9000$, iar referințele au expresia:

$$y_1^*(k) = 0.2 \text{ dacă } k \in [0, 4500], -0.2 \text{ dacă } k \in (4500, 7500] \\ \text{și } 0.2 \text{ dacă } k \in (7500, 9000], \quad (2.3.1.1)$$

$$y_2^*(k) = 0.2 \text{ dacă } k \in [0, 3000], -0.2 \text{ dacă } k \in (3000, 6000] \\ \text{și } 0.2 \text{ dacă } k \in (6000, 9000].$$

Pentru acordarea parametrilor algoritmului MFC și evaluarea performanțelor SRA sunt rezolvate următoarele două probleme de optimizare în cazul SISO, în care funcțiile obiectiv J_E^a și J_E^r sunt utilizate ca indicatori de calitate (de performanță) globali ai SRA:

$$\boldsymbol{\tau}^* = \arg \min_{\boldsymbol{\tau}} J(\boldsymbol{\tau}), J_E^a = \sum_{k=1}^N \varepsilon_1^2(k, \boldsymbol{\tau}), \quad (2.3.1.2)$$

$$\boldsymbol{\tau}^* = \arg \min_{\boldsymbol{\tau}} J(\boldsymbol{\tau}), J_E^r = \sum_{k=1}^N \varepsilon_2^2(k, \boldsymbol{\tau}),$$

în care $\boldsymbol{\tau}$ este vectorul parametrilor de acordare ai algoritmului MFC, acesta este un scalar în cazul SISO, $\boldsymbol{\tau} = K_{p1a}$ pentru reglarea azimutului și $\boldsymbol{\tau} = K_{p1r}$ pentru reglarea relevmentului, $\boldsymbol{\tau}^*$ este vectorul parametrilor optimali (de acordare) ai algoritmului MFC, indicele a indică reglarea azimutului și indicele r indică reglarea relevmentului.

În cazul MIMO este rezolvată problema de optimizare:

$$\boldsymbol{\tau}^* = \arg \min_{\boldsymbol{\tau}} J(\boldsymbol{\tau}), J_E^{ar} = \sum_{k=1}^N (\varepsilon_1^2(k, \boldsymbol{\tau}) + \varepsilon_2^2(k, \boldsymbol{\tau})), \quad (2.3.1.3)$$

în care expresia vectorului $\boldsymbol{\tau}$ este $\boldsymbol{\tau} = [K_{p1} \ K_{p2}]^T$ [Rad14].

Pentru cele două scenarii SISO, perturbația introdusă pe primul unghi al ieșirii (unghiul azimut) este un semnal treaptă de 0.1 rad aplicat la 35 s, iar pentru cel de-al doilea unghi al ieșirii (unghiul relevment) este din nou un semnal treaptă de -0.1 rad aplicat la 50 s. Pentru scenariile MIMO nu este introdusă perturbație pe ieșire. În cazul MIMO, întrucât TRAS este un sistem intercuplat, cu interacțiuni, ca și perturbație este considerată mișcarea pe verticală care induce perturbații mișcării pe orizontală, iar cuplarea de la azimut la relevment induce perturbații neglijabile [Rad14].

Din motive de reducere a timpului necesar acordării manuale a parametrilor algoritmilor MFC și de efectuare a unor comparații sistematice și corecte cu alți algoritmi de reglare respectiv alte regulatoare, parametrii sunt acordați optimal prin rezolvarea problemelor de optimizare definite în relațiile (2.3.1.2) și (2.3.1.3). În cadrul acestui paragraf sunt prezentate rezultate obținute prin rezolvarea problemelor de optimizare din (2.3.1.2) și (2.3.1.3) utilizând un algoritm de optimizare inspirat din natură, în speță Gravitational Search Algorithm (GSA), implementat conform [Pre12], [Dav13], [Pre13a], [Pre13b], [Pre14a], [Pre15]. O astfel de abordare are însă dezavantajul utilizării modelului matematic neliniar în timp discret al TRAS obținut prin discretizarea modelului matematic neliniar în timp continuu din relația (1.3.1) ca realizare invariantă la semnal treaptă ținând seama

de prezența elementului de eșantionare și reținere cu perioada de eșantionare (pasul de discretizare) de 0.01 s în evaluarea sumelor care reprezintă funcțiile obiectiv definite în relațiile (2.3.1.2) și (2.3.1.3). Funcțiile obiectiv au fost evaluate prin simularea numerică a comportării SRA în scenariile specificate anterior. Funcțiile obiectiv de mai sus sunt obținute prin minimizarea sumei pătratelor erorilor pentru fiecare eșantion în parte.

Valorile parametrilor algoritmului MFC pentru cele două scenarii SISO sunt optimizați prin GSA minimizând funcțiile obiectiv din relația (2.3.1.2): $\alpha = 1.65$ și $\tau = K_{p1a} = -0.0015$ conform etapelor 1.1 și 1.2 în vederea proiectării algoritmului (regulatorului), cu valoarea funcției obiectiv $J_E^a = 74.3$ în cazul SISO azimut, iar $\alpha = 89.0101$ și $\tau = K_{p1r} = -0.2525$ conform etapelor 1.1 și 1.2 în vederea proiectării regulatorului, cu valoarea funcției obiectiv $J_E^r = 105.32$ în cazul SISO relevment conform rezultatelor publicate în [Rad14].

Pentru scenariul MIMO, valorile parametrilor algoritmului MFC sunt optimizați prin GSA minimizând funcția obiectiv din relația (2.3.1.3): $\alpha = \begin{pmatrix} 1.55 & 0 \\ 0 & 2.4 \end{pmatrix}$ și $\tau = [-0.00019 \ -0.004]^T$ conform etapelor 1.1 și 1.2 în vederea proiectării regulatorului, cu valoarea funcției obiectiv $J_E^{ar} = 186.61$ [Rad14].

În fig. 2.3.1.1 sunt prezentate rezultatele aferente reglării poziției în cazul SISO azimut folosind regulatorul MFC implementat pe baza algoritmului MFC. În fig. 2.3.1.2 sunt prezentate rezultatele aferente reglării poziției în cazul SISO relevment folosind regulatorul MFC implementat pe baza algoritmului MFC. Aceste rezultate sunt preluate din lucrarea proprie [Rad14].

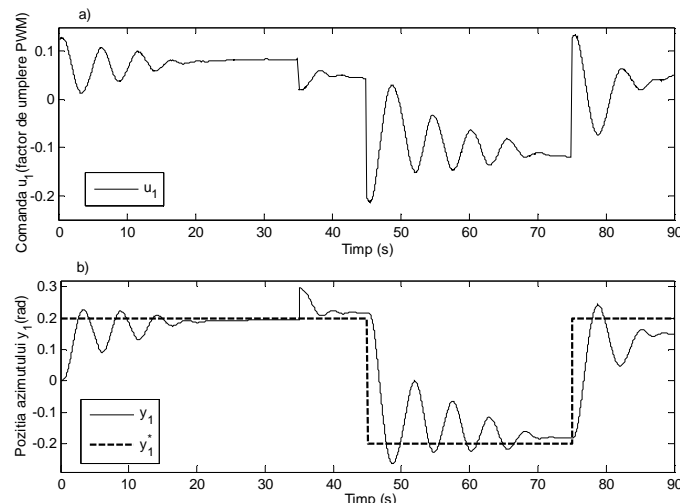


Fig. 2.3.1.1. Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul SISO MFC atunci când relevmentul este blocat, iar reglarea este realizată pentru azimut.

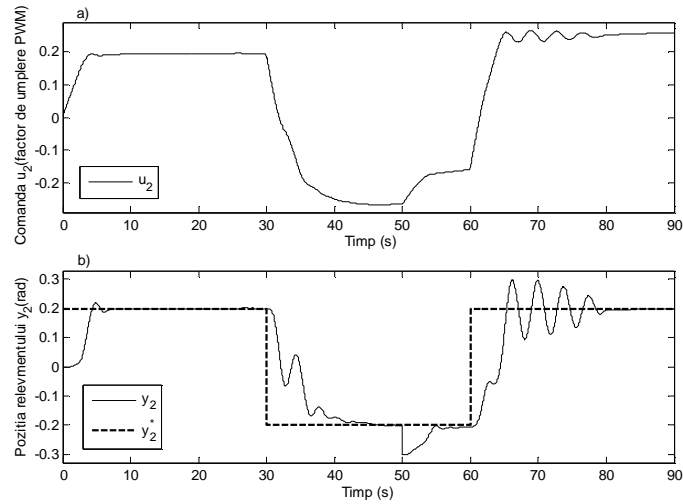


Fig. 2.3.1.2. Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul SISO MFC atunci când azimutul este blocat, iar reglarea este realizată pentru relevment.

În fig. 2.3.1.3 și 2.3.1.4 sunt prezentate rezultatele aferente reglării poziției în cazul MIMO folosind regulatorul MFC implementat pe baza algoritmului MFC [Rad14].

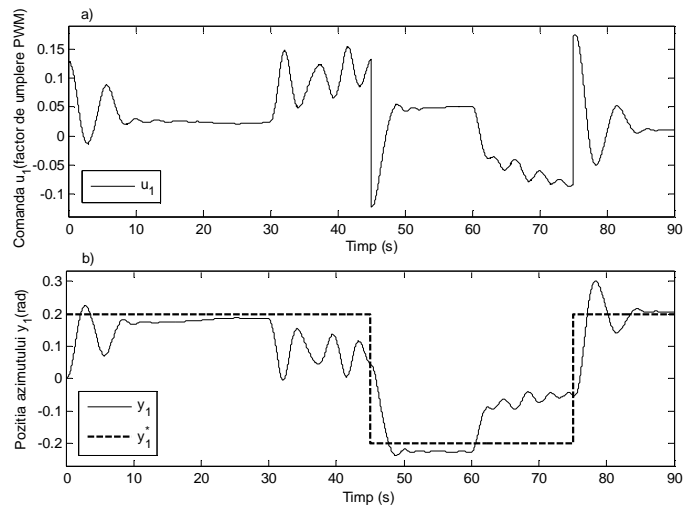


Fig. 2.3.1.3. Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul MIMO MFC pentru reglarea azimutului.

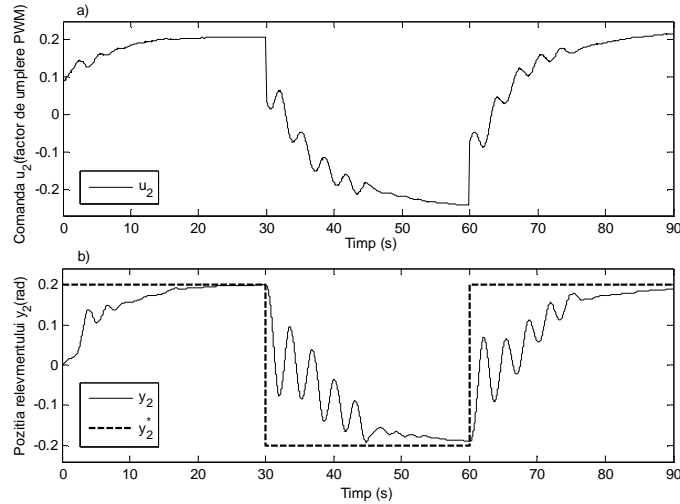


Fig. 2.3.1.4. Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul MIMO MFC pentru reglarea relevantului.

2.4. Tehnica hibridă Model-Free Control-regulator liniar-pătratic (MFC-LQR)

2.4.1. Motivația tehnicii MFC-LQR

Pentru dezvoltarea unor sisteme de reglare automată (SRA) optimală fără utilizarea modelului matematic al procesului condus în acordarea (optimală) a parametrilor reguletoarelor MFC dar și pentru verificarea sistematică a performanțelor SRA cu reguletoare MFC, este propusă o tehnică hibridă, obținută prin combinarea tehnicii Model-Free Control cu regulatorul liniar-pătratic (Linear Quadratic Regulator, LQR). Pentru această tehnică hibridă, pentru algoritmi și reguletoarele proiectate pe baza acestora este utilizată abrevierea MFC-LQR.

Motivația combinării tehnicilor MFC cu LQR a pornit de la faptul că LQR este o tehnică robustă la modificările parametrilor procesului condus. În lucrarea [Rom15a] sunt puse în evidență aceste modificări pentru procesul condus reprezentat de sistemul aerodinamic cu două rotoare (TRAS).

2.4.2. Algoritmi MFC-LQR

Pentru proiectarea algoritmilor MFC-LQR se pornește de la modelul local al procesului condus din relația (2.1.2), utilizat pentru a înlocui modelul necunoscut al procesului în cazul algoritmilor MFC.

Conform [Rom15a], expresia legii de reglare aferente algoritmului MFC-LQR care conține o componentă proporțională (P) este:

$$\mathbf{u}(k) = \boldsymbol{\alpha}^{-1}(-\hat{\mathbf{F}}(k) + \mathbf{y}^*(k+1) - \mathbf{y}^*(k) - \mathbf{u}_a(k)), \quad (2.4.2.1)$$

în care $\hat{\mathbf{F}}(k) \in \mathbf{R}^n$ este estimata lui $\mathbf{F}(k) \in \mathbf{R}^n$, $\mathbf{y}^*(k) \in \mathbf{R}^n$ este vectorul referințelor (ieșirilor modelului de referință), iar $\mathbf{u}_a(k) \in \mathbf{R}^n$ este vectorul comenzilor suplimentare (adiționale) care va fi folosit ulterior în proiectare. În literatura de specialitate (de exemplu, [Fli13]) este utilizată abrevierea iP pentru regulatoarele care funcționează pe baza legilor de reglare de tipul celei din relația (2.4.2.1).

Estimata lui $\mathbf{F}(k)$ din relația (2.4.2.1) este obținută folosind datele de intrare/ieșire ale procesului condus la momentele de timp anterior și curent și are expresia:

$$\hat{\mathbf{F}}(k) = \mathbf{y}(k) - \mathbf{y}(k-1) - \boldsymbol{\alpha} \mathbf{u}(k-1), \quad (2.4.2.2)$$

iar vectorul erorilor de estimare $\boldsymbol{\delta}(k) \in \mathbf{R}^n$ este definit în baza relației:

$$\boldsymbol{\delta}(k) = \mathbf{F}(k) - \hat{\mathbf{F}}(k). \quad (2.4.2.3)$$

Vectorul $\boldsymbol{\delta}(k)$ este considerat ca perturbație neglijabilă în proiectare. Înlocuind legea de reglare $\mathbf{u}(k)$ din relația (2.4.2.1) în modelul local specificat în relația (2.1.2), rezultă ecuația dinamică a SRA în buclă închisă cu algoritmul MFC-LQR [Rom15a]:

$$\mathbf{y}(k+1) = \mathbf{y}(k) - \hat{\mathbf{F}}(k) + \mathbf{y}^*(k+1) - \mathbf{y}^*(k) + \mathbf{F}(k) - \mathbf{u}_a(k). \quad (2.4.2.4)$$

Prin înlocuirea lui $\boldsymbol{\delta}(k)$ din relația (2.4.2.3) în (2.4.2.4) și apoi punerea în evidență a vectorului erorilor de reglare (erorilor de urmărire) $\boldsymbol{\varepsilon}(k) \in \mathbf{R}^n$:

$$\boldsymbol{\varepsilon}(k) = \mathbf{y}^*(k) - \mathbf{y}(k) = [\varepsilon_1(k) \dots \varepsilon_n(k)]^T, \quad (2.4.2.5)$$

$$\varepsilon_1(k) = y_1^*(k) - y_1(k), \varepsilon_n(k) = y_n^*(k) - y_n(k),$$

rezultă ecuația dinamicii erorii de reglare:

$$\boldsymbol{\varepsilon}(k+1) = \mathbf{I}_n \boldsymbol{\varepsilon}(k) + \mathbf{u}_a(k) + \boldsymbol{\delta}(k), \quad (2.4.2.6)$$

în care $\mathbf{I}_n = \text{diag}(1, \dots, 1) \in \mathbf{R}^{n \times n}$ este matricea unitate de ordinul n .

Relația (2.4.2.6) reprezintă ecuația de stare aferentă unui model de stare MIMO decuplat de ordinul n , în care vectorul de stare este vectorul erorilor de reglare $\boldsymbol{\varepsilon}(k)$, iar matricea stărilor și matricea intrărilor sunt egale cu \mathbf{I}_n . Estimata erorii $\boldsymbol{\delta}(k)$ este presupusă ca fiind o perturbație aleatoare. Condițiile inițiale sunt considerate nule fără a afecta cazul general. Variabilele de stare din această abordare sunt direct măsurabile. Perechea formată din matricea stărilor și matricea intrărilor este $(\mathbf{I}_n, \mathbf{I}_n)$ și este stabilă. Relația (2.4.2.6) este utilă deoarece descrie dinamica independentă de modelul real al procesului din relația (2.1.1) sau de modelul local din relația (2.1.2), așadar dinamica descrisă prin relația (2.4.2.6) poate fi considerată ca fiind model-free. În cele ce urmează modelul de stare din relația (2.4.2.6), care descrie dinamica erorii de reglare, va juca rolul de proces condus.

Date fiind relația (2.4.2.6) a dinamicii erorii de reglare și abordarea în timp discret a LQR care în final să asigure convergența erorii de reglare către vectorul nul, este formulată următoarea problemă de optimizare de tip LQR în timp discret:

$$P1: \mathbf{K}_1^* = \arg \min_{\mathbf{K}_1} J_1(\mathbf{K}_1) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N (\boldsymbol{\varepsilon}^T(k) \mathbf{Q} \boldsymbol{\varepsilon}(k) + \mathbf{u}_a^T(k) \mathbf{R} \mathbf{u}_a(k)), \quad (2.4.2.7)$$

în care N este orizontul de timp exprimat ca număr de intervale de eșantionare, $\mathbf{Q} > 0, \mathbf{Q} \in \mathbf{R}^{n \times n}$ și $\mathbf{R} > 0, \mathbf{R} \in \mathbf{R}^{n \times n}$ sunt matrice de ponderare diagonale simetrice pozitiv definite alese de către proiectant, iar $\mathbf{K}_1^* \in \mathbf{R}^{n \times n}$ este valoarea optimală a matricei-compensator (compensatorului stabilizator) $\mathbf{K}_1 \in \mathbf{R}^{n \times n}$, care este calculată

ca soluție a ecuației matriceale recurente Riccati în timp discret. Legea de reglare după stare optimă LQR are expresia:

$$\mathbf{u}_a^*(k) = [u_{a1}^*(k) \dots u_{an}^*(k)]^T = \mathbf{u}_{ap1}^*(k) = -\mathbf{K}_1^* \boldsymbol{\varepsilon}(k). \quad (2.4.2.8)$$

Legea de reglare din relația (2.4.2.8) reprezintă un regulator după stare aferentă erorii de urmărire, adică un regulator dedicat procesului condus modelat în relația (2.4.2.6), în speță un regulator MFC-LQR. Aceeași problemă a fost propusă spre rezolvare în [Rad14] și rezolvată folosind proiectarea bazată pe alocarea poliilor [Rom15a].

Observații privind modelul matematic din relația (2.4.2.6):

- (i) În modelul din relația (2.4.2.6) nu există cuplare între canalele $\varepsilon_1(k)$ și $\varepsilon_2(k)$. Dacă matricele \mathbf{Q} și \mathbf{R} din relația (2.4.2.7) sunt diagonale, rezolvarea problemei de optimizare MIMO LQR din relația (2.4.2.7) revine la rezolvarea unor probleme de optimizare SISO LQR în paralel; matricea \mathbf{K}_1^* va fi diagonală.
- (ii) Modelul din relația (2.4.2.6) este invariant în timp și nu depinde de alegerea perioadei de eșantionare deoarece aceasta nu este reflectată în variantele discretizate ale matricelor de intrare și de stare. Prin urmare, este de așteptat ca performanțele să fie influențate de perioada de eșantionare. Acest lucru va fi analizat în paragraful următor preluat din [Rom15a].

Robustețea reguletoarelor LQR cu reacție după stare date de relația (2.4.2.8) este studiată în literatură (de exemplu, [Saf77]). Cu toate acestea, structura de reglare propusă poate fi afectată de faptul că modelul procesului nu este utilizat în proiectare. Prin urmare, structura de reglare cu algoritm MFC-LQR va fi comparată cu structuri similare de tip model-based control care utilizează regulator cu reacție după stare a erorii de urmărire dat în relația (2.4.2.8). În cele ce urmează sunt prezentate două astfel de reguletoare de tip model-based, obținute ca soluții ale problemelor de optimizare [Rom15a]:

$$P2: \mathbf{K}_2^* = \arg \min_{\mathbf{K}_2} J_2(\mathbf{K}_2) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N (\boldsymbol{\varepsilon}^T(k) \mathbf{Q} \boldsymbol{\varepsilon}(k)), \quad (2.4.2.9)$$

$$P3: \mathbf{K}_3^* = \arg \min_{\mathbf{K}_3} J_3(\mathbf{K}_3) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N (\boldsymbol{\varepsilon}^T(k) \mathbf{Q} \boldsymbol{\varepsilon}(k) + \mathbf{u}_a^T(k) \mathbf{R} \mathbf{u}_a(k)),$$

în care variabilele au aceeași semnificație ca și în problema de optimizare $P1$ din relația (2.4.2.7). Vor fi folosite aceleași seturi de valori pentru matricele \mathbf{Q} și \mathbf{R} . Totuși, problemele de optimizare $P2$ și $P3$ vor fi rezolvate într-o manieră model-based, opusă celei model-free formulată în $P1$.

Structura legilor de reglare utilizate pentru rezolvarea $P2$ și $P3$ este similară celei aferente problemei $P1$ din relația (2.4.2.8) [Rom15a]:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_a^*(k) &= [u_{a1}^*(k) \dots u_{an}^*(k)]^T = \mathbf{u}_{ap2}^*(k) = -\mathbf{K}_2^* \boldsymbol{\varepsilon}(k) \text{ pentru } P2, \\ \mathbf{u}_a^*(k) &= [u_{a1}^*(k) \dots u_{an}^*(k)]^T = \mathbf{u}_{ap3}^*(k) = -\mathbf{K}_3^* \boldsymbol{\varepsilon}(k) \text{ pentru } P3, \end{aligned} \quad (2.4.2.10)$$

în care $\mathbf{u}_a^*(k) \in \mathbf{R}^n$, dar aceasta nu rezultă ca și o consecință naturală a problemei de optimizare ca și în cazul LQR. Modelul matematic neliniar în timp discret al procesului obținut prin discretizarea modelului matematic neliniar în timp continuu din relația (1.3.1) ca realizare invariantă la semnal treaptă ținând seama de prezența elementului de eșantionare și reținere cu perioada de eșantionare (pasul de discretizare) de 0.01s sau 0.001 s, cele două funcții obiectiv J_2 și J_3 vor fi

neliniare în matricele \mathbf{K}_2 respectiv \mathbf{K}_3 . Funcțiile obiectiv de mai sus sunt obținute prin minimizarea sumei pătratelor erorilor pentru fiecare eșantion în parte. Datorită observației (i), este justificată utilizarea unei structuri diagonale atât pentru $\mathbf{K}_2 = \text{diag}(K_2^{11}, \dots, K_2^{nn}) \in \mathbf{R}^{n \times n}$ cât și pentru $\mathbf{K}_3 = \text{diag}(K_3^{11}, \dots, K_3^{nn}) \in \mathbf{R}^{n \times n}$. Întrucât sunt dificil de obținut soluții analitice, problemele de optimizare $P2$ și $P3$ vor fi rezolvate utilizând GSA [Pre12], [Dav13], [Pre13a], [Pre13b], [Pre14a], [Pre15].

Problemele de optimizare $P2$ și $P3$ sunt de fapt aplicate în combinație cu același algoritm MFC specificat în relația (2.4.2.1) care compensează termenul perturbator $\mathbf{F}(k)$. Diferența dintre problemele de optimizare $P2$ și $P3$ constă în penalizarea comenzilor urmărind scopul verificării diferențelor privind robustețea/sensibilitatea celor două SRA în raport cu modificările parametrilor procesului. Cele trei probleme de optimizare vor fi rezolvate în vederea analizei robusteții/sensibilității SRA în paragraful următor.

Structura de reglare MIMO este aplicată în reglarea azimutului și relevmentului utilizând algoritmi MFC. În fig. 2.4.2.1 este prezentată schema bloc a SRA [Rom15a], în care $y_1^*(k)$ și $y_2^*(k)$ sunt referințele (ieșirile modelului de referință) aplicate SRA, $\varepsilon_1(k)$ și $\varepsilon_2(k)$ sunt erorile de reglare (erorile de urmărire), $u_1(k)$ și $u_2(k)$ sunt intrările (comenzile) aplicate procesului, $y_1(k)$ și $y_2(k)$ sunt ieșirile procesului, $\hat{\mathbf{F}}(k) = [\hat{F}_1(k) \ \hat{F}_2(k)]$ este vectorul estimatei lui $\mathbf{F}(k)$ din relația (2.4.2.1), iar $\mathbf{K}_1^* = \text{diag}(K_1^{11*}, K_1^{22*})$, $\mathbf{K}_2^* = \text{diag}(K_2^{11*}, K_2^{22*})$ și $\mathbf{K}_3 = \text{diag}(K_3^{11*}, K_3^{22*})$ după caz este valoarea optimă a matricei-compensator (compensatorului stabilizator) pentru $P1$ conform relației (2.4.2.7), $P2$, respectiv $P3$ conform relației (2.4.2.9), cu precizarea că indicele inferior 1 și indicii superiori 11 corespund reglării azimutului, iar indicele inferior 2 și indicii superiori 22 corespund reglării relevmentului. În locul reguletoarelor MFC este implementată legea de reglare din relația (2.4.2.1) cu $\mathbf{u}_a(k) = \mathbf{u}_a^*(k)$. Vectorul comenzilor suplimentare $\mathbf{u}_a^*(k)$ are aceeași structură pentru toate cele trei probleme de optimizare $P1$, $P2$ și $P3$ și este implementat folosind legile de reglare după stare date de relațiile (2.4.2.8) și (2.4.2.10).

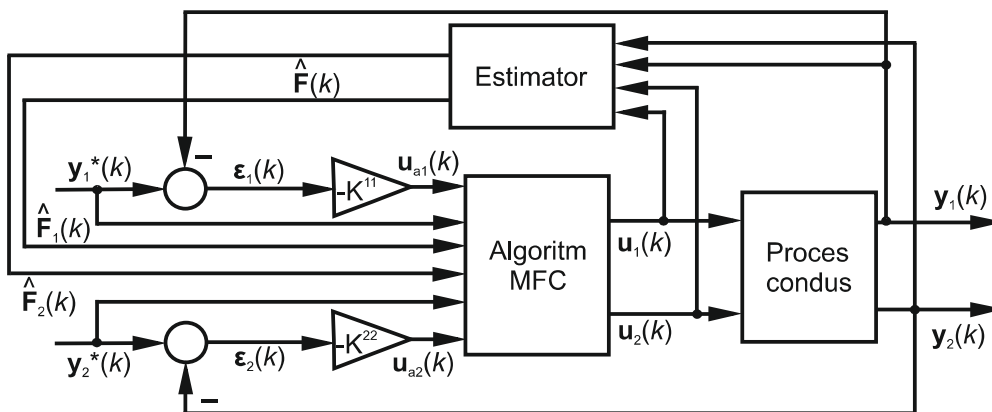


Fig. 2.4.2.1. Schema bloc a SRA cu algoritm MFC.

În baza rezultatelor prezentate în acest paragraf sunt formulate următoarele etape de proiectare a SRA cu algoritm MFC-LQR:

Etapa 2.1. Alegerea valorii parametrului de proiectare $\alpha = \text{diag}(\alpha_1, \dots, \alpha_n) \in \mathbf{R}^{n \times n}$ astfel încât $\Delta \mathbf{y}(k+1) = \mathbf{y}(k+1) - \mathbf{y}(k)$ și $\alpha \mathbf{u}(k)$ să aibă același ordin de mărime.

Etapa 2.2. Alegerea valorilor matricelor de ponderare diagonale simetrice specifice tehnicii LQR $\mathbf{Q} > 0, \mathbf{Q} \in \mathbf{R}^{n \times n}$ și $\mathbf{R} > 0, \mathbf{R} \in \mathbf{R}^{n \times n}$.

Etapa 2.3. Stabilirea valorilor matricelor-compensator (compensatoarelor stabilizatoare) \mathbf{K}_1^* , \mathbf{K}_2^* și \mathbf{K}_3^* prin rezolvarea problemelor de optimizare *P1* conform relației (2.4.2.7) și *P2* respectiv *P3* conform relației (2.4.2.9).

2.4.3. Validarea prin simulare numerică a algoritmilor MFC-LQR

În cadrul acestui paragraf este efectuată validarea prin rezultate de simulare numerică a algoritmilor MFC-LQR sub formă de regulatoare MFC-LQR de azimut și relevment dedicate echipamentului neliniar MIMO de tip TRAS. În continuare sunt prezentate două scenarii de simulare:

- în primul scenariu de simulare perioada de eșantionare este $T_s = 0.01 \text{ s}$ și numărul de eșantioane este $N = 9000$,
- în cel de-al doilea scenariu de simulare sunt utilizate valorile $T_s = 0.001 \text{ s}$ și $N = 90000$.

Referințele au expresia:

$$\begin{aligned} y_1^*(k) &= 0.2 \text{ dacă } k \in [0, 45/T_s], -0.2 \text{ dacă } k \in (45/T_s, 75/T_s] \\ &\text{și } 0.2 \text{ dacă } k \in (75/T_s, 90/T_s], \\ y_2^*(k) &= 0.2 \text{ dacă } k \in [0, 30/T_s], -0.2 \text{ dacă } k \in (30/T_s, 60/T_s] \\ &\text{și } 0.2 \text{ dacă } k \in (60/T_s, 90/T_s]. \end{aligned} \quad (2.4.3.1)$$

Pentru efectuarea unei analize de sensibilitate parametrică a celor trei structuri de SRA corespunzătoare problemelor *P1*, *P2* și *P3*, sunt aplicate modificări de $\pm 10\%$ ale momentului de inerție față de valoarea nominală de $J_v = 0.02421 \text{ kg m}^2$ din relația (1.3.2) cu rol de perturbații parametrice. Sensibilitatea este apreciată prin indicatorul de sensibilitate S exprimat sub forma unui indicator de calitate:

$$S = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left(\frac{y_1(k) - y_{1nd}(k)}{y_{1nd}(k)} \right)^2 + \left(\frac{y_2(k) - y_{2nd}(k)}{y_{2nd}(k)} \right)^2, \quad (2.4.3.2)$$

în care $y_{1nd}(k)$ și $y_{2nd}(k)$ sunt ieșirile reglate (azimutul și respectiv relevmentul), înregistrate din SRA care funcționează folosind legile de reglare optimale pentru valoarea nominală a parametrului J_v , iar $y_1(k)$ și $y_2(k)$ sunt ieșirile reglate înregistrate atunci când este perturbat parametrul J_v . Prin urmare, pentru fiecare SRA va fi măsurat separat câte un indicator de sensibilitate corespunzător problemelor de optimizare *P1*, *P2* și *P3*, cu notațiile S^1 , S^2 și respectiv S^3 . Parametrul J_v este perturbat de 100 de ori [Rom15a].

În primul scenariu de simulare pentru matricile α , \mathbf{Q} și \mathbf{R} au fost alese valorile conform etapelor 2.1 și 2.2:

$$\mathbf{a} = \begin{pmatrix} 1.5157 & 0 \\ 0 & 0.8781 \end{pmatrix}, \mathbf{Q} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \mathbf{R} = \begin{pmatrix} 1226200 & 0 \\ 0 & 47377 \end{pmatrix}, \quad (2.4.3.3)$$

matricea \mathbf{Q} este fixată, apoi matricea \mathbf{R} este modificată de proiectant pentru a rezolva problema $P1$ utilizând soluția staționară pentru problema LQR din relația (2.4.2.7). În problemele de optimizare $P2$ și $P3$ sunt folosite aceleași valori ale matricelor \mathbf{Q} și \mathbf{R} . Problemele de optimizare $P2$ și $P3$ sunt rezolvate folosind GSA cu intervalul $[-0.01, 0.01]$ de căutare a celor patru elemente ale matricelor \mathbf{K}_2^* și \mathbf{K}_3^* . Valorile parametrilor specifici GSA sunt [Dav13]: populația de 100 de agenți, valoarea inițială de 50 a legii exponențiale de descreștere a accelerației gravitaționale, valoarea 5 a parametrului de descreștere a accelerației gravitaționale, valoarea 10^{-6} a parametrului de la numitorul forței gravitaționale și numărul maxim de 50 de iterații.

Soluțiile problemelor de optimizare $P1$, $P2$ și $P3$ sunt obținute parcurgând etapa 2.3 în vederea proiectării regulatorului:

$$\mathbf{K}_1^* = 10^{-4} \begin{pmatrix} 9 & 0 \\ 0 & 45.8 \end{pmatrix}, \mathbf{K}_2^* = 10^{-4} \begin{pmatrix} 9 & 0 \\ 0 & 45.8 \end{pmatrix}, \mathbf{K}_3^* = 10^{-4} \begin{pmatrix} 4.4 & 0 \\ 0 & 36.1 \end{pmatrix}, \quad (2.4.3.4)$$

pentru care au fost obținute următoarele valori ale funcțiilor obiectiv conform [Rom15a]:

$$J_1 = 0.01956, J_2 = 0.00980, J_3 = 0.01503. \quad (2.4.3.5)$$

În fig. 2.4.3.1 sunt prezentate valorile indicatorilor de sensibilitate măsuțați pentru valorile perturbate ale parametrului J_v . În fig. 2.4.3.2 și fig. 2.4.3.3 sunt prezentate rezultate de simulare numerică sub forma răspunsurilor SRA. Au fost introduși indicii inferiori $P1$, $P2$ și $P3$ care sunt folosiți în notațiile semnalelor de ieșire și de comandă pentru a evidenția problemele de optimizare $P1$, $P2$ și $P3$ prin a căror soluționare au fost acordați parametrii reguletoarelor MFC-LQR și LQR.

În cel de-al doilea scenariu de simulare, conform observației (ii) trebuie urmați aceiași pași ca și în cazul primului scenariu de simulare. În acest scenariu de simulare pentru matricele \mathbf{a} , \mathbf{Q} și \mathbf{R} au fost alese valorile conform etapelor 2.1 și 2.2:

$$\mathbf{a} = \begin{pmatrix} 1.5157 & 0 \\ 0 & 0.8781 \end{pmatrix}, \mathbf{Q} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \mathbf{R} = \begin{pmatrix} 340000019 & 0 \\ 0 & 12000000 \end{pmatrix}. \quad (2.4.3.6)$$

Soluțiile ale problemelor de optimizare $P1$, $P2$ și $P3$ sunt obținute parcurgând etapa 2.3 în vederea proiectării algoritmului (regulatorului):

$$\mathbf{K}_1^* = 10^{-5} \begin{pmatrix} 5.42 & 0 \\ 0 & 28.86 \end{pmatrix}, \mathbf{K}_2^* = 10^{-5} \begin{pmatrix} 30.68 & 0 \\ 0 & 42.37 \end{pmatrix}, \mathbf{K}_3^* = 10^{-5} \begin{pmatrix} 2.43 & 0 \\ 0 & 15.01 \end{pmatrix}, \quad (2.4.3.7)$$

pentru care au fost obținute următoarele valori ale funcțiilor obiectiv conform [Rom15a]:

$$J_1 = 0.047955, J_2 = 0.022953, J_3 = 0.033445. \quad (2.4.3.8)$$

Rulând din nou simulările în cel de-al doilea scenariu, în aceleași condiții, au fost obținute valorile indicatorilor de sensibilitate prezentate în fig. 2.4.3.4. În fig. 2.4.3.5 și fig. 2.4.3.6 sunt prezentate rezultate de simulare numerică sub forma răspunsurilor SRA.

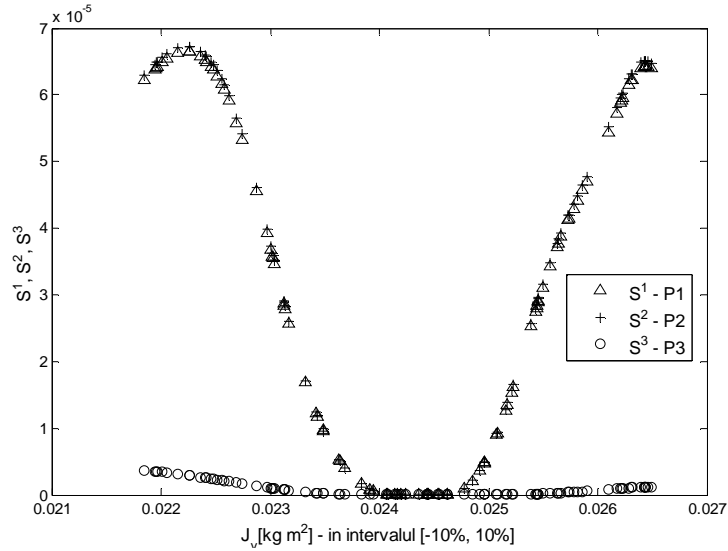


Fig. 2.4.3.1. Dependența indicatorilor de sensibilitate S^1 , S^2 , S^3 de parametrul J_v pentru SRA cu regatoare MFC-LQR și LQR acordate prin soluționarea problemelor de optimizare $P1$, $P2$ și $P3$ folosind perioada de eșantionare $T_s = 0.01$ s.

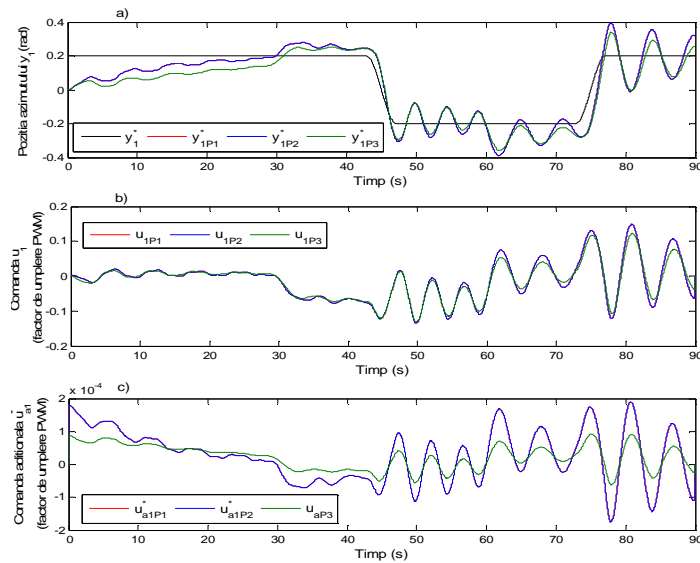


Fig. 2.4.3.2. Răspunsurile SRA cu regatoare MFC-LQR și LQR de azimut acordate prin soluționarea problemelor de optimizare $P1$, $P2$ și $P3$: a) ieșirile pentru $P1$, $P2$ și $P3$; y_1^* (negru) este traiectoria referinței; b) comanda u_1 din relația (2.4.2.1) pentru $P1$, $P2$ și $P3$; c) comanda suplimentară u_{a1}^* din relațiile (2.4.2.8) și (2.4.2.10) pentru $P1$, $P2$ și $P3$.

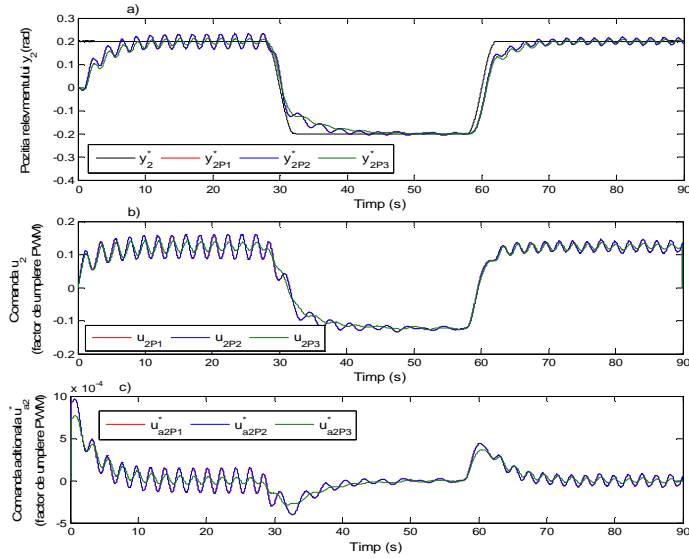


Fig. 2.4.3.3. Răspunsurile SRA cu regatoare MFC-LQR și LQR de relevment acordate prin soluționarea problemelor de optimizare $P1$, $P2$ și $P3$: a) ieșirile pentru $P1$, $P2$ și $P3$; y_2^* (negru) este traiectoria referinței; b) comanda u_2 din relația (2.4.2.1) pentru $P1$, $P2$ și $P3$; c) comanda suplimentară u_{a2}^* din relațiile (2.4.2.8) și (2.4.2.10) pentru $P1$, $P2$ și $P3$.

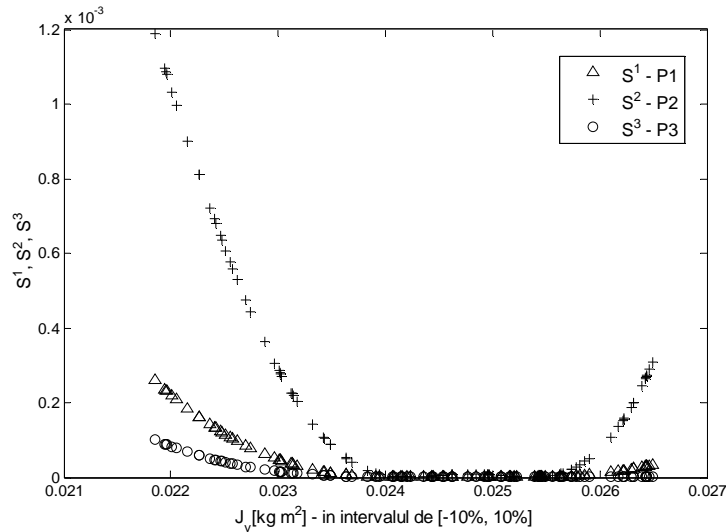


Fig. 2.4.3.4. Dependența indicatorilor de sensibilitate S^1 , S^2 , S^3 de parametrul J_v pentru SRA cu regatoare MFC-LQR și LQR acordate prin soluționarea problemelor de optimizare $P1$, $P2$ și $P3$ folosind perioada de eșantionare $T_s = 0.001$ s.

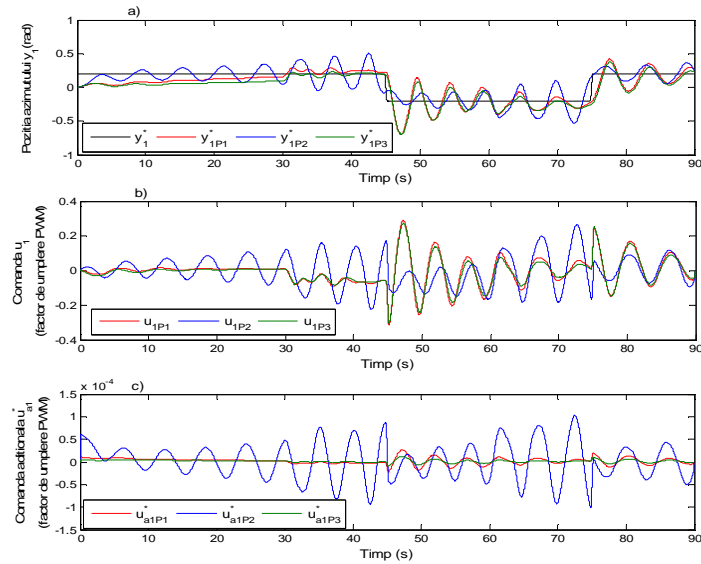


Fig. 2.4.3.5. Răspunsurile SRA cu reglatoare MFC-LQR și LQR de azimut acordate prin soluționarea problemelor de optimizare $P1$, $P2$ și $P3$: a) ieșirile pentru $P1$, $P2$ și $P3$; y_1^* (negru) este traiectoria referinței; b) comanda u_1 din relația (2.4.2.1) pentru $P1$, $P2$ și $P3$; c) comanda suplimentară u_{a1}^* din relațiile (2.4.2.8) și (2.4.2.10) pentru $P1$, $P2$ și $P3$.

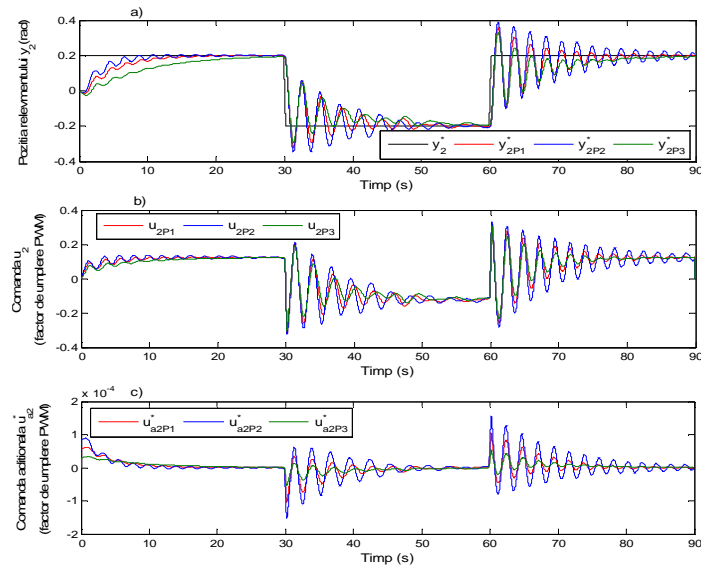


Fig. 2.4.3.6. Răspunsurile SRA cu reglatoare MFC-LQR și LQR de relevment acordate prin soluționarea problemelor de optimizare $P1$, $P2$ și $P3$: a) ieșirile pentru $P1$, $P2$ și $P3$; y_2^* (negru) este traiectoria referinței; b) comanda u_2 din relația (2.4.2.1) pentru $P1$, $P2$ și $P3$; c) comanda suplimentară u_{a2}^* din relațiile (2.4.2.8) și (2.4.2.10) pentru $P1$, $P2$ și $P3$.

În primul scenariu de simulare, în care perioada de eşantionare este $T_s = 0.01\text{ s}$, răspunsurile SRA cu regulatoare acordate prin soluţionarea problemelor de optimizare $P1$ şi $P2$ sunt asemănătoare cu toate că proiectarea structurii LQR pentru $P1$ nu conţine informaţii despre modelul matematic al procesului în timp ce $P2$ este rezolvată pe bază de model. Penalizarea semnalului de comandă din $P1$ nu are un efect puternic asupra performanţelor, însă răspunsul corespunzător problemei $P3$ arată că atunci când rezolvarea problemelor de optimizare este efectuată utilizând modelul matematic al procesului şi când este adunată comanda ponderată, conduce la comenzi şi ieşiri mai line, după cum este ilustrat în fig. 2.4.3.2 şi fig. 2.4.3.3. Dependenţa indicatorilor de sensibilitate de variaţiile parametrice aferente procesului real arată că SRA proiectate prin soluţionarea problemelor $P1$ şi $P2$ se comportă asemănător, iar $P3$ conduce la structura cu sensibilitatea cea mai mică. Conform [Rom15a], s-a ajuns la concluzia că incluzând penalizarea pătratului comenzii şi modelul procesului în problema $P3$, prin soluţionarea acesteia se ajunge la sistemul cu cea mai bună sensibilitate parametrică.

În cel de-al doilea scenariu de simulare, în care este folosită o perioadă de eşantionare mai mică, $T_s = 0.001\text{ s}$, sensibilitatea celor trei SRA este mai slabă cu două ordine de mărime, în speţă este manifestată prin creşterea valorilor lui S conform datelor prezentate în fig. 2.4.3.1 şi fig. 2.4.3.4. Această observaţie este susţinută de răspunsurile în timp, care sunt mult mai oscilante decât în primul scenariu. Sensibilitatea structurii $P1$ este foarte asemănătoare cu cea corespunzătoare structurii $P3$, care este opusul comportamentului observat în primul scenariu. Răspunsurile ilustrează că SRA cu regulatoare acordate prin soluţionarea problemelor $P1$ şi $P3$ au comportament asemănător. Cea mai sensibilă structură din acest caz este $P2$. În concluzie, pentru o perioadă de eşantionare de valoare mai mică, adunarea unei comenzi sub formă pătratică ponderată este mult mai importantă decât includerea informaţiei despre model [Rom15a].

Cu toate că soluţia LQR din problema $P1$ nu a inclus nici o informaţie despre procesul condus, aceasta nu este cea mai sensibilă structură. Acest aspect indică faptul că penalizarea comenzii nu are efect în proiectare.

În cel de-al doilea scenariu, indicatorii de sensibilitate S aferenţi structurilor $P1$ şi $P2$ încep să descrească la limitele intervalului de variaţie acceptat pentru J_v (fig. 2.4.3.4). Totuşi concluziile pot fi diferite în funcţie de alte funcţii obiectiv luate în considerare [Pre12], [Zen13], [Que13], [Vol14].

2.5. Tehnica hibridă Model-Free Control-Virtual Reference Feedback Tuning (MFC-VRFT)

2.5.1. Motivaţia tehnicii MFC-VRFT

Conform celor prezentate în subcapitolul 2.2, un mare dezavantaj al algoritmilor de reglare dezvoltati pe baza tehnicii MFC este acela că pot avea după caz foarte mulţi parametri de acordat, iar acordarea acestora este dificilă în lipsa unor paşi pentru acordarea parametrilor. Marele avantaj al algoritmilor MFC constă în faptul că pentru acordarea parametrilor este nevoie de datele de intrare/ieşire ale procesului condus măsurate în timp real, o aproximare liniară online a procesului şi

un estimator pentru actualizarea aproximării liniare. Un alt avantaj dovedit în [Rad14], [Rom16a] și [Rom16b] este garantarea stabilității SRA în cazul în care sunt îndeplinite anumite condiții de tip inegalitate.

Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT) este o tehnică de acordare de tip data-driven, în care sunt măsurate datele de intrare/ieșire aferente procesului necunoscut în buclă deschisă, iar cu ajutorul acestora sunt calculați parametrii regulatorului. Marele dezavantaj al VRFT este acela că nu garantează stabilitatea SRA.

În cele ce urmează sunt prezentate câteva abordări, structuri și aplicații ale tehnicii VRFT. În [Cam02] este propusă pentru prima dată tehnica VRFT pentru sisteme liniare, apoi în [Cam05] și [Cam06] este propusă tehnica VRFT pentru sisteme neliniare. În [Sal05] este propusă o îmbunătățire a tehnicii VRFT pentru sisteme liniare. Tehnica VRFT este combinată cu rețele neuronale în [Esp11], [Wan11] și [Yan16]. În [Nak05], [For12] și [Pas14] este propusă tehnica VRFT pentru sisteme MIMO. În [Pre04] este prezentată aplicarea tehnicii VRFT în probleme de reglare a unei proteze medicale pentru genunchi. În [For13] este propusă o structură de reglare automată în cascadă formată dintr-un regulator MFC și unul VRFT; structura este aplicată pe modelul de simulare a unei motociclete, însă doar parametrii regulatorului PI sunt determinați prin VRFT, nu și cei specifici MFC. În [Wan15b] este acordat optimal modelului de referință specific VRFT pe baza unui algoritm de optimizare inspirat din natură. În [Pan16] este efectuată validarea experimentală a tehnicii VRFT pe un quadrotor. În [Roj12] este aplicată tehnica VRFT pe modelul de simulare a unei stații de tratare a apei menajere. În [Fih16] este prezentată o aplicație a tehnicii VRFT pe un proces de fază neminiată, cu validare experimentală. În [Ral16] este propusă combinarea tehnicii VRFT cu o tehnică de regularizare de tip Bayes. În [Wan17c] este efectuată o analiză statistică asimptotică a tehnicii VRFT. În [Rad16] și [Rad17] sunt dezvoltate și validate pe TRAS variante de combinare a tehnicii VRFT cu o tehnică de învățare de tip reinforcement Q-learning.

Având în vedere că MFC și VRFT au caracteristici complementare, cele două tehnici au fost combinate în [Rom16a] pentru a beneficia de avantajele ambelor tehnici. Noua tehnică rezultată este abreviată MFC-VRFT.

2.5.2. Introducere în tehnica VRFT

Formularea VRFT în cazul sistemelor neliniare este bazată pe urmărirea de către ieșirea SRA (procesului condus în buclă închisă) a ieșirii unui model de referință liniar sau neliniar. VRFT pentru sisteme neliniare folosește un singur experiment în buclă deschisă, în care un semnal cu o gamă largă de frecvențe este aplicat ca și intrare a procesului neliniar stabil, apoi semnalele de intrare/ieșire sunt măsurate urmând să fie folosite în determinarea parametrilor regulatorului [Cam05], [Cam06], [Yan16], [Roma16a], [Rom16c], [Rom16d].

Pentru urmărirea modelului de referință, în VRFT pentru sisteme neliniare este utilizată funcția obiectiv [Yan16]:

$$J_{MR}(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{k=1}^N \|\mathbf{y}_{\boldsymbol{\theta}}(k) - \mathbf{y}^d(k)\|^2, \quad (2.5.2.1)$$

cu $\mathbf{y}_{\boldsymbol{\theta}}(k) \in \mathbf{R}^n$ și $\mathbf{y}^d(k) \in \mathbf{R}^n$, în care vectorul ieșirilor procesului neliniar $\mathbf{y}_{\boldsymbol{\theta}}(k+1) \in \mathbf{R}^n$ este obținut din modelul:

$$\mathbf{y}_\theta(k+1) = \mathbf{f}(\mathbf{y}_\theta(k), \dots, \mathbf{y}_\theta(k-n_y), \mathbf{u}_\theta(k), \dots, \mathbf{u}_\theta(k-n_u)), \quad (2.5.2.2)$$

care reprezintă modelul local prezentat în relația (2.1.2), în care $\mathbf{f} : \mathbf{R}^{n(n_u+n_y+2)} \rightarrow \mathbf{R}^n$ este o funcție neliniară vectorială necunoscută de variabilă vectorială, vectorul comenzilor $\mathbf{u}_\theta(k) \in \mathbf{R}^n$ este elaborat de regulatorul neliniar, cu structură fixată, numit regulator VRFT, $\boldsymbol{\theta} \in \mathbf{R}^{n_{oc}}$ este vectorul parametrilor regulatorului VRFT, în care n_{oc} reprezintă numărul parametrilor regulatorului VRFT, u_c și e_c sunt ordinele maxime de întârziere, cunoscute, aferente comenzii și respectiv erorii de reglare și $\mathbf{e}(k) \in \mathbf{R}^n$ vectorul erorilor de reglare (erorilor de urmărire), $\mathbf{C}_\theta : \mathbf{R}^{n(n_{uc}+n_{ec}+1)+n_{oc}} \rightarrow \mathbf{R}^n$ este o funcție neliniară vectorială de variabilă vectorială, iar vectorul comenzilor este obținut din modelul:

$$\mathbf{u}_\theta(k) = \mathbf{C}_\theta(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{u}_\theta(k-1), \dots, \mathbf{u}_\theta(k-n_{uc}), \mathbf{e}(k), \dots, \mathbf{e}(k-n_{ec})), \quad (2.5.2.3)$$

iar pentru regulatorul neliniar VRFT este utilizată următoarea notație simplificată în cazul particular $u_c=1$ și $e_c=0$, cu $\mathbf{C}_\theta : \mathbf{R}^{2n+n_{oc}} \rightarrow \mathbf{R}^n$:

$$\mathbf{u}_\theta(k) = \mathbf{C}_\theta(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{u}_\theta(k-1), \mathbf{e}(k)). \quad (2.5.2.4)$$

Vectorul erorilor de reglare (erorilor de urmărire) are expresia:

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{r}(k) - \mathbf{y}_\theta(k), \quad (2.5.2.5)$$

în care $\mathbf{r}(k)$ este vectorul referințelor aplicat SRA, iar vectorul ieșirilor dorite $\mathbf{y}^d(k)$ este obținut după cum urmează din modelului de referință neliniar \mathbf{m} de ordinul y_m și r_m selectat de către proiectantul SRA:

$$\mathbf{y}^d(k) = \mathbf{m}(\mathbf{y}^d(k-1), \dots, \mathbf{y}^d(k-n_{y_m}), \mathbf{r}(k-1), \dots, \mathbf{r}(k-n_{r_m})). \quad (2.5.2.6)$$

Conform relației (2.5.2.6), $\mathbf{m} : \mathbf{R}^{n(n_{y_m}+n_{r_m}+2)} \rightarrow \mathbf{R}^n$ este o funcție neliniară vectorială de variabilă vectorială. Privită ca matrice, este presupus că \mathbf{m} este nesingulară [Rom16a], [Rom16c], [Rom16d].

În dezvoltarea VRFT este acceptat faptul că perechile de date de intrare/ieșire $\{\mathbf{u}(k), \mathbf{y}(k)\}$, cu $k = 0..N$, sunt disponibile prin măsurare din procesul în buclă deschisă. În continuare este calculat vectorul referințelor virtuale $\bar{\mathbf{r}}(k)$:

$$\bar{\mathbf{r}}(k) = \mathbf{m}^{-1}(\mathbf{y}(k)), \quad (2.5.2.7)$$

astfel încât ieșirea modelului de referință și ieșirea procesului în buclă închisă să aibă traiectorii similare. Rezultatul impunerii notației $\mathbf{m}^{-1}(\mathbf{y}(k))$ este vectorul referințelor virtuale $\bar{\mathbf{r}}(k)$, care este impus ca intrare a lui \mathbf{m} și astfel rezultă $\mathbf{y}(k)$.

Vectorul erorilor de reglare (erorilor de urmărire) virtuale are expresia:

$$\bar{\mathbf{e}}(k) = \bar{\mathbf{r}}(k) - \mathbf{y}(k). \quad (2.5.2.8)$$

Regulatorul VRFT funcționează cu vectorul intrărilor $\bar{\mathbf{e}}(k)$ și elaborează vectorul comenzilor $\mathbf{u}_\theta(k)$ urmărind obiectivul de urmărire a modelului de referință. Parametrii acestui regulator sunt calculați astfel încât să asigure minimizarea funcției obiectiv [Yan16]:

$$J_{VRFT}(\boldsymbol{\theta}) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \|\mathbf{C}_\theta(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{u}_\theta(k-1), \bar{\mathbf{e}}(k)) - \mathbf{u}_\theta(k)\|^2. \quad (2.5.2.9)$$

În cazul VRFT SISO este necesar un filtru variant în timp pentru a obține valori aproximativ egale ale funcțiilor obiectiv $J_{MR}(\boldsymbol{\theta})$ și $J_{VRFT}(\boldsymbol{\theta})$. Funcțiile obiectiv de mai sus sunt obținute prin minimizarea sumei pătratelor erorilor pentru fiecare eșantion în parte. Conform [Yan16], în cazul VRFT MIMO nu este necesar un astfel

de filtru. Pot fi obținute valori ale celor două funcții obiectiv în cazul reguletoarelor cu număr mare de parametri cum sunt, de exemplu, rețelele neuronale artificiale [Yan16], [Esp11]. În lucrările [Roma16a], [Rom16c], [Rom16d] sunt prezentate detalii privind particularizarea rezultatelor din acest paragraf în cazul tehnicii neliniare VRFT SISO.

În paragrafele 2.5.3 și 3.5.3 sunt dezvoltate tehnicile hibride MFC-VRFT, respectiv MFAC-VRFT utilizând tehnica VRFT în acordarea parametrilor algoritmilor MFC și MFAC. În subcapitolul 4.2 este realizată validarea tehnicii VRFT pe echipamentul de tip TRAS cu două grade de libertate având două intrări și două ieșiri, în cazul SISO când $n=1$ și în cazul MIMO când $n=2$.

2.5.3. Algoritmi MFC-VRFT

În acest paragraf este prezentată dezvoltarea algoritmilor MFC-VRFT, în speță cum poate fi utilizată tehnica VRFT în determinarea parametrilor algoritmilor MFC cu componentă P, adică a reguletoarelor iP. Pornind de la legea de reglare a algoritmului MFC din relația (2.3.1), prin înlocuirea vectorului $\varepsilon(k) \in \mathbf{R}^n$ al erorii de reglare din relația (2.3.5) rezultă forma echivalentă [Rom16a], [Rom17c]:

$$\mathbf{u}(k) = \boldsymbol{\alpha}^{-1}[-\hat{\mathbf{F}}(k) + \mathbf{y}^*(k+1) - \mathbf{y}^*(k) - \mathbf{K}_p(\mathbf{y}^*(k) - \mathbf{y}(k))]. \quad (2.5.3.1)$$

Înlocuind estimata $\hat{\mathbf{F}}(k) \in \mathbf{R}^n$ a lui $\mathbf{F}(k)$ din relația (2.3.2) în relația (2.5.3.1), este obținută o nouă variantă a legii de reglare:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(k) = \boldsymbol{\alpha}^{-1}[\boldsymbol{\alpha} \mathbf{u}(k-1) + \mathbf{y}^*(k+1) - \mathbf{y}^*(k) - \mathbf{y}(k) + \mathbf{y}(k-1) \\ - \mathbf{K}_p(\mathbf{y}^*(k) - \mathbf{y}(k))], \end{aligned} \quad (2.5.3.2)$$

în care $\mathbf{y}(k) \in \mathbf{R}^n$ este vectorul de ieșire a procesului din relația (2.3.4), $\mathbf{y}^*(k) \in \mathbf{R}^n$ este vectorul referințelor (ieșirilor modelului de referință), $\boldsymbol{\alpha}$ este o matrice, de valoare constantă, aleasă de către proiectantul de SRA (în acest caz este considerată a fi fixată dar poate fi văzută ca un set de parametri de acordare), iar \mathbf{K}_p este o matrice pătratică.

Înlocuind vectorul erorilor de reglare din relația (2.3.5) în expresia legii de reglare din relația (2.5.3.2), adunând și scăzând $\mathbf{y}(k)$ și $\mathbf{y}^*(k-1)$, relația (2.5.3.2) devine [Rom16a], [Rom17c]:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(k) = \mathbf{u}(k-1) + \boldsymbol{\alpha}^{-1}[(-\mathbf{I} - \mathbf{K}_p)\boldsymbol{\varepsilon}(k) - \boldsymbol{\varepsilon}(k-1) + \mathbf{y}^*(k+1) \\ - 2\mathbf{y}(k) + \mathbf{y}^*(k-1)]. \end{aligned} \quad (2.5.3.3)$$

Matricea $\mathbf{K}_p = \text{diag}(K_{p1}, \dots, K_{pn}) \in \mathbf{R}^{n \times n}$ este organizată sub formă de vector coloană al elementelor nenule:

$$\boldsymbol{\theta}_1 = [K_{p1} \ K_{p2} \ \dots \ K_{pn}]^T \in \mathbf{R}^n \quad (2.5.3.4)$$

urmând a fi utilizată cu notația suplimentară $\boldsymbol{\theta}_1 \in \mathbf{R}^n$ ca vector al parametrilor de acordare. Matricea $\boldsymbol{\alpha} = \text{diag}(\alpha_1, \dots, \alpha_n) \in \mathbf{R}^{n \times n}$ este de asemenea organizată sub formă de vector coloană al elementelor nenule:

$$\boldsymbol{\Lambda}_{MFC} = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \dots \ \alpha_n]^T \in \mathbf{R}^n \quad (2.5.3.5)$$

urmând a fi utilizată în notația suplimentară:

$$\boldsymbol{\theta}_2 = [(\boldsymbol{\theta}_2^1)^T \ (\boldsymbol{\theta}_2^2)^T \ (\boldsymbol{\theta}_2^3)^T \ (\boldsymbol{\theta}_2^4)^T]^T = [\boldsymbol{\Lambda}_{MFC}^T \ \mathbf{y}^{*T}(k-1) \ \mathbf{y}^{*T}(k+1) \ \mathbf{y}(k)^T]^T \in \mathbf{R}^{4n} \quad (2.5.3.6)$$

aferentă vectorului $\theta_2 \in \mathbf{R}^{4n}$ al parametrilor neabordabili. Apoi relația (2.5.3.3) este adusă sub forma recurentă:

$$\mathbf{u}(k) = \mathbf{g}(\boldsymbol{\varepsilon}(k), \boldsymbol{\varepsilon}(k-1), \mathbf{u}(k-1), \boldsymbol{\theta}_1, \boldsymbol{\theta}_2), \quad (2.5.3.7)$$

în care $\mathbf{g}: \mathbf{R}^{8n} \rightarrow \mathbf{R}^n$ este o funcție neliniară vectorială de variabilă vectorială cu expresia:

$$\begin{aligned} \mathbf{g}(\boldsymbol{\varepsilon}(k), \boldsymbol{\varepsilon}(k-1), \mathbf{u}(k-1), \boldsymbol{\theta}_1, \boldsymbol{\theta}_2) = & \mathbf{u}(k-1) + ((\boldsymbol{\theta}_2^1)^T)^{-1} [(-\mathbf{I} - \boldsymbol{\theta}_1) \boldsymbol{\varepsilon}(k) - \boldsymbol{\varepsilon}(k-1) \\ & + (\boldsymbol{\theta}_2^3)^T + (\boldsymbol{\theta}_2^2)^T - 2(\boldsymbol{\theta}_2^4)^T]. \end{aligned} \quad (2.5.3.8)$$

Prin urmare, funcția neliniară \mathbf{g} este un caz particular de regulator neliniar cu componentă I.

Conform [Rom16a] și [Rom17c], în dezvoltarea algoritmului MFC-VRFT este considerat că vectorul erorilor de reglare (erorilor de urmărire) $\boldsymbol{\varepsilon}(k)$ specific MFC este echivalent cu vectorul erorilor virtuale $\bar{\boldsymbol{e}}(k)$ specific VRFT, din modelul matematic neliniar (2.5.2.3) al regulatorului VRFT, în care $\boldsymbol{\theta} = [\boldsymbol{\theta}_1^T \ \boldsymbol{\theta}_2^T]^T \in \mathbf{R}^{5n}$ este vectorul extins al parametrilor regulatorului MFC-VRFT, iar vectorul referințelor virtuale $\bar{\mathbf{r}}(k)$ din cadrul algoritmului VRFT este considerat echivalent cu vectorul referințelor $\mathbf{y}^*(k)$ din cadrul algoritmului MFC. Prin urmare, va fi efectuată acordarea parametrilor regulatorului MFC din cadrul SRA printr-un algoritm VRFT în baza relațiilor următoare între parametri și variabilele din cazul algoritmului VRFT prezentat în acest paragraf și cel general al algoritmului VRFT din paragraful 2.5.2:

$$\begin{aligned} n_{oc} \text{ din cazul VRFT} &= n \text{ din cazul MFC-VRFT,} \\ \boldsymbol{\theta} \text{ din cazul VRFT} &= \boldsymbol{\theta}_1 \text{ din cazul MFC-VRFT,} \\ \bar{\boldsymbol{e}}(k) \text{ din cazul VRFT} &= \boldsymbol{\varepsilon}(k) \text{ din cazul MFC-VRFT,} \\ \bar{\mathbf{r}}(k) \text{ din cazul VRFT} &= \mathbf{y}^*(k) \text{ din cazul MFC-VRFT.} \end{aligned} \quad (2.5.3.9)$$

În fig. 2.5.3.1 este prezentată structura SRA cu algoritm MFC-VRFT. Altfel spus, structura conține un regulator MFC ai cărui parametri sunt acordați printr-un algoritm VRFT. În fig. 2.5.3.1 $\hat{\mathbf{F}}(k)$ este vectorul estimatei lui $\mathbf{F}(k)$ specific algoritmului MFC definit în relația (2.3.2), iar $\mathbf{m}^{-1}(z)$ este inversa matricei de transfer aferente modelului de referință în timp discret specific tehnicii VRFT.

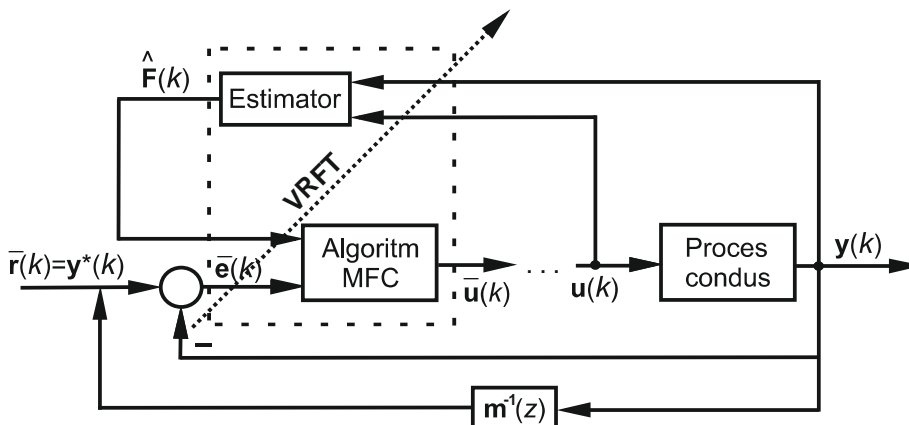


Fig. 2.5.3.1. Structura sistemului de reglare automată cu algoritm MFC-VRFT.

Structura relației (2.5.3.3) sugerează că legea de reglare este formată din trei regulatoare liniare MIMO, fiecare având o componentă de tip integrator, primul, cu matricea de transfer $\mathbf{H}_{C1}(z)$, de la vectorul referințelor $\mathbf{y}^*(k)$ la vectorul comenzilor $\mathbf{u}(k)$, cel de-al doilea, cu matricea de transfer $\mathbf{H}_{C2}(z)$, de la $\mathbf{e}(k)$ la $\mathbf{u}(k)$ și cel de-al treilea, cu matricea de transfer $\mathbf{H}_{C3}(z)$, de la $\mathbf{y}(k)$ la $\mathbf{u}(k)$. Primul regulator este caracterizat prin matricea de transfer necauzală discretă [Rom16a]:

$$\mathbf{H}_{C1}(z) = \frac{(z + z^{-1})}{(1 - z^{-1})} \boldsymbol{\alpha}^{-1}, \quad (2.5.3.10)$$

cel de-al doilea prin matricea de transfer:

$$\mathbf{H}_{C2}(z) = \frac{-1}{1 - z^{-1}} \boldsymbol{\alpha}^{-1} (\mathbf{I} + \mathbf{K}_p + z^{-1} \mathbf{I}), \quad (2.5.3.11)$$

echivalentă cu un regulator PI MIMO, iar cel de-al treilea prin matricea de transfer:

$$\mathbf{H}_{C3}(z) = \frac{-2}{(1 - z^{-1})} \boldsymbol{\alpha}^{-1}. \quad (2.5.3.12)$$

În practică, implementarea cauzală include valorile lui $\mathbf{y}^*(k)$ până la eșantionul curent. În [Rom16a] este utilizat un algoritm VRFT liniar pentru acordarea parametrilor algoritmului MFC datorită compensării dinamicii procesului neliniar necunoscut.

În fig. 2.5.3.2 este prezentată structura echivalentă a SRA cu regulator MFC descrisă prin relațiile (2.5.3.10)-(2.5.3.12), $\mathbf{E}(k)$ este vectorul erorii modelului de referință:

$$\mathbf{E}(k) = \mathbf{y}(k) - \mathbf{y}^d(k) \in \mathbf{R}^n. \quad (2.5.3.13)$$

$\mathbf{y}^d(k) = \mathbf{m}^{-1}(z) \cdot \mathbf{y}^*(k)$, $\mathbf{y}^d(k) \in \mathbf{R}^n$ este ieșirea modelului de referință specific VRFT și ales de către proiectant.

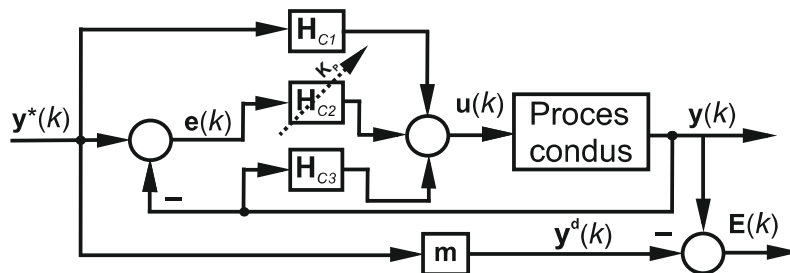


Fig. 2.5.3.2. Structura sistemului de reglare automată cu algoritm MFC liniar echivalent.

În baza rezultatelor prezentate în acest paragraf sunt formulate următoarele **etape de proiectare a SRA cu algoritm MFC-VRFT:**

Etapa 3.1. Alegerea valorii parametrului de proiectare $\boldsymbol{\alpha} = \text{diag}(\alpha_1, \dots, \alpha_n) \in \mathbf{R}^{n \times n}$ astfel încât $\Delta \mathbf{y}(k+1) = \mathbf{y}(k+1) - \mathbf{y}(k)$ și $\boldsymbol{\alpha} \mathbf{u}(k)$ să aibă același ordin de mărime.

Etapa 3.2. Alegerea unor semnale inițiale $\mathbf{u}(k) \in \mathbf{R}^n$ cu o gamă largă de frecvențe specifice VRFT care să fie aplicate procesului condus în buclă deschisă pentru a colecta perechile de date de intrare/ieșire $\{\mathbf{u}(k), \mathbf{y}(k)\} \in \mathbf{R}^n$.

Etapa 3.3. Alegerea modelului de referință $\mathbf{m} \in \mathbf{R}^n$ care duce la vectorul referințelor virtuale $\bar{\mathbf{r}}(k) \in \mathbf{R}^n$ conform relației (2.5.2.7) astfel încât ieșirea modelului de referință și ieșirea procesului în buclă închisă să aibă traiectorii similare.

Etapa 3.4. Obținerea valorii $\theta_1 \in \mathbf{R}^n$ a vectorului parametrilor de acordare ținând seama de condițiile de stabilitate din relația (2.3.9) prin rezolvarea problemei de optimizare din relația (2.5.2.9).

În paragraful următor este realizată validarea tehnicii hibride MFC-VRFT pe echipamentul de tip TRAS cu două grade de libertate având două intrări și două ieșiri.

2.5.4. Validarea prin simulare numerică a algoritmilor MFC-VRFT

Atât algoritmi MFC cât și algoritmi MFC-VRFT sunt validați prin simulări numerice bazate pe modelul matematic neliniar în timp discret al TRAS obținut prin discretizarea modelului matematic neliniar în timp continuu din relația (1.3.1) ca realizare invariantă la semnal treaptă ținând seama de prezența elementului de eșantionare și reținere cu perioada de eșantionare (pasul de discretizare) de 0.01 s. Pentru evidențierea performanțelor algoritmilor MFC-VRFT, sunt propuse două abordări:

- (1) o abordare indirectă de calcul al parametrilor, în care sunt folosiți algoritmi VRFT în minimizarea funcției obiectiv din relația (2.5.2.9) și
- (2) o abordare directă de calcul al parametrilor, în care este utilizat GSA împreună cu modelul procesului în minimizarea funcțiilor obiectiv următoare în cazul MIMO [Rom16a].

$$\theta_1^* = \arg \min_{\theta_1} J(\theta_1), J_E(\theta_1) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (E_1^2(k, \theta_1) + E_2^2(k, \theta_1)), \quad (2.5.4.1)$$

în care $\theta_1 = [K_{p1} \ K_{p1}]^T \in \mathbf{R}^{2 \times 1}$ este vectorul parametrilor de acordare ai algoritmilor MFC-VRFT, θ_1^* este vectorul parametrilor optimali (de acordare) ai algoritmilor MFC-VRFT, iar J_E este suma pătratelor vectorului erorii modelului de referință $\mathbf{E}(k)$:

$$\mathbf{E}(k) = \mathbf{y}(k) - \mathbf{y}^d(k) = [E_1(k) \ E_2(k)]^T, \quad (2.5.4.2)$$

în care vectorul referințelor $\mathbf{y}^d(k) = \mathbf{m}^{-1}(z) \cdot \mathbf{y}^*(k)$ este obținut ca vector al ieșirilor modelului de referință specific VRFT este ales de către proiectant și care este expresia celor două erori din (2.5.4.1) și (2.5.4.2). Funcția obiectiv de mai sus este obținută prin minimizarea sumei pătratelor erorilor pentru fiecare eșantion în parte.

Pentru ambele abordări, perioada de eșantionare și numărul de eșantionare sunt $T_s = 0.01$ s și respectiv $N = 20000$, iar vectorul referințelor este format din cele două elemente [Rom16a]:

$$\begin{aligned} y_1^*(k) &= 0.17 \sin(0.045 \cdot k) \text{ dacă } k \in (0, 20000], \\ y_2^*(k) &= -0.3 \sin(0.097 \cdot k) \text{ dacă } k \in (0, 8000], \text{ și} \\ &= -0.3 \text{ dacă } k \in (8000, 12500], 0.2 \text{ dacă } k \in (12500, 20000]. \end{aligned} \quad (2.5.4.3)$$

Pentru ambele scenarii de simulare, și anume scenariul MFC și scenariul MFC-VRFT, matricea α aleasă de către proiectantul de SRA conform etapelor 1.1 și 3.1 este $\alpha = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1.2 \end{pmatrix}$.

Parametrii algoritmului MFC-VRFT au fost calculați folosind doar datele de intrare/ieșire măsurate din procesul condus obținute parcurgând etapa 3.2 și rezolvând problema de optimizare din relația (2.5.2.9) utilizând GSA [Dav13], [Pre13a], [Pre13b]. Parametrii algoritmului MFC au fost acordați folosind modelul matematic neliniar de stare aferent TRAS MIMO și rezolvând problema de optimizare din relația (2.5.4.1) utilizând GSA [Rom16a]. Ambele probleme de optimizare au fost rezolvate considerând regimurile dinamice ale SRA obținute prin aplicarea ca referințe a unui vector al ieșirilor modelului de referință specific VRFT $\mathbf{y}^d(k)$, cu $\mathbf{y}^d(k) = \mathbf{m}^{-1}(z) \cdot \mathbf{y}^*(k)$, în care $\mathbf{m}(z)$ este matricea de transfer a modelului de referință și $\mathbf{y}^*(k)$ este vectorul referințelor prezentat în relația (2.5.4.3).

În [Rom16a], [Rom16c], [Rom16d] a fost dovedit faptul că performanțele SRA cu algoritm MFC-VRFT MIMO depind atât de alegerea semnalului inițial cu o gamă largă de frecvențe specifice VRFT, în cazul de față reprezentat dintr-un vector format din două elemente conținând un semnal pseudo-aleator binar (SPAB) aplicat procesului condus în buclă deschisă, cât și de alegerea modelului de referință \mathbf{m} , care, conform [Cam02], [Cam05], [Cam06] și [For12], trebuie să asigure că ieșirea reglată a SRA va fi capabilă să urmărească ieșirea modelului de referință.

Modelul de referință MIMO în timp discret este specificat sub forma matricei de transfer $\mathbf{m}(z) \in \mathbf{R}^{2 \times 2}$ conform etapei 3.3:

$$\mathbf{m}(z) = \begin{pmatrix} 10^{-5} \frac{1.567z^{-1} + 1.567z^{-2}}{1 - 1.999z^{-1} + 0.998z^{-2}} & 0 \\ 0 & 10^{-5} \frac{4.138z^{-1} + 4.135z^{-2}}{1 - 1.998z^{-1} + 0.998z^{-2}} \end{pmatrix} \quad (2.5.4.4)$$

Prin minimizarea funcției obiectiv din relația (2.5.2.9) utilizând GSA au fost obținuți parametrii regulatorului MFC-VRFT MIMO din vectorul θ_1 conform etapei 3.4 în vederea proiectării algoritmului (regulatorului):

$$\theta_1 = [-0.0015712 \quad -0.0038499], \quad (2.5.4.5)$$

pentru care este îndeplinită condiția de stabilitate din relația (2.3.9).

Prin minimizarea funcției obiectiv din relația (2.5.4.1) utilizând GSA au fost obținuți parametrii regulatorului MFC MIMO din vectorul θ_1 conform etapei 1.2 în vederea proiectării regulatorului:

$$\theta_1 = [-0.0017283 \quad -0.0036117]. \quad (2.5.4.6)$$

În tabelul 2.5.4.1 sunt prezentate valorile funcțiilor obiectiv J_E aferente SRA cu regulatoare MFC-VRFT și MFC MIMO. Aceste valori au fost obținute în regimurile dinamice ale SRA obținute prin aplicarea ca referințe a unui vector al ieșirilor modelului de referință specific VRFT $\mathbf{y}^d(k)$.

Tabelul 2.5.4.1.
Valorile funcțiilor obiectiv în cazul MIMO.

	MFC-VRFT	MFC
J_E	0.0056627	0.0056312

În fig. 2.5.4.1 și fig. 2.5.4.2 sunt prezentate rezultate de simulare numerică aferente reglării azimutului și relevmentului în cazul MIMO prin intermediul algoritmilor MFC-VRFT și MFC.

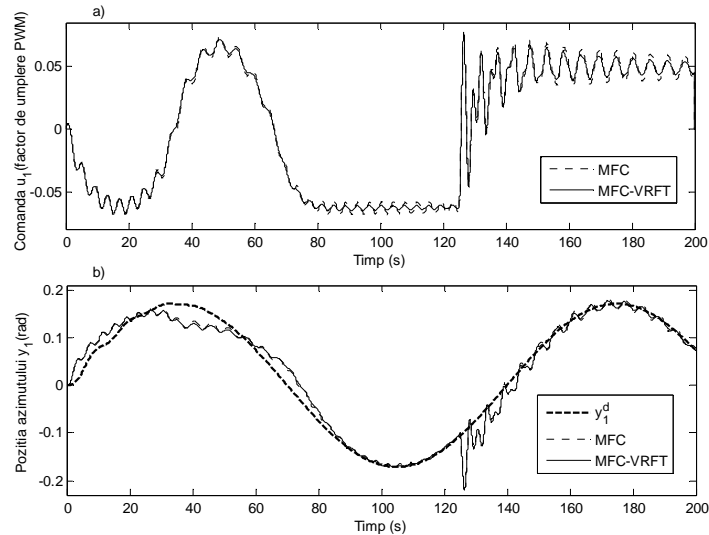


Fig. 2.5.4.1. Rezultate de simulare numerică pentru SRA cu reglatoare MFC-VRFT și MFC MIMO pentru reglarea azimutului.

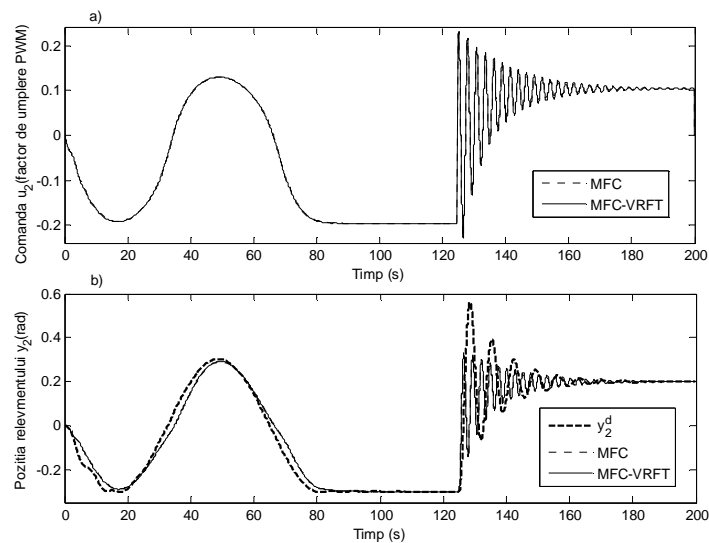


Fig. 2.5.4.2. Rezultate de simulare numerică pentru SRA cu reglatoare MFC-VRFT și MFC MIMO pentru reglarea relevmentului.

2.6. Tehnici hibride Model-Free Control-reglare în regim alunecător (sliding mode control) (Model-Free Sliding Mode Control, MFSMC)

2.6.1. Motivația tehnicilor hibride MFSMC

Reglarea în regim alunecător (sliding mode control, SMC) este o tehnică neliniară relativ ușor de înțeles și de aplicat având avantajul robusteții la modificări ale parametrilor procesului și la perturbații de tip sarcină. În continuare sunt prezentate câteva structuri și aplicații recente ale tehnicii SMC. În [Qia07] este propusă o structură robustă aplicată unei clase de sisteme cu incertitudini. În [Dav05] este dezvoltat un observator SMC de ordinul doi pentru un sistem de tip pendul cu frecare Coulomb. În [Li09] sunt oferite regulatoare SMC și proporțional-derivativ (PD) pentru un motor sincron cu magneți permanenți. În [Lin17] este propusă o structură de reglare SMC bazată pe tehnica aproximării funcționale și aplicată unui servosistem pneumatic. În [Yu06] este propus un regulator SMC adaptiv aplicat în proiectarea sistemelor de reglare a vitezei pentru vehiculele off-road. În [Cor11] și [Sar13] sunt dezvoltate regulatoare SMC utilizate în reglarea TRAS. În [Efi16] este prezentat un regulator SMC pentru sisteme neliniare cu timp mort. În [Pis16] este propus un regulator SMC adaptiv de ordinul al doilea pentru sisteme hibride și testat pe un manipulator cu un singur grad de libertate cu articulație flexibilă și amortizare neglijabilă. SMC adaptiv pentru sistemele cu salt Markovian este testat în [Li16]. În [Son16] este analizată stabilizarea prin SMC a SRA pentru o clasă de sisteme neliniare care includ circuitele Chua. În [Ma16] este propus un regulator SMC cu element integrator dedicat reglării unei clase de sisteme stohastice. În [Cha16b] este propusă combinarea tehnicii SMC cu tehnica de reglare fuzzy la care concluziile regulilor aferente regulatorului fuzzy sunt biliniare. În [Liu14], [Mil13], [Mun16] și [Wan15a] sunt prezentate aplicații ale SMC în timp discret.

Ideea de combinare a tehnicilor data-driven și SMC a apărut datorită unor aplicații care necesită SRA cu performanțe de reglare superioare. În continuare sunt prezentate câteva combinații între tehnicile de tip data-driven și cele de tip SMC. În [Pre14b] este propus un algoritm hibrid iPI MFC-SMC și validat experimental pe un echipament de laborator de tip servosistem. În [Wan15c] este propus un algoritm hibrid inteligent de tip PD (iPD) MFC-SMC și testat prin simulare numerică pe un quadrotor. În [Wan16b] este prezentat un algoritm hibrid MFAC-SMC și testat prin simulare numerică pe un robot de tip exoschelet. În [Che12] este propusă acordarea parametrilor unui regulator SMC prin Iterative Learning Control (ILC) și regulatorul SMC este validat experimental pe un proces rotativ. În [Fan16] este propusă acordarea parametrilor unui regulator SMC prin Adaptive Dynamic Programming; regulatorul SMC este validat prin simulare numerică pe o clasă de procese parțial necunoscute cu perturbații pe intrare. În [Wan03] este analizat și apoi testat prin simulări un regulator SMC adaptiv dedicat unor sisteme neliniare cu timp continuu.

Pornind de la rezultatele publicate în [Pre14b], unde este propusă o tehnică hibridă Model-Free Control-reglare în regim alunecător (sliding mode control), cu denumirea Model-Free Sliding Mode Control și abrevierea MFSMC, și validată experimental pe un echipament de laborator de tip servosistem și de la rezultatele din [Wan15c], unde este dezvoltată o tehnică hibridă MFSMC și testată prin simulare numerică pe un quadrotor, în paragrafele următoare sunt prezentate două tehnici

hibride MFSMC. Ambele tehnici sunt bazate pe garantarea stabilității în sens Lyapunov.

2.6.2. Algoritmi iPI MFC

Forma generală în timp continuu a modelului procesului local de ordinul întâi folosit în proiectarea regulatorului iPI este:

$$\dot{y}(t) = F(t) + \alpha u(t), \quad (2.6.2.1)$$

în care $\dot{y}(t)$ este derivata de ordinul întâi a ieșirii reglate, $u(t)$ este intrarea (comanda) procesului, termenul $F(t)$, care include părțile necunoscute ale modelului procesului și eventuale perturbații, este obținut din datele de intrare/ieșire și este actualizat continuu la fiecare moment de timp t , $\alpha > 0$ este un parametru constant ales de către proiectantul de SRA astfel încât $\dot{y}(t)$ și $\alpha u(t)$ să aibă același ordin de mărime.

Eroarea de reglare (eroarea de urmărire) $e(t)$ este definită sub forma:

$$e(t) = y(t) - y^*(t), \quad (2.6.2.2)$$

în care $y^*(t)$ este referința, eventual ieșirea unui model de referință care descrie comportamentul impus SRA.

Legea de reglare aferentă algoritmului iPI MFC are expresia [Fli13], [Pre17]:

$$u(t) = \frac{1}{\alpha} (-\hat{F}(t) + \dot{y}^*(t) - K_p e(t) - K_I \int_0^t e(\tau) d\tau), \quad (2.6.2.3)$$

în care $\hat{F}(t)$ este estimata lui $F(t)$, K_p și K_I reprezintă componentele proporționale respectiv integrate ale regulatorului PI având următoarea funcție de transfer:

$$C(s) = K_p + \frac{K_I}{s}. \quad (2.6.2.4)$$

Pentru implementarea practică a derivatei de ordinul întâi a ieșirii procesului $\dot{y}(t)$ din relația (2.6.2.1), în [Pre17] este propus un filtru derivativ cu temporizare de ordinul întâi (DT1) având următoarea funcție de transfer:

$$H_{DT1}(s) = \frac{K_{DT1}s}{1 + T_{DT1}s}, \quad (2.6.2.5)$$

în care K_{DT1} este coeficientul de transfer al filtrului și T_{DT1} este constanta de timp de filtrare. Parametrii filtrului DT1 trebuie aleși ca un compromis între reducerea zgomotelor și întârzierile induse de acestea. Filtrul generează (cât mai precis) estimata derivatei de ordinul întâi a ieșirii procesului $\dot{y}(t)$, cu notația $\hat{y}(t)$, ducând la următoarea formă modificată a relației (2.6.2.1):

$$\hat{F}(t) = \hat{y}(t) - \alpha u(t). \quad (2.6.2.6)$$

Filtrul DT1 cu funcția de transfer dată în relația (2.6.2.5) generează variabila $\hat{y}^*(t)$ din relația (2.6.2.3), care este derivata de ordinul întâi a referinței $y^*(t)$.

În fig. 2.6.2.1 este prezentată structura SRA cu algoritm iPI MFC, în care blocul DT1 reprezintă filtrul derivativ cu temporizare de ordinul întâi cu funcția de transfer din relația (2.6.2.5).

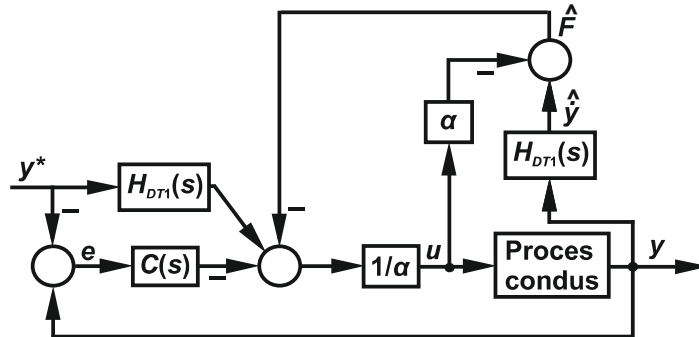


Fig. 2.6.2.1. Schema bloc a SRA cu algoritm iPI MFC.

Eroarea de estimare a lui $F(t)$, cu notația $e_{est}(t)$, este definită după cum urmează [Pre17]:

$$e_{est}(t) = \dot{y}(t) - \hat{y}(t) = F(t) - \hat{F}(t). \quad (2.6.2.7)$$

Această eroare este considerată neglijabilă în dezvoltarea algoritmilor iPI MFC.

Prin înlocuirea expresiei lui $\hat{F}(t)$ din relația (2.6.2.6) în legea de reglare $u(t)$ din relația (2.6.2.3), apoi adunarea și scăderea derivatei de ordinul întâi a ieșirii procesului $\dot{y}(t)$, se obține următoarea ecuație de dinamică a SRA [Pre17]:

$$\hat{y}(t) - \dot{y}(t) + \dot{y}(t) - \dot{y}^*(t) + K_p e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau = 0. \quad (2.6.2.8)$$

Înlocuind expresia lui $e_{est}(t)$ din relația (2.6.2.7) și cea a erorii de reglare $e(t)$ din ecuația (2.6.2.2) în relația (2.6.2.8), rezultă că structura SRA din fig. 2.6.2.1 este caracterizată de următoarea ecuație de dinamică a erorii de reglare:

$$\dot{e}(t) + K_p e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau = e_{est}(t). \quad (2.6.2.9)$$

2.6.3. Tehnici hibride MFSMC

Pornind de la legea de reglare aferentă algoritmului iPI MFC din relația (2.6.2.3), este adunată comanda augmentată $u_{aug}(t)$ de tip SMC care conduce la legea de reglare specifică tehnicilor hibride MFSMC [Pre17]:

$$u(t) = \frac{1}{\alpha} \left(-\hat{F}(t) + \dot{y}^*(t) - K_p e(t) - K_I \int_0^t e(\tau) d\tau \right) + u_{aug}(t), \quad (2.6.3.1)$$

iar aceasta duce la ecuația de dinamică a erorii de reglare specifice SRA cu algoritmi MFSMC:

$$\dot{e}(t) + K_p e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau = e_{est}(t) + \alpha u_{aug}(t). \quad (2.6.3.2)$$

Pentru estimarea derivatei de ordinul întâi $\dot{y}(t)$ a ieșirii reglate, tehnicile hibride MFSMC utilizează filtrul DT1 cu funcția de transfer $H_{DT1}(s)$ prezentată în relația (2.6.2.5).

În continuare sunt definite variabilele de stare $x_1(t)$ și $x_2(t)$:

$$x_1(t) = \int_0^t e(\tau) d\tau, \quad (2.6.3.3)$$

$$x_2(t) = e(t),$$

iar ecuațiile de stare ale SRA obținute prin prelucrarea relației (2.6.3.2) sunt:

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t), \quad (2.6.3.4)$$

$$\dot{x}_2(t) = -K_I x_1(t) - K_P x_2(t) + \alpha u_{aug}(t) + e_{est}(t),$$

în care $e_{est}(t)$ joacă rol de intrare de perturbație.

Variabila de comutație $\sigma(t)$ utilizată în calculul comenzii $u_{aug}(t)$ specifice SMC are expresia:

$$\sigma(t) = x_1(t) + T x_2(t), \quad (2.6.3.5)$$

în care $T > 0$ este un parametru de proiectare prevăzut pentru stabilirea comportamentului dorit a SRA pe dreapta de comutație (de alunecare). Funcția Lyapunov introdusă pentru garantarea stabilității sistemului în buclă închisă modelat în relația (2.6.3.2) este:

$$V(t) = \frac{1}{2} \sigma^2(t), \quad (2.6.3.6)$$

și folosind teoria stabilității în sens Lyapunov, condiția $\dot{V}(t) < 0$ este transformată în condiția de atingere și existență a unui regim alunecător:

$$\sigma(t) \dot{\sigma}(t) < 0, \quad (2.6.3.7)$$

care este utilizată în dezvoltarea legii de reglare care generează $u_{aug}(t)$ în funcție de $x_1(t)$ și $x_2(t)$.

Variabila $\dot{\sigma}(t)$ este derivata variabilei de comutație și este obținută prin derivarea relației (2.6.3.5):

$$\dot{\sigma}(t) = \dot{x}_1(t) + T \dot{x}_2(t). \quad (2.6.3.8)$$

Înlocuind ecuațiile de stare ale SRA din relația (2.6.3.4) în expresia derivatei variabilei de comutație $\dot{\sigma}(t)$ din relația (2.6.3.8), aceasta devine:

$$\dot{\sigma}(t) = -K_I T x_1(t) + (1 - K_P T) x_2(t) + \alpha T u_{aug}(t) + T e_{est}(t). \quad (2.6.3.9)$$

Întrucât eroarea de estimare $e_{est}(t)$ este necunoscută, în dezvoltarea legii de reglare este acceptat că $e_{est}(t)$ este mărginită și ia valori în intervalul:

$$|e_{est}(t)| \leq e_{est \max}, \quad (2.6.3.10)$$

în care $e_{est \max}$ reprezintă limita superioară a lui $|e_{est}(t)|$, iar valoarea sa este cunoscută. Parametrul $e_{est \max}$ joacă rol de parametru de proiectare.

În cele ce urmează sunt prezentate două tehnici hibride MFSSMC, cu mențiunea că prima tehnică este propusă în [Pre14b] având în componența sa un filtru Savitzky-Golay și apoi aplicată în [Wan15c] unor algoritmi iPD MFC.

În paragrafele următoare este realizată validarea tehnicilor hibride MFSSMC1 și MFSSMC2 pe echipamentul de tip TRAS cu două grade de libertate având două intrări și două ieșiri.

2.6.3.1. Prima tehnică hibridă MFSMC

În continuare, pentru simplificarea notațiilor este folosită abrevierea MFSMC1 pentru prima tehnică hibridă MFSMC. Această tehnică duce la algoritmul de reglare MFSMC1. În acest paragraf vor fi prezentate detalii privind proiectarea SRA cu algoritmul MFSMC1.

Comanda augmentată $u_{aug}(t)$ este formată din două semnale de comandă:

$$u_{aug}(t) = u_{eq}(t) + u_{cor}(t), \quad (2.6.3.1.1)$$

în care $u_{eq}(t)$ este comanda echivalentă și $u_{cor}(t)$ este comanda de corecție. Comanda echivalentă $u_{eq}(t)$ este obținută din condiția de alunecare ideală $\sigma(t) = 0$, care prin derivare duce la:

$$\dot{\sigma}(t) = 0. \quad (2.6.3.1.2)$$

Înlocuind expresia comenzii augmentate $u_{aug}(t)$ din relația (2.6.3.1.1) în expresia din (2.6.3.8) a derivatei variabilei de comutație $\dot{\sigma}(t)$, în care $u_{aug}(t) = u_{eq}(t)$ și rezolvând ecuația rezultată în raport cu necunoscuta $u_{eq}(t)$, expresia lui $u_{eq}(t)$ devine [Pre17]:

$$u_{eq}(t) = \frac{K_I T x_1(t) - (1 - K_P T) x_2(t) - T e_{est}(t)}{\alpha T}. \quad (2.6.3.1.3)$$

Întrucât valoarea lui $e_{est}(t)$ din relația (2.6.3.1.3) este necunoscută, valoarea acesteia va fi înlocuită cu $e_{est\max}$, prin urmare expresia lui $u_{eq}(t)$ din relația (2.6.3.1.3) va fi rescrisă după cum urmează [Pre17]:

$$u_{eq}(t) = \frac{K_I T x_1(t) - (1 - K_P T) x_2(t) - T e_{est\max}}{\alpha T}. \quad (2.6.3.1.4)$$

Pentru îndeplinirea condiției (2.6.3.7) de atingere și existență a unui regim alunecător și pentru atenuarea efectelor fenomenului de chattering, în continuare va fi aplicată o abordare de tip strat limită (boundary layer). Expresia comenzii de corecție $u_{cor}(t)$ specifice acestei abordări este:

$$u_{cor}(t) = -\frac{\eta_{MFSMC}}{\alpha T} \text{sat}(\sigma(t), \varepsilon_{MFSMC}) = -\frac{\eta_{MFSMC}}{\alpha T} \begin{cases} -1 & \text{if } \sigma(t) < -\varepsilon_{MFSMC}, \\ \frac{\sigma(t)}{\varepsilon_{MFSMC}} & \text{if } |\sigma(t)| \leq \varepsilon_{MFSMC}, \\ 1 & \text{if } \sigma(t) > \varepsilon_{MFSMC}, \end{cases} \quad (2.6.3.1.5)$$

în care $\eta_{MFSMC} > 0$ este coeficientul de convergență și $\varepsilon_{MFSMC} > 0$ este lățimea stratului limită.

Înlocuind comanda echivalentă $u_{eq}(t)$ din relația (2.6.3.1.4) și comanda de corecție $u_{cor}(t)$ din relația (2.6.3.1.5) în expresia comenzii augmentate $u_{aug}(t)$ din relația (2.6.3.1.1), apoi pe $u_{aug}(t)$ în expresia derivatei variabilei de comutație $\dot{\sigma}(t)$ din relația (2.6.3.9), expresia lui $\dot{V}(t)$ devine:

$$\dot{V}(t) = \sigma(t) \dot{\sigma}(t) = -\sigma(t) \eta_{MFSMC} \text{sat}(\sigma(t), \varepsilon_{MFSMC}) + \sigma(t) T [e_{est}(t) - e_{est\max}]. \quad (2.6.3.1.6)$$

Teorema 2.6.3.1: Fie legea de reglare definită în relația (2.6.3.1) pentru modelul procesului dat în relația (2.6.2.1) cu estimatorul de perturbație $\hat{F}(t)$ din relația (2.6.2.6) și ecuațiile de stare ale SRA din relația (2.6.3.4), variabila de

comutație $\sigma(t)$ din relația (2.6.3.5) și funcția Lyapunov din relația (2.6.3.6). Este presupus că eroarea de estimare $e_{est}(t)$ este mărginită conform relației (2.6.3.10). SRA cu algoritm MFSMC1 este stabil dacă [Pre17]:

$$u_{aug}(t) = \frac{K_I T x_1(t) - (1 - K_P T)x_2(t) - T e_{est\ max}}{\alpha T} - \frac{\eta_{MFSMC}}{\alpha T} \text{sat}(\sigma(t), \varepsilon_{MFSMC}). \quad (2.6.3.1.7)$$

Demonstrație: Sunt considerate două cazuri posibile ce depind de valorile variabilei de comutație $\sigma(t)$ pentru a asigura îndeplinirea condiției de atingere și existență a unui regim alunecător din relația (2.6.3.7). Nu este considerat cazul $\sigma(t)=0$ deoarece acesta corespunde unui regim alunecător ideal și această condiție este greu de verificat practic.

Cazul 1. $|\sigma(t)| \leq \varepsilon_{MFSMC}$ (vectorul de stare aparține stratului limită). Înlocuind expresia comenzii de corecție $u_{cor}(t)$ din relația (2.6.3.1.5) în relația (2.6.3.1.6), condiția de atingere și existență a unui regim alunecător din relația (2.6.3.7) devine:

$$\sigma(t) \dot{\sigma}(t) = -\frac{\sigma^2(t) \eta_{MFSMC}}{\varepsilon_{MFSMC}} + \sigma(t) T [e_{est}(t) - e_{est\ max}]. \quad (2.6.3.1.8)$$

Pentru a asigura valoarea negativă a termenului din membrul drept al relației (2.6.3.1.8), este suficientă următoarea condiție:

$$\frac{\sigma^2(t) \eta_{MFSMC}}{\varepsilon_{MFSMC}} > |\sigma(t) T [e_{est}(t) - e_{est\ max}]|. \quad (2.6.3.1.9)$$

Întrucât

$$|e_{est}(t) - e_{est\ max}| \leq 2 e_{est\ max}, \quad (2.6.3.1.10)$$

o condiție suficientă pentru îndeplinirea relației (2.6.3.7) este [Pre17]:

$$\frac{|\sigma(t)| \eta_{MFSMC}}{\varepsilon_{MFSMC}} > 2 T e_{est\ max}. \quad (2.6.3.1.11)$$

Cazul 2. $|\sigma(t)| > \varepsilon_{MFSMC}$ (vectorul de stare nu aparține stratului limită). Înlocuind expresia comenzii de corecție $u_{cor}(t)$ din relația (2.6.3.1.5) în relația (2.6.3.1.6), condiția de atingere și existență a unui regim alunecător din relația (2.6.3.7) devine:

$$\sigma(t) \dot{\sigma}(t) = -\sigma^2(t) \eta_{MFSMC} + \sigma(t) T [e_{est}(t) - e_{est\ max}]. \quad (2.6.3.1.12)$$

Pentru a asigura valoarea negativă a termenului din membrul drept al relației (2.6.3.1.12), este suficientă următoarea condiție:

$$\sigma^2(t) \eta_{MFSMC} > |\sigma(t) T [e_{est}(t) - e_{est\ max}]|. \quad (2.6.3.1.13)$$

Folosind relația (2.6.3.1.10), condiția suficientă pentru îndeplinirea relației (2.6.3.7) este:

$$|\sigma(t)| \eta_{MFSMC} > 2 T e_{est\ max}. \quad (2.6.3.1.14)$$

Dinamica variabilei de comutație $\sigma(t)$ în regim alunecător este caracterizată prin expresia dedusă din relația (2.6.3.1.6):

$$\dot{\sigma}(t) = -\eta_{MFSMC} \text{sat}(\sigma(t), \varepsilon_{MFSMC}) + T [e_{est}(t) - e_{est\ max}]. \quad (2.6.3.1.15)$$

Valoarea de regim staționar a variabilei de comutație σ_∞ îndeplinește condiția $\dot{\sigma}(t) = 0$, iar stratul limită este atins dacă:

$$\text{sat}(\sigma_\infty, \varepsilon_{MFSMC}) = \frac{\sigma_\infty}{\varepsilon_{MFSMC}}, \quad (2.6.3.1.16)$$

deci varianta de regim staționar a relației (2.6.3.1.15) este:

$$0 = -\frac{\eta_{MFSMC} \sigma_{\infty}}{\varepsilon_{MFSMC}} + T [e_{est \infty} - e_{est \max}], \quad (2.6.3.1.17)$$

în care $e_{est \infty}$ este valoarea de regim staționar a erorii de estimare. Din relația (2.6.3.1.17) rezultă valoarea de regim staționar a variabilei de comutație:

$$\sigma_{\infty} = -\frac{T \varepsilon_{MFSMC} [e_{est \infty} - e_{est \max}]}{\eta_{MFSMC}}. \quad (2.6.3.1.18)$$

Relațiile (2.6.3.1.15) și (2.6.3.1.18) indică faptul că pentru diminuarea efectelor nedorite ale fenomenului de chattering sunt necesare valori mari pentru $\eta_{MFSMC} > 0$, valori mici pentru $\varepsilon_{MFSMC} > 0$ și estimate precise ale derivatei ieșirii reglate.

Înlocuind comanda echivalentă $u_{eq}(t)$ din relația (2.6.3.1.4) și comanda de corecție $u_{cor}(t)$ din relația (2.6.3.1.5) în expresia comenzii augmentate $u_{aug}(t)$ din relația (2.6.3.1.1), rezultă expresia comenzii augmentate conform relației (2.6.3.1.7). Concluzionând, cele două cazuri reflectate prin relațiile (2.6.3.1.11) și (2.6.3.1.14) și prelucrarea ulterioară a dinamicii variabilei de comutație duce la relația (2.6.3.1.5) și la valoarea de regim staționar a variabilei de comutație din relația (2.6.3.1.18). Conform relației (2.6.3.1.7) este garantat că $\dot{V}(t) < 0$. Prin urmare, SRA cu algoritmul MFSMC1 este stabil și este încheiată demonstrația Teoremei 2.6.3.1 [Pre17].

Rescriind comanda augmentată $u_{aug}(t)$ prin utilizarea notațiilor din relației (2.6.3.3), se ajunge la expresia finală a legii de reglare specifice algoritmului MFSMC1 [Pre17]:

$$u(t) = \frac{1}{\alpha} \left(-\hat{F}(t) + \dot{y}^*(t) - \frac{e(t)}{T} - e_{est \max} - \frac{\eta_{MFSMC}}{T} \text{sat}(\sigma(t), \varepsilon_{MFSMC}) \right). \quad (2.6.3.1.19)$$

În fig. 2.6.3.1.1 este prezentată structura SRA cu algoritmul MFSMC1.

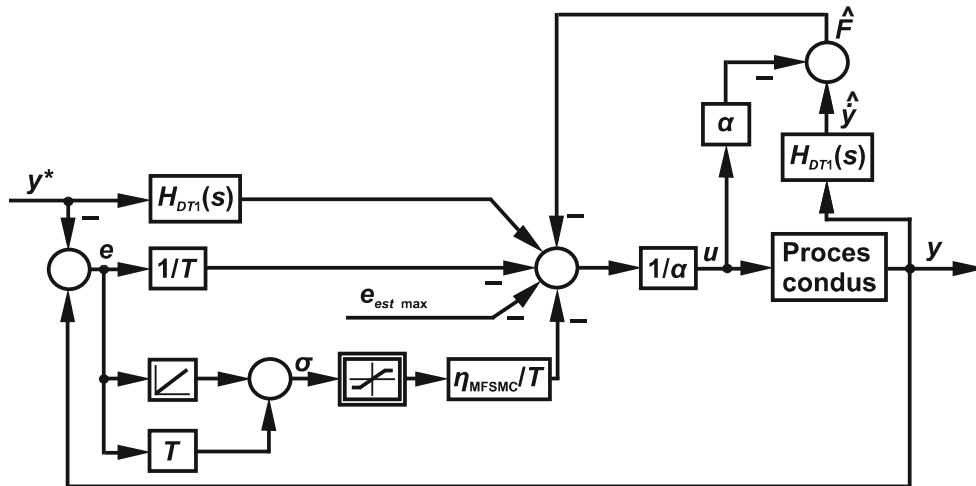


Fig. 2.6.3.1.1. Schema bloc a SRA cu algoritmul MFSMC1.

În baza rezultatelor prezentate în acest paragraf sunt formulate următoarele **etape de proiectare a SRA cu algoritm MFSSMC1** [Pre17]:

Etapa 4.1. Alegerea valorii parametrului de proiectare $\alpha > 0$ astfel încât $\dot{y}(t)$ și $\alpha u(t)$ să aibă același ordin de mărime.

Etapa 4.2. Alegerea valorilor parametrilor filtrului DT1 de ordinul întâi având funcția de transfer exprimată în relația (2.6.2.5) astfel încât să existe un compromis între reducerea zgomotelor și întârzierea indusă de filtru.

Etapa 4.3. Stabilirea unei valori mici pentru parametrul de proiectare $e_{est\ max}$.

Etapa 4.4. Alegerea valorii parametrului de proiectare $T > 0$ astfel încât acesta să impună comportamentul dorit al SRA în regim alunecător pe dreapta de alunecare.

Etapa 4.5. Stabilirea valorilor parametrilor $\eta_{MFSSMC} > 0$ și $\varepsilon_{MFSSMC} > 0$ folosind relațiile (2.6.3.1.13) și (2.6.3.1.18).

2.6.3.2. Cea de-a doua tehnică hibridă MFSSMC

În continuare, pentru simplificarea notațiilor este folosită abrevierea MFSSMC2 pentru cea de-a doua tehnică hibridă MFSSMC. Această tehnică duce la algoritmul de reglare MFSSMC2. În acest paragraf vor fi prezentate detalii privind proiectarea SRA cu algoritm MFSSMC2.

Teorema 2.6.3.2: Fie legea de reglare definită în relația (2.6.3.1) pentru modelul procesului dat în relația (2.6.2.1) cu estimatorul de perturbație din relația (2.6.2.6) și ecuațiile de stare ale SRA din relația (2.6.3.4), variabila de comutație $\sigma(t)$ din relația (2.6.3.5) și funcția Lyapunov din relația (2.6.3.6). Este presupus că eroarea de estimare $e_{est}(t)$ este mărginită conform relației (2.6.3.10). SRA cu algoritm MFSSMC2 este stabil dacă [Pre17]:

$$u_{aug}(t) = - \left(\frac{\psi + |K_I T x_1(t) + (K_P T - 1)x_2(t)| + T e_{est\ max}}{\alpha T} + \delta_{MFSSMC} \right) \text{sgn}(\sigma(t)), \quad (2.6.3.2.1)$$

în care $\psi > 0$ și $\delta_{MFSSMC} > 0$ sunt parametri aleși de către proiectant și folosiți în proiectarea regulatorului.

Demonstrație: Este procedat similar demonstrației teoremei 2.6.3.1 și sunt considerate două cazuri posibile ce depind de valorile variabilei de comutație $\sigma(t)$ pentru a asigura îndeplinirea condiției de atingere și existență a unui regim alunecător din relația (2.6.3.7).

Cazul 1. $\sigma(t) < 0$. Condiția din relația (2.6.3.7) duce la condiția $\dot{\sigma}(t) > 0$, dar este impusă condiția mai restrictivă:

$$\dot{\sigma}(t) > \psi, \quad (2.6.3.2.2)$$

în care parametrul de proiectare $\psi > 0$ garantează îndeplinirea condiției $\dot{V}(t) < 0$ ținând seama de incertitudinile mărginite și de dinamica nemodelată a sistemului. Înlocuind expresia lui $\dot{\sigma}(t)$ din relația (2.6.3.9) în relația (2.6.3.1.1), rezultă următoarea condiție pentru comanda augmentată $u_{aug}(t)$:

$$u_{aug}(t) > \frac{\psi + K_I T x_1(t) + (K_P T - 1)x_2(t) - T e_{est}(t)}{\alpha T}. \quad (2.6.3.2.3)$$

Înlocuind inegalitatea (2.6.3.10) în relația (2.6.3.2.3), se obține o condiție suficientă pentru îndeplinirea condiției din relația (2.6.3.7) [Pre17]:

$$u_{aug}(t) > \frac{\psi + |K_I T x_1(t) + (K_p T - 1)x_2(t)| + T e_{est\ max}}{\alpha T}. \quad (2.6.3.2.4)$$

Cazul 2. $\sigma(t) > 0$. Condiția din relația (2.6.3.7) duce la condiția $\dot{\sigma}(t) < 0$, dar este impusă condiția mai restrictivă:

$$\dot{\sigma}(t) < -\psi \quad (2.6.3.2.5)$$

pentru a garanta că $\dot{V}(t) < 0$ dacă apar perturbații parametrice și pentru a asigura o durată redusă a fazei de atingere a regimului alunecător. Înlocuind expresia lui $\dot{\sigma}(t)$ din relația (2.6.3.9) în relația (2.6.3.2.5), rezultă următoarea condiție pentru comanda augmentată $u_{aug}(t)$ [Pre17]:

$$u_{aug}(t) < \frac{-\psi + K_I T x_1(t) + (K_p T - 1)x_2(t) - T e_{est}(t)}{\alpha T}. \quad (2.6.3.2.6)$$

Înlocuind inegalitatea (2.6.3.10) în relația (2.6.3.2.6), rezultă o condiție suficientă pentru îndeplinirea condiției din relația (2.6.3.7):

$$u_{aug}(t) < -\frac{\psi + |K_I T x_1(t) + (K_p T - 1)x_2(t)| + T e_{est\ max}}{\alpha T}. \quad (2.6.3.2.7)$$

În concluzie, cele două cazuri caracterizate prin relațiile (2.6.3.2.4) sunt echivalente cu expresia comenzii augmentate $u_{aug}(t)$ din relația (2.6.3.2.1) care garantează condiția de atingere și existență (2.6.3.7) a unui regim alunecător, în care $\delta_{MFSMC} > 0$ trebuie să fie suficient de mare astfel încât să poată elimina toate incertitudinile mărginite și dinamica nemodelată a sistemului. Conform relației (2.6.3.2.1), este garantat că $\dot{V}(t) < 0$. Prin urmare, SRA cu algoritm MFSMC1 este stabil și este încheiată demonstrația teoremei [Pre17].

Dinamica variabilei de comutație este descrisă prin următoarea relație dedusă din relațiile (2.6.3.9) și (2.6.3.2.7):

$$\dot{\sigma}(t) = -K_I T x_1(t) + (1 - K_p T) x_2(t) - (\psi + |K_I T x_1(t) + (K_p T - 1)x_2(t)| + T e_{est\ max} + \alpha T \delta_{MFSMC}) \operatorname{sgn}(\sigma(t)) + T e_{est}(t). \quad (2.6.3.2.8)$$

Valoarea de regim staționar σ_∞ a variabilei de comutație îndeplinește condiția $\dot{\sigma}_\infty = 0$, așadar varianta de regim staționar a relației (2.6.3.2.8) este:

$$K_I T x_1(t) + (K_p T - 1) x_2(t) + (\psi + |K_I T x_1(t) + (K_p T - 1)x_2(t)| + T e_{est\ max} + \alpha T \delta_{MFSMC}) \operatorname{sgn}(\sigma(t)) = T e_{est\ \infty}, \quad (2.6.3.2.9)$$

în care $e_{est\ \infty}$ este valoarea de regim staționar a erorii de estimare. Relația (2.6.3.2.9) arată că întrucât se dorește ca $\sigma_\infty = 0$ este recomandată alegerea unor valori mari pentru $T > 0$ și estimate precise ale derivatelor.

Prin substituirea lui $u_{aug}(t)$ din relația (2.6.3.2.7) în relația (2.6.3.1) folosind notațiile din relația (2.6.3.3) se ajunge la expresia legii de reglare specifice algoritmului MFSMC2 [Pre17]:

$$u(t) = \frac{1}{\alpha} \left[-\hat{F}(t) + \dot{y}^*(t) - K_p e(t) - K_I \int_0^t e(\tau) d\tau - \frac{1}{T} \left(\delta_{MFSMC} \alpha T + \psi + T e_{est\ max} + |K_I T \int_0^t e(\tau) d\tau + (K_p T - 1)e(t)| \right) \operatorname{sgn}(\sigma(t)) \right]. \quad (2.6.3.2.10)$$

În fig. 2.6.3.2.1 este prezentată structura SRA cu algoritm MFSMC2.

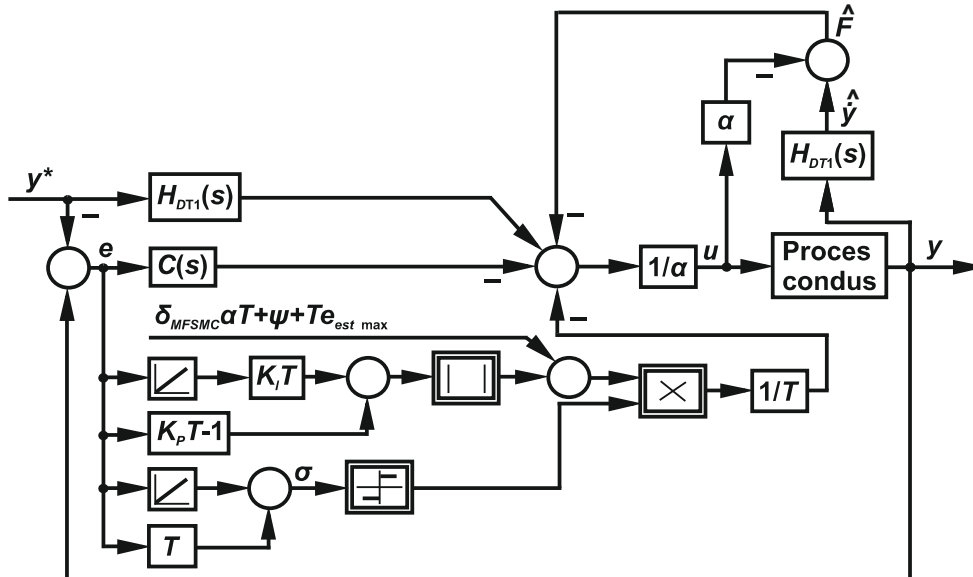


Fig. 2.6.3.2.1. Schema bloc a SRA cu algoritm MFSMC2.

În baza rezultatelor prezentate în acest paragraf sunt formulate următoarele **etape de proiectare a SRA cu algoritm MFSMC2** [Pre17]:

Etapa 5.1. Alegerea valorii parametrului de proiectare $\alpha > 0$ astfel încât $\dot{y}(t)$ și $\alpha u(t)$ să aibă același ordin de mărime.

Etapa 5.2. Alegerea valorilor parametrilor filtrului DT1 de ordinul întâi având funcția de transfer exprimată în relația (2.6.2.5) astfel încât să existe un compromis între reducerea zgomotelor și întârzierea indusă de filtru.

Etapa 5.3. Stabilirea unei valori mici pentru parametrul de proiectare $e_{est\ max}$.

Etapa 5.4. Stabilirea unor valori mici pentru parametrii K_p și K_I .

Etapa 5.5. Alegerea valorii parametrului de proiectare $T > 0$ astfel încât acesta să impună comportamentul dorit al SRA în regim alunecător pe dreapta de alunecare și să se țină seama de recomandările referitoare la relația (2.6.3.2.9).

Etapa 5.6. Stabilirea unor valori mici pentru parametrii $\psi > 0$ și $\delta_{MFSMC} > 0$ folosind experiența proiectantului de SRA.

2.6.4. Validarea experimentală a algoritmilor MFSMC

În acest paragraf sunt prezentate detalii privind validarea experimentală a algoritmilor MFSMC prin două studii de caz SISO pe echipamentului de laborator neliniar MIMO de tip TRAS:

- relevmentul este blocat, iar reglarea poziției ieșirii este realizată doar pentru azimut,
- azimutul este blocat, iar reglarea poziției ieșirii este realizată doar pentru relevment.

În continuare sunt prezentate două scenarii experimentale, iar pentru fiecare scenariu experimental sunt folosite referințe (ieșiri ale unor modele de referință) diferite pentru care este efectuată validarea experimentală. În fiecare scenariu experimental sunt validate experimental trei SRA: o structură cu algoritm iPI MFC prezentată în paragraful 2.6.2 și alte două structuri cu algoritmi MFSMC, în speță MFSMC1 și MFSMC2, prezentate în paragraful 2.6.3. Scopul scenariilor experimentale este acela de arăta că prin intermediul structurilor de SRA cu algoritmi MFSMC1 și MFSMC2 sunt obținute performanțe mai bune decât în cazul structurii de SRA cu algoritm MFC. Pentru cele două scenarii experimentale a fost utilizată o abordare directă de calcul al parametrilor, bazată pe utilizarea GSA și a modelului neliniar al procesului pentru rezolvarea următoarelor probleme de optimizare [Pre17]:

$$\begin{aligned}\chi^{a*} &= \arg \min_{\chi^a} J_{\varepsilon}^a(\chi^a), \quad J_{\varepsilon}^a(\chi^a) = \sum_{k=1}^N (y_1^*(k, \chi^a) - y_1(k, \chi^a))^2, \\ \chi^{r*} &= \arg \min_{\chi^r} J_{\varepsilon}^r(\chi^r), \quad J_{\varepsilon}^r(\chi^r) = \sum_{k=1}^N (y_2^*(k, \chi^r) - y_2(k, \chi^r))^2,\end{aligned}\quad (2.6.4.1)$$

în care χ^a și χ^r reprezintă vectorii parametrilor optimali ai algoritmilor MFC, MFSMC1 și MFSMC2 pentru azimut respectiv relevment, indicele a corespunde reglării azimutului, indicele r corespunde reglării relevmentului, $y_1^*(t)$ și $y_2^*(t)$ sunt referințele pentru azimut respectiv relevment. Funcțiile obiectiv de mai sus sunt obținute prin minimizarea sumei pătratelor erorilor pentru fiecare eșantion în parte. Algoritmii de reglare din cele trei structuri de SRA sunt implementați ca regulatoare numerice cvasicontinue cu o perioadă de eșantionare de 0.01s. Vectorii parametrilor optimali sunt:

$$\begin{aligned}\chi^a &= [K_p^a \quad K_I^a], \\ \chi^r &= [K_p^r \quad K_I^r],\end{aligned}\quad (2.6.4.2)$$

pentru regulatoarele MFC,

$$\begin{aligned}\chi^a &= [\varepsilon_{MFSMC}^a \quad T^a \quad e_{est\ max}^a \quad \eta_{MFSMC}^a], \\ \chi^r &= [\varepsilon_{MFSMC}^r \quad T^r \quad e_{est\ max}^r \quad \eta_{MFSMC}^r],\end{aligned}\quad (2.6.4.3)$$

pentru regulatoarele MFSMC1,

$$\begin{aligned}\chi^a &= [K_p^a \quad K_I^a \quad \psi^a \quad T^a \quad e_{est\ max}^a \quad \delta_{MFSMC}^a], \\ \chi^r &= [K_p^r \quad K_I^r \quad \psi^r \quad T^r \quad e_{est\ max}^r \quad \delta_{MFSMC}^r],\end{aligned}\quad (2.6.4.4)$$

pentru regulatoarele MFSMC2 [Pre17]. N reprezintă lungimea orizontului de timp pe parcursul căruia se desfășoară cele două scenarii, cu valoarea $N = 9000$.

Rezultatele obținute sunt prezentate după medierea rezultatelor aferente a câte zece experimente. Scopul acestei medieri este de diminuare a efectelor perturbațiilor aleatoare și de măsurare corectă a valorilor funcțiilor obiectiv J_{ε}^a și J_{ε}^r [Pre17].

Vectorul referințelor, de tip sinusoidal, în primul scenariu experimental are elementele:

$$\begin{aligned}y_1^*(k) &= 0.12 \sin(0.12k) \text{ dacă } k = 0 \dots 9000, \\ y_2^*(k) &= 0.15 \sin(0.15k) \text{ dacă } k = 0 \dots 9000,\end{aligned}\quad (2.6.4.5)$$

iar în cel de-al doilea scenariu experimental, de tip rampă și treaptă, are elementele:

$$y_1^*(k) = \begin{cases} 0.003k & \text{dacă } k = 0 \dots 3350, \\ 0.15 & \text{dacă } k = 3351 \dots 6500, \\ -0.1 & \text{dacă } k = 6501 \dots 9000, \end{cases} \quad (2.6.4.6)$$

$$y_2^*(k) = \begin{cases} 0.003k & \text{dacă } k = 0 \dots 3350, \\ 0.15 & \text{dacă } k = 3351 \dots 6500, \\ -0.1 & \text{dacă } k = 6501 \dots 9000. \end{cases}$$

În cadrul **primului scenariu experimental** parametrii algoritmilor MFSCM1 și MFSCM2 sunt stabiliți conform rezultatelor prezentate în paragrafele 2.6.3.1 și 2.6.3.2. Valoarea parametrului α din relația (2.6.3.1) este aleasă conform etapelor 1.1, 4.1 și 5.1 și este aceeași, $\alpha=90$ în cadrul tuturor experimentelor pentru a asigura în final o comparație corectă între cele trei structuri de SRA.

Parametrii filtrului DT1 definit în relația (2.6.2.5) sunt aleși în cadrul etapelor 4.2 și 5.2 cu valorile de $K_{DT1}=0.85$ și $T_{DT1}=0.15$ în toate experimentele, astfel încât semnalele $y^*(t)$ și $y(t)$ să fie filtrate prin același filtru DT1 pentru a asigura în final o comparație corectă între cele trei structuri de SRA.

În cazul SISO azimut, parametrii reguletoarelor sunt obținuți parcurgând etapa 1.2 în vederea proiectării algoritmului (regulatorului) regulatorului prin folosirea GSA care rezolvă prima problemă de optimizare din relația (2.6.4.1):

$$\chi^{a*} = [0.1 \ 0.001], \quad (2.6.4.7)$$

pentru SRA cu regulator iPI MFC,

$$\chi^{a*} = [10 \ 35.5 \ 0.0007 \ 0.1], \quad (2.6.4.8)$$

pentru SRA cu regulator MFSCM1, parcurgând etapele 4.3, 4.4 și 4.5 în vederea proiectării regulatorului,

$$\chi^{a*} = [0.001 \ 0.0001 \ 0.05 \ 355 \ 0.000001 \ 0.0000012], \quad (2.6.4.9)$$

pentru SRA cu regulator MFSCM2, parcurgând etapele 5.3, 5.4, 5.5 și 5.6 în vederea proiectării regulatorului [Pre17].

În cazul SISO relevment, parametrii reguletoarelor sunt obținuți parcurgând etapa 1.2 în vederea acordării parametrilor regulatorului prin GSA care rezolvă cea de-a doua problemă de optimizare din relația (2.6.4.1):

$$\chi^{r*} = [0.25 \ 0.001], \quad (2.6.4.10)$$

pentru SRA cu regulator iPI MFC,

$$\chi^{r*} = [10 \ 4.3 \ 0.0007 \ 0.1], \quad (2.6.4.11)$$

pentru SRA cu regulator MFSCM1, parcurgând etapele 4.3, 4.4 și 4.5 în vederea proiectării regulatorului,

$$\chi^{r*} = [0.00085 \ 0.0001 \ 0.05 \ 350 \ 0.0001 \ 0.0002], \quad (2.6.4.12)$$

pentru SRA cu regulator MFSCM2, parcurgând etapele 5.3, 5.4, 5.5 și 5.6 în vederea proiectării regulatorului [Pre17].

Funcțiile obiectiv ale SRA cu reguletoare MFC, MFSCM1 și MFSCM2 sunt măsurate după medierea rezultatelor aferente a câte zece experimente pentru a evita efectele perturbațiilor aleatoare și sunt prezentate în tabelul 2.6.4.1 care reflectă cazul SISO azimut și cazul SISO relevment. În fig. 2.6.4.1 și fig. 2.6.4.2 [Pre17] sunt prezentate răspunsurile SRA cu reguletoare MFC, MFSCM1 și MFSCM2.

Valorile foarte mari obținute în cazul varianței funcțiilor obiectiv sunt datorate faptului că în cadrul celor zece experimente efectuate au fost obținute valori ale funcțiilor obiectiv cu diferențe foarte mari influențate de perturbații aleatoare specifice TRAS.

Tabelul 2.6.4.1.
Valorile funcțiilor obiectiv în primul scenariu experimental.

	MFC	MFSMC1	MFSMC2
Media lui J_{ε}^a	40.78	44.53	25.28
Varianța lui J_{ε}^a	310.2827	297.2851	1.9931
Media lui J_{ε}^r	13.52	12.90	10.31
Varianța lui J_{ε}^r	0.6950	0.2904	0.2341

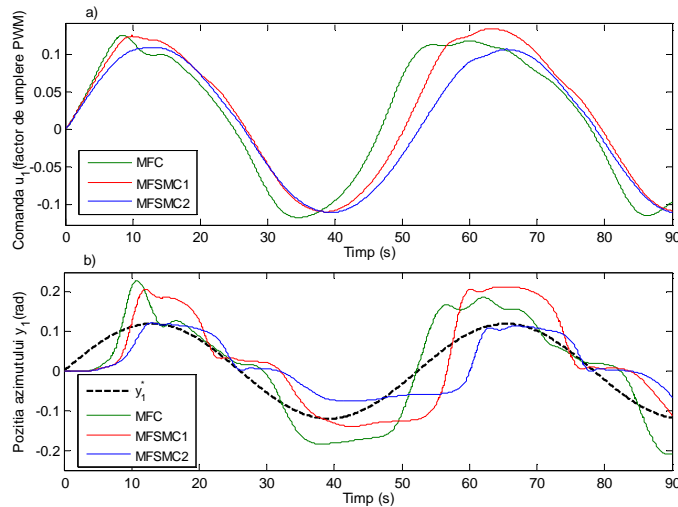


Fig. 2.6.4.1. Rezultatele experimentale în cazul SISO pentru SRA cu reglatoare MFC, MFSMC1 și MFSMC2 când relevmentul este blocat, iar reglarea este realizată pentru azimut.

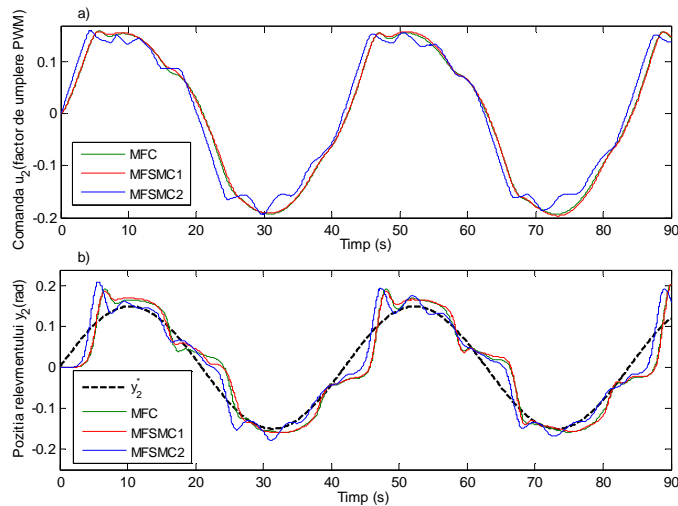


Fig. 2.6.4.2. Rezultatele experimentale în cazul SISO pentru SRA cu reglatoare MFC, MFSMC1 și MFSMC2 când azimutul este blocat, iar reglarea este realizată pentru relevment.

În cadrul **celui de-al doilea scenariu experimental** parametrii algoritmilor MFSCM1 și MFSCM2 sunt stabiliți conform rezultatelor prezentate în paragrafele 2.6.3.1 și 2.6.3.2. Valoarea parametrului α din relația (2.6.3.1) este aleasă conform etapelor 1.1, 4.1 și 5.1 și este aceeași, $\alpha=90$ în cadrul tuturor experimentelor, aceeași valoare ca și în cazul primului scenariu experimental, pentru a asigura în final o comparație corectă între cele trei structuri de SRA.

Parametrii filtrului DT1 definit în relația (2.6.2.5) sunt aleși în cadrul etapelor 4.2 și 5.2 cu valorile de $K_{DT1}=0.85$ și $T_{DT1}=0.15$ în toate experimentele, aceleași valori ca și în cazul primului scenariu experimental, astfel încât semnalele $y^*(t)$ și $y(t)$ să fie filtrate prin același filtru DT1 pentru a asigura în final o comparație corectă între cele trei structuri de SRA.

În cazul SISO azimut, parametrii reguletoarelor sunt obținuți parcurgând etapa 1.2 în vederea proiectării regulatorului prin folosirea GSA care rezolvă prima problemă de optimizare din relația (2.6.4.1):

$$\chi^{a*} = [0.15 \ 0.001], \quad (2.6.4.13)$$

pentru SRA cu regulator iPI MFC,

$$\chi^{a*} = [20 \ 5.5 \ 0.0007 \ 0.1], \quad (2.6.4.14)$$

pentru SRA cu regulator MFSCM1, parcurgând etapele 4.3, 4.4 și 4.5 în vederea proiectării regulatorului,

$$\chi^{a*} = [0.001 \ 0.0001 \ 0.05 \ 355 \ 0.0003 \ 0.000095], \quad (2.6.4.15)$$

pentru SRA cu regulator MFSCM2, parcurgând etapele 5.3, 5.4, 5.5 și 5.6 în vederea proiectării regulatorului [Pre17].

În cazul SISO relevment, parametrii reguletoarelor sunt obținuți parcurgând etapa 1.2 în vederea proiectării regulatorului prin folosirea GSA care rezolvă cea de-a doua problemă de optimizare din relația (2.6.4.1):

$$\chi^{r*} = [0.35 \ 0.001] \quad (2.6.4.16)$$

pentru SRA cu regulator iPI MFC,

$$\chi^{r*} = [10 \ 2.5 \ 0.0007 \ 0.1] \quad (2.6.4.17)$$

pentru SRA cu regulator MFSCM1, parcurgând etapele 4.3, 4.4 și 4.5 în vederea proiectării regulatorului,

$$\chi^{r*} = [0.09 \ 0.01 \ 0.05 \ 350 \ 0.0001 \ 0.0001] \quad (2.6.4.18)$$

pentru SRA cu regulator MFSCM2, parcurgând etapele 5.3, 5.4, 5.5 și 5.6 în vederea proiectării regulatorului [Pre17].

Funcțiile obiectiv ale SRA cu reguletoare MFC, MFSCM1 și MFSCM2 sunt măsurate din nou după medierea rezultatelor aferente a câte zece experimente pentru a evita efectele perturbațiilor aleatoare și sunt prezentate în tabelul 2.6.4.2 care reflectă cazul SISO azimut și cazul SISO relevment. În fig. 2.6.4.3 și fig. 2.6.4.4 [Pre17] sunt prezentate răspunsurile SRA cu reguletoare MFC, MFSCM1 și MFSCM2.

Tabelul 2.6.4.2.

Valorile funcțiilor obiectiv în cel de-al doilea scenariu experimental.

	MFC	MFSCM1	MFSCM2
Media lui J_{ε}^a	18.40	18.12	53.30
Varianța lui J_{ε}^a	1.9539	8.2650	56.6316
Media lui J_{ε}^r	12.13	11.59	13.52
Varianța lui J_{ε}^r	0.1031	0.3098	0.3658

Ca și în primul scenariu experimental, valorile foarte mari obținute în cazul varianței funcțiilor obiectiv sunt datorate faptului că în cadrul celor zece experimente efectuate au fost obținute valori ale funcțiilor obiectiv cu diferențe foarte mari influențate de perturbații aleatoare specifice TRAS.

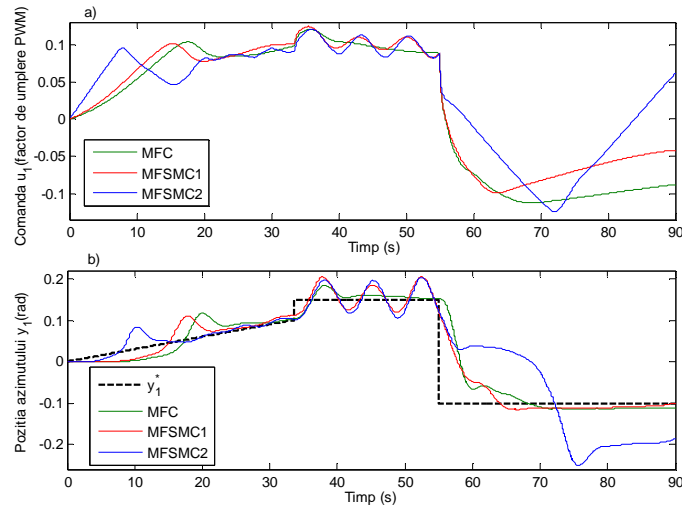


Fig. 2.6.4.3. Rezultatele experimentale în cazul SISO pentru SRA cu reglatoare MFC, MFSMC1 și MFSMC2 când relevmentul este blocat, iar reglarea este realizată pentru azimut.

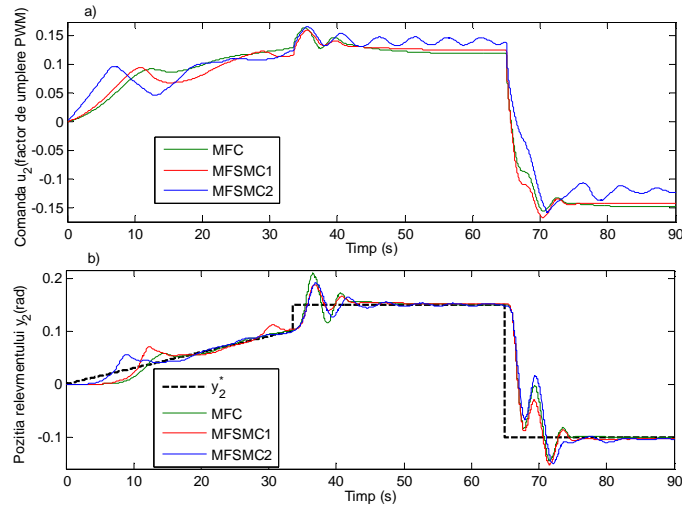


Fig. 2.6.4.4. Rezultatele experimentale în cazul SISO pentru SRA cu reglatoare MFC, MFSMC1 și MFSMC2 când azimutul este blocat, iar reglarea este realizată pentru relevment.

Tabelul 2.6.4.1 și fig. 2.6.4.1 asociate primului scenariu experimental arată că pentru reglarea poziției SISO azimut cele mai bune rezultate sunt obținute pentru SRA cu regulator MFSMC2, urmat de SRA cu regulator MFC și de SRA cu regulator MFSMC1, adică $J_{\varepsilon}^a_{MFSMC2} < J_{\varepsilon}^a_{MFC} < J_{\varepsilon}^a_{MFSMC1}$. Motivul acestui clasament al performanțelor este datorat relațiilor dintre mediile funcțiilor obiectiv:

$1.61J_{\varepsilon}^a_{MFSMC2} \approx J_{\varepsilon}^a_{MFC}$ și $1.76J_{\varepsilon}^a_{MFSMC2} \approx J_{\varepsilon}^a_{MFSMC1}$, cu precizarea că regulatoarele MFSMC1 și MFSMC2 sunt proiectate pornind de la regulatorul MFC.

Tabelul 2.6.4.1 împreună cu fig. 2.6.4.2 asociate primului scenariu experimental arată că pentru reglarea poziției SISO relevant cele mai bune rezultate sunt obținute pentru SRA cu regulator MFSMC2, urmat de SRA cu regulator MFSMC1 și de SRA cu regulator MFC, $J_{\varepsilon}^r_{MFSMC2} < J_{\varepsilon}^r_{MFSMC1} < J_{\varepsilon}^r_{MFC}$. Motivul acestui clasament al performanțelor este datorat relațiilor dintre mediile funcțiilor obiectiv: $1.25J_{\varepsilon}^r_{MFSMC2} \approx J_{\varepsilon}^r_{MFSMC1}$ și $1.31J_{\varepsilon}^r_{MFSMC2} \approx J_{\varepsilon}^r_{MFC}$.

Tabelul 2.6.4.2 și fig. 2.6.4.3 asociate celui de-al doilea scenariu experimental arată că pentru reglarea poziției SISO azimut cele mai bune rezultate sunt obținute pentru SRA cu regulator MFSMC1, urmat de SRA cu regulator MFC și de SRA cu regulator MFSMC2, adică $J_{\varepsilon}^a_{MFSMC1} < J_{\varepsilon}^a_{MFC} < J_{\varepsilon}^a_{MFSMC2}$. Relațiile dintre mediile funcțiilor obiectiv sunt: $1.01J_{\varepsilon}^a_{MFSMC1} \approx J_{\varepsilon}^a_{MFC}$ și $2.94J_{\varepsilon}^a_{MFSMC1} \approx J_{\varepsilon}^a_{MFSMC2}$.

Tabelul 2.6.4.2 și fig. 2.6.4.4 asociate celui de-al doilea scenariu experimental arată că pentru reglarea poziției SISO relevant cele mai bune rezultate sunt obținute pentru SRA cu regulator MFSMC1, urmat de SRA cu regulator MFC și de SRA cu regulator MFSMC2, adică $J_{\varepsilon}^r_{MFSMC1} < J_{\varepsilon}^r_{MFC} < J_{\varepsilon}^r_{MFSMC2}$. Relațiile dintre mediile funcțiilor obiectiv sunt: $1.04J_{\varepsilon}^r_{MFSMC1} \approx J_{\varepsilon}^r_{MFC}$ și $1.16J_{\varepsilon}^r_{MFSMC1} \approx J_{\varepsilon}^r_{MFSMC2}$.

În concluzie, SRA cu regulatoare MFSMC1 și MFSMC2 asigură performanțe superioare SRA cu regulatoare MFC din punctul de vedere al valorilor măsurate ale funcțiilor obiectiv definite în relația (2.6.4.1).

După cum este prezentat în cadrul paragrafului 2.6.3, reglarea în regim alunecător este aplicată modelului matematic reprezentat de dinamica erorii de reglare (de urmărire) obținută prin MFC și nu procesului condus.

2.7. Concluziile capitolului

În cadrul acestui capitol a fost prezentată pentru început validarea experimentală a algoritmilor MFC în cazurile SISO și MIMO în reglarea azimutului și relevantului unui echipament neliniar de laborator de tip TRAS. Prin intermediul fig. 2.3.1.1 și fig. 2.3.1.2 sunt ilustrate rezultatele experimentale obținute în cazurile SISO azimut, respectiv SISO relevant, atunci când pe ieșire este aplicată o perturbație. În fig. 2.3.1.3 și fig. 2.3.1.4 sunt prezentate rezultatele experimentale obținute în cazul MIMO fără aplicarea unor perturbații.

Mișcarea azimutală arată o sensibilitate crescută în cazul aplicării perturbațiilor și performanțe destul de scăzute ale SRA în cazul aplicării algoritmului MFC.

Principalele dezavantaje observate în cadrul subcapitolului 2.3 și în cadrul lucrării [Rad14] sunt:

- lipsa unor pași în acordarea rapidă a parametrilor aferenți algoritmilor MFC,
- performanțe nesatisfăcătoare în cazul reglării azimutului.

În subcapitolul 2.4 a fost efectuat un studiu de sensibilitate a SRA în raport cu modificarea unui parametru al procesului condus aferent TRAS. Acest studiu de sensibilitate, ilustrat prin intermediul fig. 2.4.3.1 și fig. 2.4.3.4, este abordat în două cazuri: unul în care perioada de eșantionare este $T_s = 0.01s$, cu rezultatele obținute prin rezolvarea problemelor de optimizare P1, P2 și P3, prezentate în fig. 2.4.3.2 și

fig. 2.4.3.3, iar în cel de-al doilea caz când aceasta este $T_s = 0.001s$, rezultatele obținute prin rezolvarea problemelor de optimizare $P1$, $P2$ și $P3$ sunt prezentate în fig. 2.4.3.5 și fig. 2.4.3.6, împreună cu rezultatele obținute prin aplicarea algoritmilor MFC-LQR. Rezultatele studiului de sensibilitate au permis realizarea unei comparații a rezultatelor obținute prin rezolvarea celor trei probleme de optimizare propuse în raport cu modificarea unui parametru al procesului și cum sunt influențate performanțele SRA de către alegerea perioadei de eșantionare [Rom15a].

Întrucât acordarea rapidă a parametrilor algoritmilor MFC este relativ greoaie, în subcapitolul 2.5 a fost propusă combinarea a două tehnici de tip data-driven, și anume MFC și VRFT, rezultând un nou algoritm MFC-VRFT prin intermediul căruia sunt calculați automat parametrii algoritmilor MFC. Pentru validarea tehnicii MFC-VRFT a fost utilizat modelul matematic neliniar al TRAS, iar rezultatele au fost comparate cu cele ale algoritmului MFC ai cărui parametri au fost determinați rezolvând o problemă de optimizare. Rezultatele sintetizate în tabelul 2.5.4.1, fig. 2.5.4.1 și fig. 2.5.4.2 demonstrează că performanțele SRA cu algoritmi MFC-VRFT sunt asemănătoare cu cele ale SRA cu algoritmi MFC ai căror parametri au fost determinați rezolvând o problemă de optimizare utilizând modelul procesului în cazul MIMO. Altfel spus, prin intermediul tehnicii VRFT este rezolvată problema acordării rapide a parametrilor algoritmilor MFC care să asigure erori de reglare extrem de apropiate de cele din cazul aplicării algoritmilor MFC cu parametri obținuți prin GSA [Rom16a].

În subcapitolul 2.6 a fost prezentată combinarea tehnicilor data-driven și SMC care a apărut datorită unor aplicații care necesită SRA cu performanțe de reglare superioare. Au fost propuse două variante de tehnici rezultate din combinarea tehnicii data-driven MFC cu SMC, și anume MFSCM1 și MFSCM2. Algoritmii de reglare specifici acestor tehnici au fost dezvoltați pe baza teoriei stabilității în sens Lyapunov. Algoritmii MFSCM1 și MFSCM2 au fost validați experimental pe echipamentul neliniar de tip TRAS în cazul SISO în două scenarii, (1) și (2):

- (1) este folosit un semnal sinusoidal ca referință a SRA,
- (2) referința este formată dintr-o combinație de semnale de tip rampă și treaptă.

Rezultatele experimentale aferente primului scenariu sunt prezentate în tabelul 2.6.4.1, fig. 2.6.4.1 și fig. 2.6.4.2. Rezultatele experimentale aferente celui de-al doilea scenariu sunt prezentate în tabelul 2.6.4.2, fig. 2.6.4.3 și fig. 2.6.4.4. Indiferent de scenariu sau de caz, fie cazul SISO azimut sau SISO relevment, cele mai bune performanțe sunt obținute de SRA cu algoritmi MFSCMCS în raport cu cele obținute de SRA cu algoritmi MFC [Pre17].

Contribuțiile propuse în cadrul acestui capitol sunt:

- Dezvoltarea și implementarea unor algoritmi de tip proporțional inteligent Model-Free Control (iP MFC) în timp discret.
- Validarea experimentală a algoritmilor proporțional inteligent Model-Free Control pe un sistem aerodinamic cu două rotoare (TRAS).
- Impunerea unui set de condiții care garantează stabilitatea sistemului de reglare automată (SRA) cu algoritmi de tip proporțional inteligent Model-Free Control.
- Efectuarea unui studiu de sensibilitate a sistemului de reglare automată cu algoritmi proporțional inteligent Model-Free Control în raport cu modificarea valorilor unui parametru al echipamentului de laborator sistem aerodinamic cu două rotoare.

- Combinarea tehnicilor Model-Free Control (MFC) și Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT) cu scopul acordării automate a parametrilor algoritmilor Model-Free Control.
- Validarea experimentală pe sistemul aerodinamic cu două rotoare a unor algoritmi Model-Free Control-Virtual Reference Feedback Tuning (MFC-VRFT).
- Combinarea tehnicilor Model-Free Control și Sliding Mode Control (SMC) cu scopul îmbunătățirii performanțelor sistemului de reglare automată.
- Dezvoltarea a două tehnici hibride Model-Free Sliding Mode Control 1 (MFSMC1) și Model-Free Sliding Mode Control 2 (MFSMC2), cu stabilitate garantată pe baza teoriei stabilității în sens Lyapunov.
- Formularea unor etape de proiectare a sistemelor de reglare automată cu algoritmi de tip proporțional inteligent Model-Free Control (iP MFC), Model-Free Control-regulator liniar-pătratic (MFC-LQR), Model-Free Control-Virtual Reference Feedback Tuning (MFC-VRFT), Model-Free Sliding Mode Control 1 (MFSMC1) și Model-Free Sliding Mode Control 2 (MFSMC2).

Aceste contribuții au fost **publicate în lucrările:**

1. R.-E. Precup, M.-B. Radac and **R.-C. Roman**, "Model-free sliding mode control of nonlinear systems: Algorithms and experiments," Information Sciences, vol. 381, pp. 176–192, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 4.832 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017, citată în:**
 1. M.-H. Khooban, "Secondary load frequency control of time-delay stand-alone microgrids with electric vehicles," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. PP, no. 9, pp. 1–7, 2017, **va fi indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 7.168 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
 2. H. Ahmed, I. Salgado and H. Rios, "Robust synchronization of master-slave chaotic systems using approximate model: An experimental study," ISA Transactions, DOI: 10.1016/j.isatra.2018.01.009, pp. 1–6, 2018, **va fi indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 3.394 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
 3. H.-T. Lin, "A novel real-time path servo control of a hardware-in-the-loop for a large-stroke asymmetric rod-less pneumatic system under variable loads," Sensors, vol. 17, no. 6, pp. 1–14, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 2.677 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
 4. I. Matraji, A. Al-Durra, A. Haryono, K. Al.-Wahedi and M. Abou-Khousa, "Trajectory tracking control of skid-steered mobile robot based on adaptive second order sliding mode control," Control Engineering Practice, vol. 72, pp. 167–176, 2018, **va fi indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 2.602 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
 5. M. S. Wang and T. M. Tsai, "Sliding mode and neural network control of sensorless PMSM controlled system for power consumption and performance improvement," Energies, vol. 10, no. 11, pp. 1–14, 2017,

- indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 2.262 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
6. M. M. Rahman, A. H. Chowdhury and M. A. Hossain, "Improved load frequency control using a fast acting active disturbance rejection controller," *Energies*, vol. 10, no. 11, pp. 1-18, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 2.262 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
 7. H. Wang, Y. Tian, S. Han, S. Han and X. Wang, "ZMP theory-based gait planning and model-free trajectory tracking control of lower limb carrying exoskeleton system," *Studies in Informatics and Control*, vol. 26, no. 2, pp. 161-170, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 0.776 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
 8. H. Abouaissa, O. A. Hasan, C. Join, M. Fliess and D. Defer, "Energy saving for building heating via a simple and efficient model-free control design: First steps with computer simulations," in *Proc. 2017 21st International Conference on System Theory, Control and Computing*, Sinaia, Romania, 2017, pp. 747-752, **indexată în IEEE Xplore, INSPEC, DBLP,**
 9. Y. Xin, Z.-C. Qin, W.-G. Wu and J.-Q. Sun, "Partial model-free control of a 2-input and 2-output helicopter system," in *Proc. 9th European Nonlinear Dynamics Conference 2017*, Budapest, Hungary, 2017, pp. 1-10, **indexată în Google Scholar,**
 10. E. Schulken, "Investigations of model-free sliding mode control algorithms including application to autonomous quadrotor flight," M.Sc. thesis, Rochester Institute of Technology, Rochester, New-York, USA, 2017, **indexată în Google Scholar,**
2. **R.-C. Roman**, M.-B. Radac, R.-E. Precup and E. M. Petriu, "Virtual reference feedback tuning of model-free control algorithms for servo systems," *Machines*, vol. 5, no. 4, pp. 1-15, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science, fără factor de impact.**
 3. M.-B. Radac, **R.-C. Roman**, R.-E. Precup and E. M. Petriu, "Data-driven model-free control of twin rotor aerodynamic systems: algorithms and experiments," in *Proc. 2014 IEEE International Symposium on Intelligent Control*, Antibes, France, 2014, pp. 1889-1894, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science,**
citată în:
 1. Y. Zhou, H. Li and H. Yao, "Model-free control of surface mounted PMSM drive system," in *Proc. 2016 IEEE International Conference on Industrial Technology*, Taipei, Taiwan, 2016, pp. 175-180, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science,**
 2. L. Cao, H. Li and H. Zhang, "Model-free power control of front-end PFC AC/DC converter for on-board charger," in *Proc. 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Hefei, China, 2016, pp. 2719-2723, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science,**
 3. Y. Xin, Z.-C. Qin, W.-G. Wu and J.-Q. Sun, "Partial Model-Free Control of a 2-Input and 2-Output Helicopter System," in *Proc. 9th European Nonlinear*

-
- Dynamics Conference 2017, Budapest, Hungary, 2017, pp. 1–10, **indexată în Google Scholar,**
4. M. Deniz, "Compensator design for twin rotor systems," M.Sc. thesis, Izmir Institute of Technology, Izmir, Turkey, 2015, **indexată în Google Scholar,**
- 4. R.-C. Roman,** M.-B. Radac, R.-E. Precup and E.M. Petriu, "Data-driven optimal model-free control of twin rotor aerodynamic systems," in Proc. 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology, Seville, Spain, 2015, pp. 161–166, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science,**
citată în:
1. H. Abouaissa, M. Fliess and C. Join, "On ramp metering: Towards a better understanding of ALINEA via model-free control," International Journal of Control, vol. 90, no. 5, pp. 1018–1026, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 2.208 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
 2. Y. Xin, Z.-C. Qin, W.-G. Wu and J.-Q. Sun, "Partial model-free control of a 2-input and 2-output helicopter system," in Proc. 9th European Nonlinear Dynamics Conference 2017, Budapest, Hungary, 2017, pp. 1–10, **indexată în Google Scholar,**
- 5. R.-C. Roman,** M.-B. Radac and R.-E. Precup, "Mixed MFC-VRFT approach for a multivariable aerodynamic system position control," in Proc. 2016 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics, Budapest, Hungary, 2016, pp. 2615–2620, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science.**

3. MODEL-FREE ADAPTIVE CONTROL ȘI VARIANTA HIBRIDĂ

3.1. Introducere în tehnica Model-Free Adaptive Control (MFAC)

Model-Free Adaptive Control (MFAC) este o tehnică de tip data-driven care folosește doar de datele de intrare/ieșire aferente procesului condus în proiectarea regulatorului. Tehnica MFAC garantează stabilitatea sistemului de reglare automată (SRA) și convergența erorii de urmărire prin îndeplinirea unor condiții de reinițializare. În proiectarea algoritmilor de reglare de tip MFAC (algoritmi de reglare MFAC sau algoritmi MFAC) implementați ca regulatoare MFAC nu sunt necesare semnale externe de testare și procese de antrenare cum sunt cele specifice rețelelor neuronale din structurile de reglare adaptivă neliniară, ceea ce conduce la regulatoare caracterizate prin costuri scăzute de proiectare și implementare [Hou11a], [Hou11b], [Rom16b].

Algoritmii de reglare de tip MFAC sunt grupați sub forma a trei versiuni: forma compactă liniarizată dinamic (Compact Form Dynamic Linearization, CFDL), iar algoritmul este cunoscut sub denumirea Model-Free Adaptive Control-Compact Form Dynamic Linearization (MFAC-CFDL), forma parțială liniarizată dinamic (Partial Form Dynamic Linearization, PFDL) iar algoritmul este cunoscut sub denumirea Model-Free Adaptive Control-Partial Form Dynamic Linearization (MFAC-PFDL) și forma integrală liniarizată dinamic (Full Form Dynamic Linearization, FFDL) iar algoritmul este cunoscut sub denumirea Model-Free Adaptive Control-Full Form Dynamic Linearization (MFAC-FFDL). După cunoștințele autorului, CFDL este cea mai folosită versiune a algoritmilor MFAC [Hou11a], [Hou11b]. În cadrul tehnicii de acordare a parametrilor regulatoarelor cu algoritmi MFAC pot fi utilizate modele matematice neparametrice ale proceselor sub forma unor răspunsuri ale procesului la diverse semnale de intrare (comenzi).

Cele trei versiuni de algoritmi MFAC se bazează pe modelele dinamice liniarizate ale procesului utilizând o tehnică de liniarizare dinamică plus o aproximare a derivatelor cunoscută sub denumirea de derivată pseudoparțială (Pseudo-Partial Derivative, PPD). Algoritmii MFAC au fost dezvoltați considerând modelul neliniar MIMO al procesului în timp discret cu expresia [Hou11a], [Hou11b]:

$$\mathbf{y}(k+1) = \mathbf{f}(\mathbf{y}(k), \dots, \mathbf{y}(k-n_y), \mathbf{u}(k), \dots, \mathbf{u}(k-n_u)), \quad (3.1.1)$$

în care $\mathbf{y}(k+1) \in \mathbf{R}^n$ este vectorul de ieșire a procesului, $\mathbf{u}(k) \in \mathbf{R}^n$ este vectorul de intrare (de comandă) a procesului, $n \in \mathbf{Z}, n \geq 0$ este numărul de intrări ale procesului, egal cu numărul de ieșiri ale procesului, n este cunoscut, $\mathbf{y}(k-n_y) \in \mathbf{R}^n$ este vectorul de ieșire la momentul de timp $k-n_y$, $\mathbf{u}(k-n_u) \in \mathbf{R}^n$ este vectorul de comandă la momentul de timp $k-n_u$, iar $\mathbf{f} : \mathbf{R}^{n(n_y+n_u+2)} \rightarrow \mathbf{R}^n$ este o funcție neliniară vectorială de variabilă vectorială; funcția \mathbf{f} este necunoscută [Hou11a], [Hou11b], [Rom16b].

Rezultatele teoretice din cazul MIMO propuse în cadrul capitolului 3 pornind de la modelul neliniar MIMO al procesului în timp discret din relația (3.1.1) sunt aplicabile proceselor neliniare la care numărul de intrări (comenzi) este egal cu numărul de ieșiri (regrate).

3.2. Studiu bibliografic privind tehnica MFAC

Algoritmii MFAC au fost aplicați cu succes pe o gamă largă de procese. În continuare este prezentată o analiză sintetică a bibliografiei de specialitate.

Cel care a propus pentru prima dată tehnica, Zhong-Sheng Hou, a publicat două lucrări recente de sinteză privind tehnica MFAC. În [Hou13a] este efectuată o sinteză privind tranziția de la model-based control la data-driven control și este justificată necesitatea algoritmilor de tip data-driven control. În [Hou17] este realizat un studiu despre model based control și tehnicile de tip data-driven, cu accent pe îmbunătățirile aduse MFAC.

În cele ce urmează sunt **clasificate și analizate lucrările care fac referiri la algoritmi MFAC** din două puncte de vedere: validarea prin simulare numerică a SRA cu algoritmi MFAC (I) și validarea experimentală a acestora (II). Lucrările din cele două categorii sunt organizate mai departe din punctul de vedere al domeniilor de aplicație ale proceselor conduse prin algoritmi MFAC.

I. Lucrări în care sunt dezvoltati algoritmi MFAC implementați ca regulatoare MFAC și validați prin simulare numerică:

1. Algoritmi MFAC cu aplicații în domeniile hidro-bio-chimice. În [Hou11a] este efectuată o analiză și aplicare a algoritmilor MFAC-CFDL și MFAC-PFDL pe modelul de simulare a unui sistem cu trei rezervoare. În [Jie08] este prezentat un studiu comparativ privind diverse variante de regulatoare MFAC antiruliu testate pe modelul de simulare a unei nave cisternă. În [Coe10] este proiectat un algoritm MFAC folosind compensare bazată pe rețele neuronale evolutive și aplicat pe modelele matematice neliniare ale unui reactor chimic și unei electrovalve. În [Zhu15] sunt prezentate rezultatele aplicării algoritmilor MFAC și MFAC combinați cu rețele neuronale pe modelul unui bioreactor cu amestecare și funcționare continuă. În [Zhu17] este oferit un algoritm MFAC combinat cu RBFNN și aplicat pe o coloană de distilare în prelucrarea stireului brut.

2. Algoritmi MFAC cu aplicații în domeniile energiei și electronicii de putere. În [Lu15] este proiectat un algoritm MFAC cu rol de stabilizator în sisteme energetice. În [Hua16] este abordată reglarea optimală a unui convertor boost utilizând MFAC și fuzzy Particle Swarm Optimization. În [Zha17] este propusă folosirea MFAC în reglarea tensiunii din convertoarele de curent continuu-curent alternativ pentru microgrid-uri. În [Li17] este dezvoltat un algoritm MFAC pentru reglarea fără senzori a turației unui motor electric de curent continuu fără perii.

3. Algoritmi MFAC cu aplicații în domeniul acționărilor electrice. În [Che15] sunt comparate performanțele unui SRA cu regulator MFAC cu cele ale SRA cu regulator PID în reglarea poziției unui servosistem. În [Hou15] sunt testate și comparate trei tehnici de tip data-driven, în speță MFAC, MFC și Active Disturbance Rejection Control (ADRC) pe un manipulator planar. În [Wan16b] este propus un algoritm MFAC combinat cu SMC aplicat pe un exoschelet robotic cu mai multe grade de libertate. În [Wan17a] este testat un regulator MFAC combinat cu rețele neuronale și tehnici tolerante la defecte. În [Zhu12] este efectuată o comparație între MFAC și MFAC combinat cu tehnica lazy learning pe un sistem de tip

Hammerstein urmărind scopul de adaptare a factorului de penalizare. În [Cao14a] este propus un algoritm MFAC pentru motoare liniare.

4. Algoritmi MFAC cu aplicații pe modele matematice neliniare. În [Hou13b] este realizat un studiu comparativ privind algoritmi MFAC și MFAC bazați pe informații de gradient obținute din modelul procesului și algoritmi de reglare adaptivă. În [Jin14] este propus un algoritm MFAC cu comutare. În [Bu12] este proiectat un regulator MFAC cu observator de perturbație bazat pe RBFNN. În [Jin15] este oferită o aplicație a versiunii FFDL a algoritmului MFAC (MFAC-FFDL). În [Sou15] este prezentată acordarea parametrilor unui algoritm MFAC printr-un algoritm de optimizare. În [Liu16a] este propus un algoritm MFAC bazat pe proiecție succesivă dublă. În [Chi16] este realizată acordarea parametrilor unui algoritm MFAC utilizând programare pătratică.

5. Algoritmi MFAC cu aplicații în alte domenii. În [Bu16] este propus un algoritm MFAC distribuit pentru sisteme multi-agent. În [Bu13] este propusă combinarea tehnicilor MFAC și ILC pentru urmărirea traiectoriei a unui vehicul din domeniul agriculturii.

II. Lucrări în care sunt dezvoltati algoritmi MFAC implementați ca regulatoare MFAC și validați prin rezultate experimentale:

1. Algoritmi MFAC cu aplicații în domeniul aviației. În [Liu16b] este propusă o structură de SRA în cascadă cu regulatoare MFAC și iPID; structura este validată pe un sistem de tip quadcopter. În [Rom15b] este implementat un regulator MFAC MIMO ca două regulatoare MFAC SISO ce rulează în paralel; regulatorul este aplicat pe un echipament de tip TRAS. În [Rad14] este prezentat un studiu comparativ privind performanțele SRA cu algoritmi MFAC și MFC; algoritmi sunt validați pe un echipament de tip TRAS. În [Rom14b] este prezentat un studiu comparativ privind performanțele SRA cu algoritmi MFAC-CFDL și MFAC-PFDL validați pe TRAS. În [Rom16c] și [Rom16d] este propusă combinarea tehnicilor MFAC și VRFT pentru ca în final toți parametrii regulatorului MFAC să fie calculați automat fără a folosi informații despre modelul procesului; algoritmul rezultat este validat pe TRAS. În [Rom16b] este propus un studiu comparativ privind performanțele SRA cu regulatoare MFC, MFAC și VRFT; regulatoarele sunt validate experimental pe TRAS atât în structură MIMO cât și ca două regulatoare SISO ce rulează în paralel.

2. Algoritmi MFAC cu aplicații în alte domenii. În [Hou11b] este efectuată validarea algoritmilor MFAC-CFDL și MFAC-PFDL pe un echipament de tip sistem cu trei rezervoare. În [Zhu14] este propus un algoritm MFAC combinat cu RBFNN și validat pe un sistem cu trei rezervoare. În [Cao14b] este propus un algoritm MFAC neparametric și validat pe un motor sincron cu magneți permanenți.

Din cele prezentate în acest subcapitol și în subcapitolul 3.1 sunt extrase principalele **avantaje** ale tehnicii MFAC în cele trei versiuni ale sale:

- poate asigura stabilitatea buclei închise folosind doar datele de intrare și ieșire aferente procesului condus;
- nu este necesară nici o informație despre structura și parametrii modelul matematic în proiectarea regulatorului.

Dezavantajele acestei tehnici sunt:

- pentru proiectarea regulatorului este necesară alegerea valorilor inițiale ale parametrilor acestuia, ceea ce reprezintă o problemă relativ complicată în cazul în care sunt impuse performanțe foarte bune ale SRA; problema este rezolvată în [Rom16c] și [Rom16d] determinând automat parametrii regulatoarelor MFAC prin combinare cu tehnica VRFT;

- conform rezultatelor prezentate în [Rom15b], [Rom16b], [Rom16c] și [Rom16d], regulatoarele MFAC au comportament similar cu cel al regulatoarelor I atunci când matricea PPD este constantă.

3.3. Algoritmi Model-Free Adaptive Control-Compact Form Dynamic Linearization (MFAC-CFDL)

Relația (3.1.1) este generalizată în sens Lipschitz, adică $\|\Delta \mathbf{y}(k+1)\| \leq b \|\Delta \mathbf{u}(k)\|$ pentru fiecare k fix și $\|\Delta \mathbf{u}(k)\| \neq 0$, în care vectorii incrementi ai ieșirilor și comenzilor au expresiile $\Delta \mathbf{y}(k+1) = \mathbf{y}(k+1) - \mathbf{y}(k)$, $\Delta \mathbf{u}(k) = \mathbf{u}(k) - \mathbf{u}(k-1)$ și $b = \text{const} > 0$. Pentru sistemul neliniar din relația (3.1.1) ce îndeplinește condiția de mai sus există o matrice PPD $\Phi(k) \in \mathbf{R}^{n \times n}$, astfel încât modelul neliniar MIMO al procesului în timp discret din relația (3.1.1) să poată fi transformat în următorul model CFDL:

$$\Delta \mathbf{y}(k+1) = \Phi(k) \Delta \mathbf{u}(k), \quad (3.3.1)$$

în care $\Phi(k) = [\phi_{ij}(k)]_{i,j=1..n}$, $\|\Phi(k)\| \leq b$. Dezvoltarea algoritmului MFAC urmărește rezolvarea următoarei probleme de optimizare [Hou11a]:

$$\mathbf{u}^*(k) = \arg \min_{\mathbf{u}(k)} J(\mathbf{u}(k)), \quad (3.3.2)$$

$$J(\mathbf{u}(k)) = \|\mathbf{y}^*(k+1) - \mathbf{y}(k+1)\|^2 + \lambda \|\mathbf{u}(k) - \mathbf{u}(k-1)\|^2,$$

în care $\mathbf{y}^*(k+1) \in \mathbf{R}^n$ este vectorul referințelor, iar $\lambda = \text{const} > 0$ este un coeficient de ponderare utilizat în proiectare. Este considerat că matricea PPD $\Phi(k)$ este diagonal dominantă astfel încât:

$$\begin{aligned} |\phi_{ij}(k)| &\leq b_1, \quad b_2 \leq |\phi_{ii}(k)| \leq ab_2, \quad i=1..n, \quad j=1..n, \quad i \neq j, \\ a &\geq 1, \quad b_2 > b_1(2a+1), \end{aligned} \quad (3.3.3)$$

în care $a = \text{const} > 0$, $b_1 = \text{const} > 0$, $b_2 = \text{const} > 0$, iar semnele tuturor elementelor matricei $\Phi(k)$ sunt constante la toate momentele de timp discret.

Estimata matricei PPD $\hat{\Phi}(k)$ este obținută din relația de recurență:

$$\hat{\Phi}(k) = \hat{\Phi}(k-1) + \frac{\eta[\Delta \mathbf{y}(k) - \hat{\Phi}(k-1)\Delta \mathbf{u}(k-1)]\Delta \mathbf{u}^T(k-1)}{\mu + \|\Delta \mathbf{u}(k-1)\|^2}, \quad (3.3.4)$$

în care $\eta \in (0,1)$ este un parametru constant, iar $\mu = \text{const} > 0$ este un parametru introdus pentru a evita anularea numitorului în relația (3.3.4). Conform [Hou11a], matricea PPD este actualizată la fiecare moment de timp k folosind datele de intrare/ieșire măsurate online pe parcursul funcționării în timp real a SRA. Condițiile de reinițializare a matricei $\hat{\Phi}(k)$ sunt:

$$\begin{aligned} \hat{\phi}_{ii}(k) &= \hat{\phi}_{ii}(1), \text{ dacă } \begin{cases} |\hat{\phi}_{ii}(k)| < b_2 \text{ sau} \\ |\hat{\phi}_{ii}(k)| > ab_2 \text{ sau} \\ \text{sgn}(\hat{\phi}_{ii}(k)) \neq \text{sgn}(\hat{\phi}_{ii}(1)) \end{cases}, \\ \hat{\phi}_{ij}(k) &= \hat{\phi}_{ij}(1), \text{ dacă } \begin{cases} |\hat{\phi}_{ij}(k)| > b_1 \text{ sau} \\ \text{sgn}(\hat{\phi}_{ij}(k)) \neq \text{sgn}(\hat{\phi}_{ij}(1)) \end{cases}, \quad i \neq j, \end{aligned} \quad (3.3.5)$$

în care $\hat{\phi}_{ij}(1)$ este valoarea inițială a lui $\hat{\phi}_{ij}(k)$ cu $i=1\dots n$ și $j=1\dots n$. Expresia legii de reglare aferente algoritmului MFAC-CFDL este:

$$\mathbf{u}(k) = \mathbf{u}(k-1) + \frac{\rho \hat{\Phi}^T(k) [\mathbf{y}^*(k+1) - \mathbf{y}(k)]}{\lambda + \|\hat{\Phi}(k)\|^2}, \quad (3.3.6)$$

în care $\rho = \text{const} > 0$ este un parametru suplimentar.

Ipotezele prezentate mai sus, împreună cu mecanismul de estimare din relația (3.3.4), condițiile de reinițializare specificate în relația (3.3.5) și cu legea de reglare din relația (3.3.6) garantează stabilitatea SRA cu algoritm MFAC-CFDL [Hou11a].

În cazul MIMO calculul normei din relațiile anterioare este realizat folosind norma 2 definită după cum urmează:

$$\|\hat{\Phi}\|_2 = \max_{\|\mathbf{x}\|_2=1} \|\hat{\Phi}\mathbf{x}\|_2 = \sqrt{\gamma_{\max}}, \quad (3.3.7)$$

în care γ_{\max} este valoarea proprie maximă a matricii $\hat{\Phi}^T \hat{\Phi}$. Relația (3.3.7) este utilizată în implementarea inițială din [Hou11a] pentru calculul normei 2 în cadrul algoritmului MFAC.

În fig. 3.3.1 este prezentată schema bloc a SRA cu algoritm MFAC, în care vectorul $\boldsymbol{\varepsilon}(k) \in \mathbf{R}^n$ al erorii de reglare este definit după cum urmează:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\varepsilon}(k) &= \mathbf{y}^*(k) - \mathbf{y}(k) = [\varepsilon_1(k) \dots \varepsilon_n(k)]^T, \\ \varepsilon_1(k) &= y_1^*(k) - y_1(k), \varepsilon_n(k) = y_n^*(k) - y_n(k). \end{aligned} \quad (3.3.8)$$

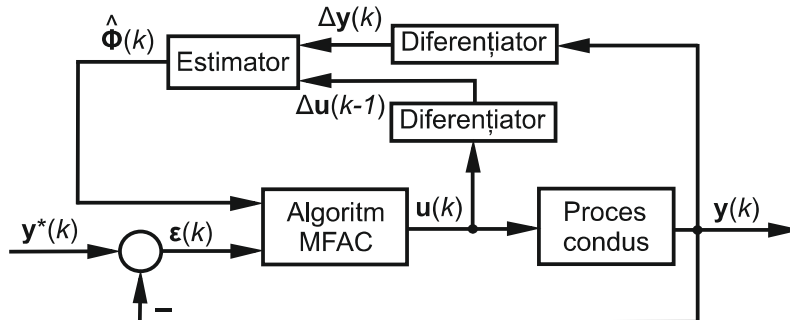


Fig. 3.3.1. Schema bloc a SRA cu algoritm MFAC.

În baza rezultatelor prezentate în acest paragraf sunt formulate următoarele **etape de proiectare a SRA cu algoritm MFAC-CFDL**:

Etapa 6.1. Alegerea valorii inițiale a estimatei matricii PPD $\Phi(k)$ astfel încât acesta să impună comportamentul dorit al SRA.

Etapa 6.2. Alegerea valorilor pentru limita inferioară b_2 respectiv pentru limita superioară ab_2 ale elementelor de pe diagonala principală și b_1 în cazul elementelor de pe diagonala secundară din relația (3.3.3) astfel încât $\hat{\Phi}(k)$ să varieze pe parcursul experimentelor între restricțiile impuse prin condițiile de reinițializare a matricii $\hat{\Phi}(k)$ din relația (3.3.5).

Etapa 6.3. Stabilirea valorilor parametrilor $\eta \in (0,1)$, $\lambda > 0$, $\mu > 0$ și $\rho > 0$ folosind experiența proiectantului de SRA.

În paragraful următor este realizată validarea algoritmilor MFAC-CFDL pe echipamentul de tip TRAS, întrucât TRAS este un echipament cu două grade de libertate cu două intrări și două ieșiri, în relațiile din cadrul acestui paragraf va fi considerată valoarea particulară $n=2$ a parametrului n .

3.3.1. Validarea experimentală a algoritmilor MFAC-CFDL

În cadrul acestui paragraf sunt prezentate rezultate privind validarea experimentală a unor algoritmi MFAC-CFDL, dezvoltați conform paragrafului anterior, sub formă de regulatoare MFAC-CFDL de azimut și relevment dedicate echipamentului de laborator de tip sistem aerodinamic cu două rotoare (TRAS). În continuare sunt prezentate trei scenarii experimentale:

- în primul scenariu, SISO, relevmentul este blocat, iar reglarea ieșirii de tip poziție este realizată doar pentru azimut;
- în cel de-al doilea scenariu, SISO, azimutul este blocat, iar reglarea ieșirii de tip poziție este realizată doar pentru relevment;
- în cel de-al treilea scenariu, MIMO, este realizată reglarea azimutului și relevmentului; algoritmul MFAC-CFDL dedicat cazului MIMO din acest paragraf este implementat sub formă de două regulatoare SISO care rulează în paralel.

Perioada de eșantionare folosită în toate experimentele este $T_s = 0.01s$, numărul de eșantioane este $N = 9000$, iar referințele au expresia [Rom14b]:

$$y_1^*(k) = 0.2 \text{ dacă } k \in [0, 4500], -0.2 \text{ dacă } k \in (4500, 7500] \\ \text{și } 0.2 \text{ dacă } k \in (7500, 9000], \quad (3.3.1.1)$$

$$y_2^*(k) = 0.2 \text{ dacă } k \in [0, 3000], -0.2 \text{ dacă } k \in (3000, 6000] \\ \text{și } 0.2 \text{ dacă } k \in (6000, 9000].$$

Sunt utilizate următoarele funcții obiectiv ca indicatori de calitate pentru măsurarea și aprecierea performanțelor SRA:

$$J_E^a = \sum_{k=1}^N \varepsilon_1^2(k), \\ J_E^r = \sum_{k=1}^N \varepsilon_2^2(k), \\ J_E^{ar} = \sum_{k=1}^N (\varepsilon_1^2(k) + \varepsilon_2^2(k)). \quad (3.3.1.2)$$

Primele două funcții obiectiv sunt utilizate în scenariile SISO aferente reglării azimutului respectiv relevmentului, iar cea de-a treia în scenariul MIMO. Indicii superiori a și r simbolizează azimutul respectiv relevmentul, iar $\varepsilon_1(k)$ și $\varepsilon_2(k)$ sunt erorile de reglare conform [Rom14b]. Funcțiile obiectiv de mai sus sunt obținute prin minimizarea sumei pătratelor erorilor pentru fiecare eșantion în parte.

În cazul scenariilor SISO, perturbația introdusă pe azimut este un semnal treaptă de 0.1 rad aplicat aditiv pe ieșirea acestuia la momentul de timp 35 s, iar pentru relevment este din nou un semnal treaptă de -0.1 rad aplicat aditiv pe ieșirea acestuia la momentul de timp 50 s. În cazul scenariului MIMO, perturbația introdusă pe azimut este un semnal treaptă de 0.05 rad aplicat aditiv pe ieșirea

acestui la momentul de timp 25 s, iar pentru relevment este un semnal treaptă de 0.1 rad aplicat aditiv pe ieșirea acestuia la momentul de timp 50 s.

Întrucât algoritmul MFAC-CFDL are mulți parametri și nu există relații analitice pentru acordarea acestora, acordarea euristică a parametrilor este complicată și necesită timp. În continuare este efectuată acordarea optimă a parametrilor algoritmului MFAC-CFDL prin intermediul algoritmului de optimizare GSA [Dav13] pentru minimizarea funcțiilor obiectiv din relația (3.3.1.2).

În tabelul 3.3.1.1 sunt prezentate valorile parametrilor algoritmului MFAC-CFDL în cele două scenarii SISO și în scenariul MIMO conform etapelor 6.1, 6.2 și 6.3 și celor prezentate în [Rom14b], în care parametrul γ este limita inferioară, echivalentul lui b_2 din relația (3.3.3), iar parametrul Γ este limita superioară, echivalentul lui ab_2 din relația (3.3.3).

Tabelul 3.3.1.1.

Valorile parametrilor algoritmului MFAC-CFDL în cele două scenarii SISO și în scenariul MIMO.

	MFAC-CFDL SISO		MFAC-CFDL MIMO	
	Azimut	Relevment	Azimut	Relevment
$\hat{\phi}(1)$	2501	2001	1001	2001
η, λ, μ	$\eta = 0.1, \lambda = 5, \mu = 0.99$			
ρ	0.79	5.53	0.79	5.53
γ	2500	2000	1000	2000
Γ	2501.5	2001.9	1001.5	2001.9
J_E^a, J_E^r, J_E^{ar}	644.79	106.2	407.72	

În fig. 3.3.1.1 sunt prezentate rezultatele aferente reglării poziției în cazul SISO azimut folosind regulatorul MFAC-CFDL implementat pe baza algoritmului MFAC-CFDL. În fig. 3.3.1.2 sunt prezentate rezultatele aferente reglării poziției în cazul SISO relevment folosind regulatorul MFAC-CFDL implementat pe baza algoritmului MFAC-CFDL. Aceste rezultate sunt preluate din lucrarea proprie [Rom14b].

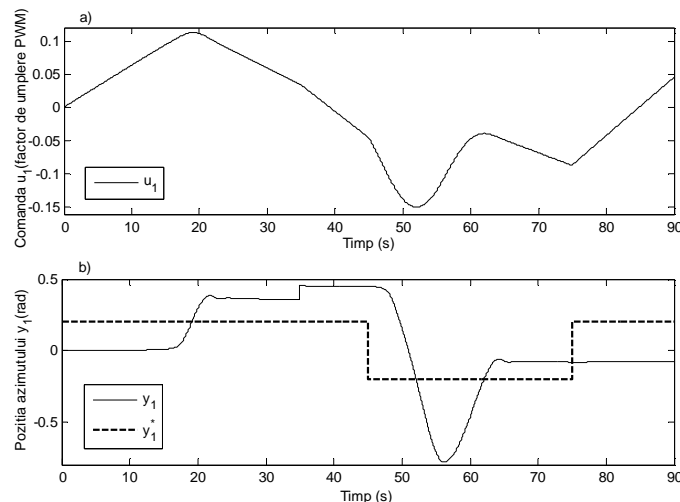


Fig. 3.3.1.1. Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul SISO MFAC-CFDL atunci când relevmentul este blocat iar reglarea este realizată pentru azimut.

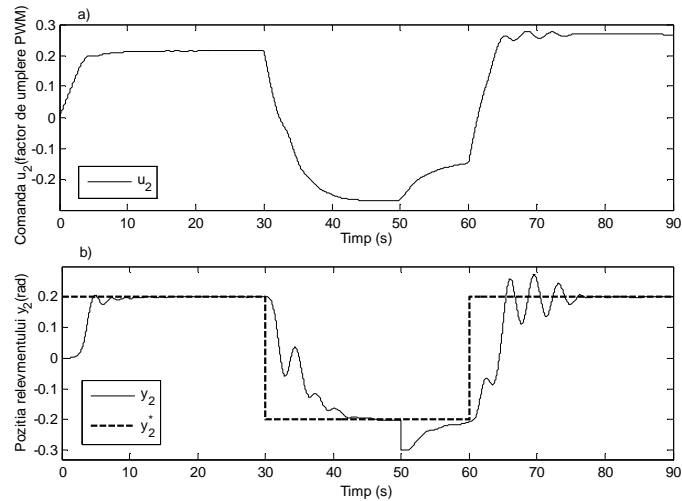


Fig. 3.3.1.2. Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul SISO MFAC-CFDL atunci când azimutul este blocat iar reglarea este realizată pentru relevment.

În fig. 3.3.1.3 și 3.3.1.4 sunt prezentate rezultatele aferente reglării poziției în cazul MIMO folosind regulatorul MFAC-CFDL implementat pe baza algoritmului MFAC-CFDL [Rom14b].

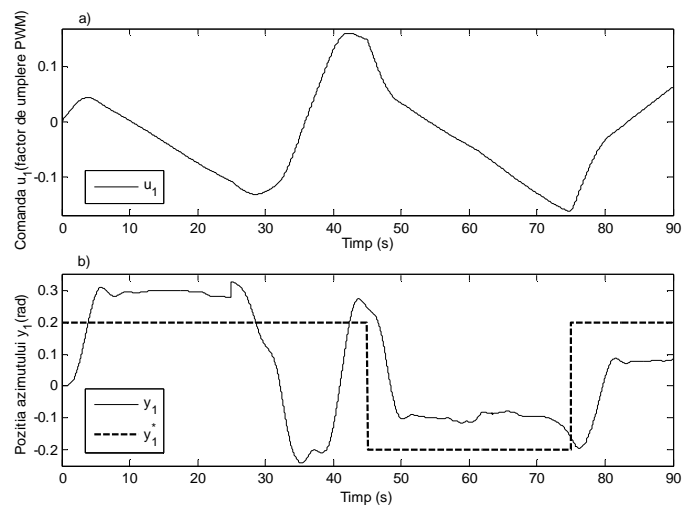


Fig. 3.3.1.3. Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul MIMO MFAC-CFDL pentru reglarea azimutului.

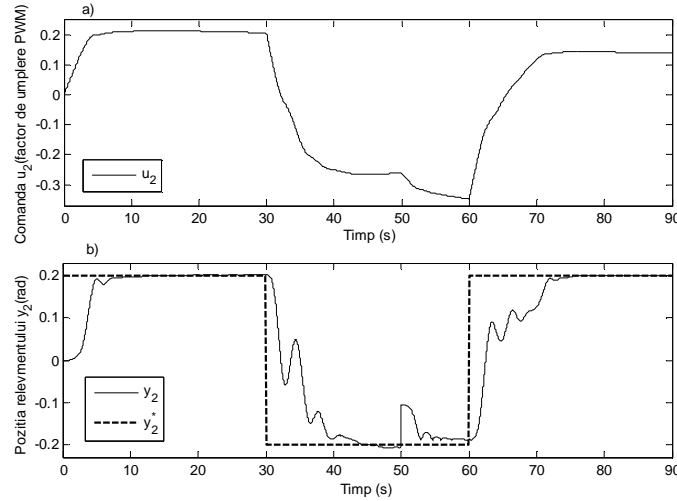


Fig. 3.3.1.4. Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul MIMO MFAC-CFDL pentru reglarea relevmentului.

3.4. Algoritmi Model-Free Adaptive Control-Partial Form Dynamic Linearization (MFAC-PFDL)

În versiunea PFDL a algoritmului MFAC, relația (3.1.1) este de asemenea generalizată în sens Lipschitz și anume $\|\Delta \mathbf{y}(k+1)\| \leq b \|\Delta \mathbf{U}(k)\|$ pentru fiecare k fix și $\|\Delta \mathbf{U}(k)\| \neq 0$, în care $\Delta \mathbf{U}(k) = [\Delta \mathbf{u}(k) \dots \Delta \mathbf{u}(k-L+1)]^T$, $\Delta \mathbf{u}(k-i) = \mathbf{u}(k-i) - \mathbf{u}(k-i-1)$, $i = 0 \dots L-1$, $\Delta \mathbf{y}(k+1) = \mathbf{y}(k+1) - \mathbf{y}(k)$, $\mathbf{u}(k) = 0$ pentru $k \leq 0$ și $b = \text{const} > 0$, iar $L = \text{const} > 0$ este un parametru care specifică orizontul de timp al intrării pentru care sistemul neliniar în timp discret este considerat liniarizat [Hou11b].

Pentru sistemul neliniar din relația (3.1.1) ce îndeplinește cerințele de mai sus, în care $\|\Delta \mathbf{U}(k)\| \neq 0$ pentru orice k , în cazul MFAC-PFDL este utilizată formularea următoare de tip PFDL asemănătoare modelului CFDL din relația (3.3.1):

$$\Delta \mathbf{y}(k+1) = \Phi^T(k) \Delta \mathbf{U}(k), \quad (3.4.1)$$

în care:

$$\Phi(k) = [\Phi_1(k) \quad \Phi_2(k) \quad \dots \quad \Phi_L(k)]^T, \quad \|\Phi(k)\| \leq b, \quad (3.4.2)$$

$$\Phi_m(k) = [\phi_{ij}(k)]_{i,j=1 \dots n}, \quad m = 1 \dots L.$$

În cazul SISO, matricea PPD $\Phi(k)$ devine un vector având forma generală de matrice linie $\Phi(k) = [\phi_1(k) \quad \phi_2(k) \dots \phi_L(k)]^T \in \mathbf{R}^{1 \times n}$. Dezvoltarea algoritmului MFAC urmărește rezolvarea problemei de optimizare din relația (3.3.2).

Estimata matricei PPD $\hat{\Phi}(k)$ este obținută din relația de recurență:

$$\hat{\Phi}(k) = \hat{\Phi}(k-1) + \frac{\eta \Delta \mathbf{U}(k-1) [\Delta \mathbf{y}(k) - \hat{\Phi}^T(k-1) \Delta \mathbf{U}(k-1)]}{\mu + \|\Delta \mathbf{U}(k-1)\|^2}, \quad (3.4.3)$$

în care $\eta \in (0,1)$ este un parametru constant, iar $\mu = \text{const} > 0$ este un parametru introdus pentru a evita anularea numitorului în relația (3.4.3). Procedând similar cazului MFAC-CFDL, matricea PPD este actualizată la fiecare moment de timp k

folosind datele de intrare/ieșire măsurate online pe parcursul funcționării în timp real a SRA. Condițiile de reinițializare a matricei $\hat{\Phi}(k)$ sunt:

$$\hat{\Phi}(k) = \hat{\Phi}(1), \text{ dacă } \begin{cases} \|\hat{\Phi}(k)\| \leq \beta \text{ sau} \\ \text{sgn}(\hat{\phi}_1(k)) \neq \text{sgn}(\hat{\phi}_1(1)) \end{cases} \quad (3.4.4)$$

în care $\hat{\phi}_1(1)$ este valoarea inițială a lui $\hat{\phi}_1(k)$, iar parametrul $\beta = \text{const} > 0$ este ales de valoare mică. Conform [Hou11a] și [Hou11b], valoarea parametrului L trebuie să fie aleasă între 1 și ordinul aproximativ al procesului necunoscut. În cazul în care $L=1$ MFAC-PFDL devine MFAC-CFDL. Expresia legii de reglare aferente algoritmului MFAC-PFDL este:

$$u(k) = u(k-1) + \frac{\rho_1 \hat{\phi}_1(k) [y^*(k+1) - y(k)]}{\lambda + |\hat{\phi}_1(k)|^2} - \frac{\hat{\phi}_1(k) \sum_{i=2}^L [\rho_i \hat{\phi}_i(k) \Delta u(k-i+1)]}{\lambda + |\hat{\phi}_1(k)|^2}, \quad (3.4.5)$$

în care $\rho = [\rho_1 \dots \rho_L]^T$ este un vector de parametri constanți, cu $\rho_i \in (0,1)$, $i=1\dots L$, iar ca și în cazul MFAC-CFDL $\lambda = \text{const} > 0$ este un coeficient de ponderare în funcția obiectiv din relația (3.3.2).

Ipotezele prezentate mai sus, împreună cu mecanismul de estimare $\hat{\Phi}(k)$ dat de relația (3.4.3), condițiile de reinițializare specificate în relația (3.4.4) și cu legea de reglare din relația (3.4.5) garantează stabilitatea SRA cu algoritm MFAC-PFDL [Hou11b].

În baza rezultatelor prezentate în acest paragraf sunt formulate următoarele **etape de proiectare a SRA cu algoritm MFAC-PFDL**:

Etapa 7.1. Stabilirea valorii parametrului $L > 0$.

Etapa 7.2. Alegerea valorii inițiale $\hat{\Phi}(1)$ a estimatei matricei PPD astfel încât aceasta să impună comportamentul dorit al SRA.

Etapa 7.3. Alegerea unei valori mici pentru limita inferioară $\beta = \text{const} > 0$ din relația (3.4.4) astfel încât $\hat{\Phi}(k)$ să varieze pe parcursul experimentelor conform restricției impuse prin condițiile de reinițializare a matricei $\hat{\Phi}(k)$ din relația (3.4.4).

Etapa 7.4. Stabilirea valorilor parametrilor $\eta \in (0,1)$, $\lambda > 0$, $\mu > 0$ și $\rho = [\rho_1 \dots \rho_L]^T$, cu $\rho_i \in (0,1)$, $i=1\dots L$ folosind experiența proiectantului de SRA.

În paragraful următor va fi realizată validarea algoritmului MFAC-PFDL pe echipamentul de tip TRAS, întrucât TRAS este un echipament cu două grade de libertate cu două intrări și două ieșiri, în relațiile din cadrul acestui paragraf va fi considerată valoarea particulară $n=2$ a parametrului n .

3.4.1. Validarea experimentală a algoritmilor MFAC-PFDL

Ca și în cazul MFAC-CFDL, în cadrul acestui paragraf sunt prezentate rezultate privind validarea experimentală a unor algoritmi MFAC-PFDL, dezvoltați conform paragrafului anterior, sub formă de regulatoare MFAC-PFDL de azimut și relevment dedicate echipamentului de laborator de tip sistem aerodinamic cu două rotoare (TRAS). Sunt prezentate trei scenarii experimentale similar situației din paragraful 3.3.1:

- în primul scenariu, SISO, relevmentul este blocat, iar reglarea ieșirii de tip poziție este realizată doar pentru azimut;

- în cel de-al doilea scenariu, SISO, azimutul este blocat, iar reglarea ieșirii de tip poziție este realizată doar pentru relevment;
- în cel de-al treilea scenariu, MIMO, este realizată reglarea azimutului și relevmentului; algoritmul MFAC-PFDL dedicat cazului MIMO din acest paragraf este implementat sub formă de două regulatoare SISO care rulează în paralel.

Perioada de eșantionare folosită în toate experimentele este $T_s = 0.01s$, numărul de eșantioane este $N = 9000$, iar referințele au expresia [Rom14b]:

$$y_1^*(k) = 0.2 \text{ dacă } k \in [0, 4500], -0.2 \text{ dacă } k \in (4500, 7500],$$

$$\text{și } 0.2 \text{ dacă } k \in (7500, 9000], \quad (3.4.1.1)$$

$$y_2^*(k) = 0.2 \text{ dacă } k \in [0, 3000], -0.2 \text{ dacă } k \in (3000, 6000],$$

$$\text{și } 0.2 \text{ dacă } k \in (6000, 9000].$$

Sunt utilizate următoarele funcții obiectiv ca indicatori de calitate pentru măsurarea și aprecierea performanțelor SRA:

$$J_E^a = \sum_{k=1}^N \varepsilon_1^2(k),$$

$$J_E^r = \sum_{k=1}^N \varepsilon_2^2(k),$$

$$J_E^{ar} = \sum_{k=1}^N (\varepsilon_1^2(k) + \varepsilon_2^2(k)). \quad (3.4.1.2)$$

Primele două funcții obiectiv sunt utilizate în scenariile SISO aferente reglării azimutului respectiv relevmentului, iar cea de-a treia în scenariul MIMO. Indicii superiori a și r simbolizează azimutul respectiv relevmentul, iar $\varepsilon_1(k)$ și $\varepsilon_2(k)$ sunt erorile de reglare conform [Rom14b]. Funcțiile obiectiv de mai sus sunt obținute prin minimizarea sumei pătratelor erorilor pentru fiecare eșantion în parte.

În cazul scenariilor SISO, perturbația introdusă pe azimut este un semnal treaptă de 0.1 rad aplicat aditiv pe ieșirea acestuia la momentul de timp 35 s, iar pentru relevment este din nou un semnal treaptă de 0.1 rad aplicat aditiv pe ieșirea acestuia la momentul de timp 50 s. În cazul scenariului MIMO, perturbația introdusă pe azimut este un semnal treaptă de 0.05 rad aplicat aditiv pe ieșirea acestuia la momentul de timp 25 s, iar pentru relevment este un semnal treaptă de 0.1 rad aplicat aditiv pe ieșirea acestuia la momentul de timp 50 s.

Atât în cazul SISO cât și în cel MIMO, pentru parametrul L a fost aleasă valoarea $L = 3$ conform etapei 7.1. Această valoare este utilizată în legea de reglare din relația (3.4.5).

Întrucât algoritmul MFAC-PFDL are, ca și algoritmul MFAC-CFDL, mulți parametri și nu există relații analitice pentru acordarea acestora, acordarea euristică a parametrilor este complicată și necesită timp. Acesta este motivul pentru care în continuare este efectuată acordarea optimală a parametrilor algoritmului MFAC-PFDL prin intermediul algoritmului de optimizare GSA [Dav13] pentru minimizarea funcțiilor obiectiv din relația (3.4.1.2).

În tabelul 3.4.1.1 sunt prezentate valorile parametrilor algoritmului MFAC-PFDL în cele două scenarii SISO și în scenariul MIMO conform etapelor 7.2, 7.3 și 7.4 și celor prezentate în [Rom14b], în care parametrul γ este limita inferioară, echivalentul lui β din relația (3.4.4).

Tabelul 3.4.1.1.

Valorile parametrilor algoritmului MFAC-PFDL în cele două scenarii SISO și în scenariul MIMO.

	MFAC-PFDL SISO		MFAC-PFDL MIMO	
	Azimut	Relevment	Azimut	Relevment
$\hat{\phi}(1)$	$\begin{bmatrix} 1800 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 261 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1001 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 261 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$
η, λ, μ	$\eta = 0.1, \lambda = 5, \mu = 0.99$			
ρ	$\begin{bmatrix} 0.79 \\ 0.79 \\ 0.79 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.79 \\ 0.79 \\ 0.79 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.79 \\ 0.79 \\ 0.79 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.79 \\ 0.79 \\ 0.79 \end{bmatrix}$
γ	10^{-7}	10^{-3}	10^{-7}	10^{-3}
J_E^a, J_E^r, J_E^{ar}	638.2	93,24	464.78	

În fig. 3.4.1.1 sunt prezentate rezultatele aferente reglării poziției în cazul SISO azimut folosind regulatorul MFAC-PFDL implementat pe baza algoritmului MFAC-PFDL. În fig. 3.4.1.2 sunt prezentate rezultatele aferente reglării poziției în cazul SISO relevment folosind regulatorul MFAC-PFDL implementat pe baza algoritmului MFAC-PFDL. Aceste rezultate sunt preluate din lucrarea proprie [Rom14b].

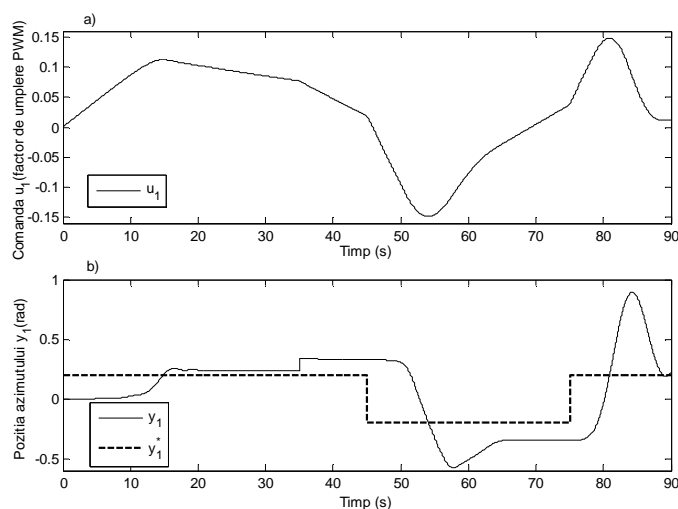


Fig. 3.4.1.1. Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul SISO MFAC-PFDL atunci când relevmentul este blocat iar reglarea este realizată pentru azimut.

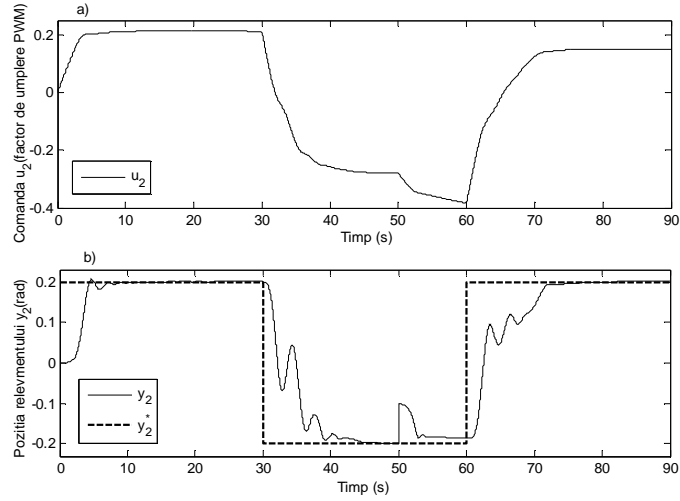


Fig. 3.4.1.2. Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul SISO MFAC-PFDL atunci când azimutul este blocat iar reglarea este realizată pentru relevment.

În fig. 3.4.1.3 și 3.4.1.4 sunt prezentate rezultatele aferente reglării poziției în cazul MIMO folosind regulatorul MFAC-PFDL implementat pe baza algoritmului MFAC-PFDL [Rom14b].

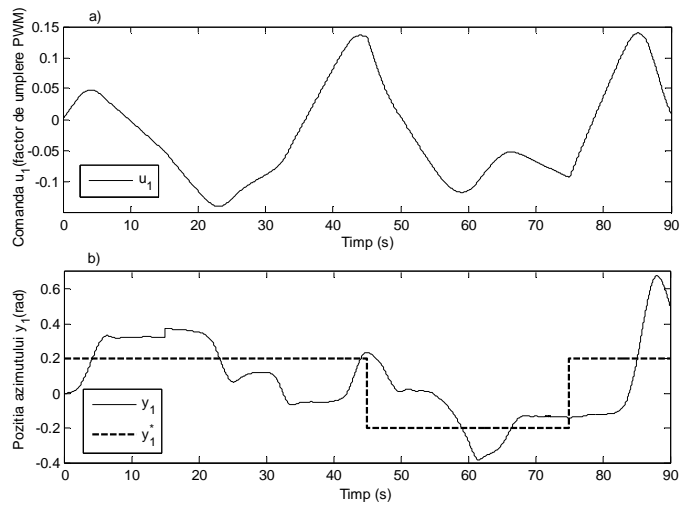


Fig. 3.4.1.3. Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul MIMO MFAC-PFDL pentru reglarea azimutului.

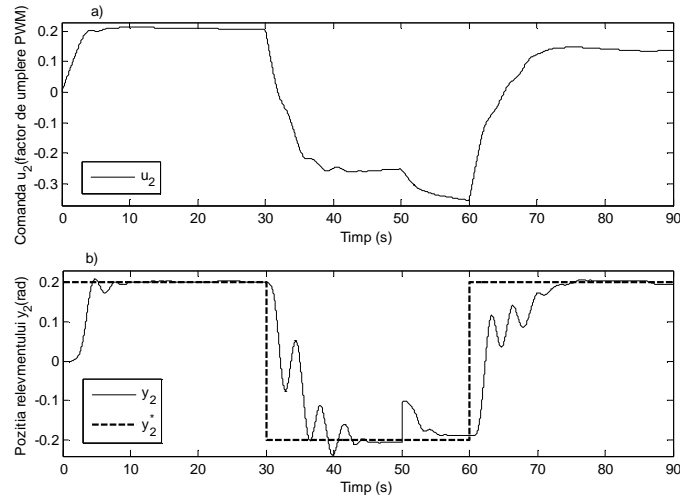


Fig. 3.4.1.4. Rezultatele experimentale pentru SRA în cazul MIMO MFAC-PFDL pentru reglarea relevantului.

3.5. Tehnica hibridă Model-Free Adaptive Control-Virtual Reference Feedback Tuning (MFAC-VRFT)

3.5.1. Motivația tehnicii MFAC-VRFT

Conform celor prezentate în subcapitolul 3.2, în [Rom14b], [Rad14] și [Rom15b], un mare dezavantaj al algoritmilor de reglare dezvoltati pe baza tehnicii MFAC indiferent de varianta aleasă este acela că are foarte mulți parametri de acordare, iar acordarea acestora este dificilă în lipsa unei abordări dedicate acestora. În schimb, cele două avantaje ale MFAC sunt:

- (i) algoritmul utilizează datele de intrare/ieșire măsurate în timp real și
- (ii) garantează stabilitatea SRA conform [Hou11a] prin mecanismul de estimare care conduce la matricea PPD $\hat{\Phi}(k)$ din relația (3.3.4), condițiile de reinițializare specificate în relația (3.3.5) și legea de reglare din relația (3.3.6).

Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT) este o tehnică de acordare de tip data-driven, în care sunt măsurate datele de intrare/ieșire aferente procesului necunoscut în buclă deschisă, iar cu ajutorul acestora sunt calculați parametrii regulatorului. Marele dezavantaj al VRFT este acela că nu garantează stabilitatea SRA.

Având în vedere că MFAC și VRFT au caracteristici complementare, cele două tehnici au fost combinate în [Rom16c] și [Rom16d] pentru a beneficia de avantajele ambelor tehnici. Tehnica nouă rezultată este abreviată MFAC-VRFT și aceeași abreviere este utilizată pentru algoritmii și regulatoarele dezvoltati respectiv implementate pe baza acestei tehnici.

3.5.2. Algoritmi MFAC-VRFT

În acest paragraf este prezentată dezvoltarea algoritmilor MFAC-VRFT, în speță cum poate fi utilizată tehnica VRFT prezentată în paragraful 2.5.2 în determinarea valorilor parametrilor algoritmilor în varianta CFDL. Pentru început, relațiile (3.3.4) și (3.3.6) specifice algoritmului MFAC în varianta CFDL sunt rescrise sub forma:

$$\mathbf{u}(k) = \mathbf{u}(k-1) + \frac{\rho \hat{\Phi}^T(k) [\mathbf{y}^*(k+1) - \mathbf{y}(k)]}{\lambda + \|\hat{\Phi}(k)\|^2}, \quad (3.5.2.1)$$

$$\hat{\Phi}(k) = \hat{\Phi}(k-1) + \frac{\eta [\Delta \mathbf{y}(k) - \hat{\Phi}(k-1)(\mathbf{u}(k-1) - \mathbf{u}(k-2))] (\mathbf{u}^T(k-1) - \mathbf{u}^T(k-2))}{\mu + \|\mathbf{u}(k-1) - \mathbf{u}(k-2)\|^2},$$

în care prima expresie este legea de reglare specifică algoritmului MFAC-CFDL din relația (3.3.6), $\hat{\Phi}(k) \in \mathbf{R}^{n \times n}$ este estimata matricei PPD definită în relația (3.3.4), $\mathbf{y}^*(k) \in \mathbf{R}^n$ este vectorul referințelor (ieșirilor modelului de referință), $\mathbf{y}(k) \in \mathbf{R}^n$ este vectorul de ieșire a procesului, $\rho = const > 0$ este un parametru suplimentar folosit în legea de reglare, iar $\lambda = const > 0$ este un coeficient de ponderare utilizat în proiectarea regulatorului MFAC, $\eta \in (0,1)$ este un parametru constant, iar $\mu = const > 0$ este un parametru specific regulatorului MFAC introdus pentru a evita anularea numitorului în relația (3.5.2.1).

Matricea PPD $\hat{\Phi}(k) = [\hat{\phi}_{ij}(k)]_{i,j=1..n}$ este organizată sub formă de vector coloană:

$$\hat{\Lambda}(k) = [\hat{\phi}_{11}(k) \hat{\phi}_{21}(k) \dots \hat{\phi}_{n1}(k) \hat{\phi}_{12}(k) \hat{\phi}_{22}(k) \dots \hat{\phi}_{n2}(k) \hat{\phi}_{1n}(k) \hat{\phi}_{2n}(k) \dots \hat{\phi}_{nn}(k)]^T \in \mathbf{R}^{n^2} \quad (3.5.2.2)$$

urmând a fi utilizată ca și vector de stare în cadrul modelului matematic de stare al algoritmului MFAC în varianta CFDL, iar apoi este definit vectorul θ al parametrilor algoritmului MFAC cu expresia:

$$\theta = [\theta(1) \theta(2) \theta(3) \theta(4)]^T = [\rho \eta \lambda \mu]^T \in \mathbf{R}^4, \quad (3.5.2.3)$$

utilizat în cadrul modelului matematic de stare al algoritmului MFAC în varianta CFDL.

Legea de reglare, respectiv estimata matricei PPD din relația (3.5.2.1) sunt reformulate după cum urmează astfel încât să permită exprimarea unor ecuații de stare aferente algoritmului MFAC în varianta CFDL [Rom16c], [Rom16d]:

$$\mathbf{u}(k) = \mathbf{g}(\hat{\Lambda}(k), \mathbf{u}(k-1), \mathbf{y}^*(k+1), \mathbf{y}(k), \theta), \quad (3.5.2.4)$$

$$\hat{\Lambda}(k) = \mathbf{h}(\hat{\Lambda}(k-1), \mathbf{u}(k-1), \mathbf{u}(k-2), \mathbf{y}(k), \mathbf{y}(k-1), \theta),$$

în care condițiile inițiale aferente relației (3.5.2.4) nenule sunt $\hat{\Lambda}(1)$ și $\mathbf{u}(1)$, iar $\mathbf{g}: \mathbf{R}^{n(n+3)+4} \rightarrow \mathbf{R}^n$ și $\mathbf{h}: \mathbf{R}^{n(n+4)+4} \rightarrow \mathbf{R}^{n^2}$, sunt două funcții vectoriale neliniare de variabilă vectorială cu expresiile:

$$\mathbf{g}(\hat{\Lambda}(k), \mathbf{u}(k-1), \mathbf{y}^*(k+1), \mathbf{y}(k), \theta) = \mathbf{u}(k-1) + \frac{\theta(1) \hat{\Lambda}^T(k) [\mathbf{y}^*(k+1) - \mathbf{y}(k)]}{\theta(3) + \|\hat{\Lambda}(k)\|^2}, \quad (3.5.2.5)$$

$$\mathbf{h}(\hat{\Lambda}(k-1), \mathbf{u}(k-1), \mathbf{u}(k-2), \mathbf{y}(k), \mathbf{y}(k-1), \theta) = \hat{\Lambda}(k-1) + \frac{\theta(2) [\mathbf{y}(k) - \mathbf{y}(k-1) - \hat{\Lambda}(k-1)(\mathbf{u}(k-1) - \mathbf{u}(k-2))] (\mathbf{u}^T(k-1) - \mathbf{u}^T(k-2))}{\theta(4) + \|\mathbf{u}(k-1) - \mathbf{u}(k-2)\|^2}.$$

Prin introducerea unui vector suplimentar de stare:

$$\mathbf{z}(k) = \mathbf{u}(k-1), \quad (3.5.2.6)$$

definirea vectorului de intrare:

$$\mathbf{U}(k) = [\mathbf{y}^*(k+1)^T \ \mathbf{y}(k)^T \ \mathbf{y}(k-1)^T]^T \in \mathbf{R}^{3n} \quad (3.5.2.7)$$

și a vectorului de stare:

$$\boldsymbol{\chi}(k) = [\mathbf{u}(k)^T \ \mathbf{z}(k)^T \ \hat{\boldsymbol{\Lambda}}(k)^T]^T \in \mathbf{R}^{n(n+2)}, \quad (3.5.2.8)$$

sunt obținute ecuațiile de stare din cadrul modelului matematic de stare aferent algoritmului MFAC în varianta CFDL:

$$\boldsymbol{\chi}(k) = \Gamma(\boldsymbol{\chi}(k-1), \mathbf{U}(k), \boldsymbol{\theta}), \quad (3.5.2.9)$$

în care condiția inițială aferentă relației (3.5.2.9) este $\boldsymbol{\chi}(1) = \boldsymbol{\chi}_1 \neq \mathbf{0}$, $\Gamma: \mathbf{R}^{n(n+5)+4} \rightarrow \mathbf{R}^{n(n+2)}$ este o funcție neliniară de variabilă vectorială cu expresia:

$$\Gamma(\boldsymbol{\chi}(k-1), \mathbf{U}(k), \boldsymbol{\theta}) = \begin{bmatrix} \mathbf{g}(\hat{\boldsymbol{\Lambda}}(k-1), \mathbf{u}(k-1), \mathbf{z}(k-1), \mathbf{y}(k), \mathbf{y}(k-1), \mathbf{y}^*(k+1), \boldsymbol{\theta}) \\ \mathbf{u}(k-1) \\ \mathbf{h}(\hat{\boldsymbol{\Lambda}}(k-1), \mathbf{z}(k), \mathbf{z}(k-1), \mathbf{y}(k), \mathbf{y}(k-1), \boldsymbol{\theta}) \end{bmatrix}, \quad (3.5.2.10)$$

în care vectorul de stare este $\boldsymbol{\chi}(k)$, vectorul de intrare este $\mathbf{U}(k)$, iar vectorul parametrilor $\boldsymbol{\theta}$ este considerat ca vector suplimentar de intrare cu rol de perturbație [Rom16c], [Rom16d].

Folosind notația suplimentară din relația (3.5.2.6) și înlocuind matricea PPD $\hat{\boldsymbol{\Phi}}(k)$ considerată ca ieșire exprimată prin cea de-a doua ecuație de stare din relația (3.5.2.4) în prima ecuație de stare din relația (3.5.2.4) și utilizând vectorul de stare din relația (3.5.2.2) este obținută expresia următoare a ecuațiilor de stare aferente algoritmului MFAC MIMO:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(k) &= \mathbf{g}(\hat{\boldsymbol{\Lambda}}(k-1), \mathbf{u}(k-1), \mathbf{z}(k-1), \mathbf{y}(k), \mathbf{y}(k-1), \mathbf{y}^*(k+1), \boldsymbol{\theta}), \\ \mathbf{z}(k) &= \mathbf{u}(k-1), \\ \hat{\boldsymbol{\Lambda}}(k) &= \mathbf{h}(\hat{\boldsymbol{\Lambda}}(k-1), \mathbf{z}(k), \mathbf{z}(k-1), \mathbf{y}(k), \mathbf{y}(k-1), \boldsymbol{\theta}). \end{aligned} \quad (3.5.2.11)$$

Pornind de la condițiile inițiale $\hat{\boldsymbol{\Lambda}}(1), \mathbf{u}(1), \mathbf{z}(1) = \mathbf{u}(0)$ asociate ecuațiilor de stare din relația (3.5.2.11), aceste ecuații sunt exprimate la momentele de timp discret $2, 3, \dots, k$ și rezultă relația de recurență aferentă legii de reglare:

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\Lambda}}(2) &= \mathbf{h}(\hat{\boldsymbol{\Lambda}}(1), \mathbf{u}(1), \mathbf{u}(0), \mathbf{y}(2), \mathbf{y}(1), \boldsymbol{\theta}), \\ \mathbf{u}(2) &= \mathbf{g}(\hat{\boldsymbol{\Lambda}}(1), \mathbf{u}(1), \mathbf{u}(0), \mathbf{y}(2), \mathbf{y}(1), \mathbf{y}^*(3), \boldsymbol{\theta}), \\ \mathbf{u}(3) &= \mathbf{g}(\hat{\boldsymbol{\Lambda}}(2), \mathbf{u}(2), \mathbf{u}(1), \mathbf{y}(3), \mathbf{y}(2), \mathbf{y}^*(4), \boldsymbol{\theta}) = \mathbf{g}(\mathbf{h}(\hat{\boldsymbol{\Lambda}}(1), \mathbf{u}(1), \mathbf{u}(0), \mathbf{y}(2), \\ &\quad \mathbf{y}(1), \boldsymbol{\theta}), \mathbf{g}(\hat{\boldsymbol{\Lambda}}(1), \mathbf{u}(1), \mathbf{u}(0), \mathbf{y}(2), \mathbf{y}(1), \mathbf{y}^*(3), \boldsymbol{\theta}), \mathbf{u}(1), \mathbf{y}(3), \mathbf{y}(2), \mathbf{y}^*(4), \boldsymbol{\theta}) \quad (3.5.2.12) \\ &= \mathbf{g}(\hat{\boldsymbol{\Lambda}}(1), \mathbf{u}(1), \mathbf{u}(0), \mathbf{y}(3), \mathbf{y}(2), \mathbf{y}(1), \mathbf{y}^*(3), \mathbf{y}^*(4), \boldsymbol{\theta}), \\ &\dots \\ \mathbf{u}(k) &= \mathbf{g}(\hat{\boldsymbol{\Lambda}}(1), \mathbf{u}(1), \mathbf{u}(0), \mathbf{y}(k), \mathbf{y}(k-1), \dots, \mathbf{y}(2), \mathbf{y}(1), \mathbf{y}^*(k+1), \mathbf{y}^*(k), \dots, \\ &\quad \mathbf{y}^*(4), \mathbf{y}^*(3), \boldsymbol{\theta}) = \mathbf{g}(\hat{\boldsymbol{\Lambda}}(1), \mathbf{u}(1), \mathbf{u}(0), \mathbf{y}^*(k+1) - \mathbf{y}(k), \mathbf{y}^*(k) - \mathbf{y}(k-1), \dots, \\ &\quad \mathbf{y}^*(3) - \mathbf{y}(2), \mathbf{y}(1), \boldsymbol{\theta}). \end{aligned}$$

Prin utilizarea notației $\mathbf{e}(k) = \mathbf{y}^*(k+1) - \mathbf{y}(k) \in \mathbf{R}^n$ și a vectorului extins al parametrilor regulatorului MFAC-VRFT $\boldsymbol{\theta}_e = [\hat{\boldsymbol{\Lambda}}(1)^T \ \boldsymbol{\theta}^T]^T \in \mathbf{R}^{n^2+4}$, legea de reglare la momentul k din relația (3.5.2.12) este exprimată sub forma recurență neliniară:

$$\mathbf{u}_{\theta_e}(k) = C_{\theta_e}(\boldsymbol{\theta}_e, \mathbf{u}(k-1), \dots, \mathbf{u}(k-n_{uc}), \mathbf{e}(k), \dots, \mathbf{e}(k-n_{ec})), \quad (3.5.2.13)$$

în care $C_{\theta_e} : \mathbf{R}^{n(n+n_{uc}+n_{ec}+2)+4} \rightarrow \mathbf{R}^n$ este o funcție neliniară vectorială de variabilă vectorială, $\mathbf{u}_{\theta_e}(k) \in \mathbf{R}^n$ este vectorul comenzilor elaborate de regulatorul neliniar echivalent cu cel descris prin relația (3.5.2.3) aferentă tehnicii VRFT, $\mathbf{e}(k)$ este vectorul erorilor de reglare (erorilor de urmărire) virtuale, n_{uc} și n_{ec} sunt ordinele maxime de întârziere, cunoscute, aferente comenzii și respectiv erorii de reglare. Dacă vectorul referințelor virtuale $\mathbf{r}(k) \in \mathbf{R}^n$ specific VRFT este considerat echivalent cu vectorul referințelor la momentul următor $\mathbf{y}^*(k+1) \in \mathbf{R}^n$ specific MFAC, adică $\mathbf{r}(k) = \mathbf{y}^*(k+1) \in \mathbf{R}^n$, atunci acordarea parametrilor algoritmului MFAC din cadrul SRA este realizată prin algoritmul VRFT în baza relațiilor următoare între parametrii și variabilele din cazul algoritmului VRFT prezentat în acest paragraf și cel general al algoritmului VRFT din paragraful 2.5.2:

$$\begin{aligned} n_{\theta_c} & \text{ din cazul VRFT} = 4 \text{ din cazul MFAC - VRFT,} \\ \boldsymbol{\theta} & \text{ din cazul VRFT} = \boldsymbol{\theta}_e \text{ din cazul MFAC - VRFT,} \\ \bar{\mathbf{e}}(k) & \text{ din cazul VRFT} = \mathbf{e}(k) \text{ din cazul MFAC - VRFT,} \\ \bar{\mathbf{r}}(k) & \text{ din cazul VRFT} = \mathbf{y}^*(k) \text{ din cazul MFAC - VRFT.} \end{aligned} \quad (3.5.2.14)$$

În fig. 3.5.2.1 este prezentată structura sistemului de reglare automată cu algoritm MFAC-VRFT [Rom16c], [Rom16d], în care $\mathbf{m}^{-1}(z)$ este inversa modelului de referință în timp discret specific tehnicii VRFT.

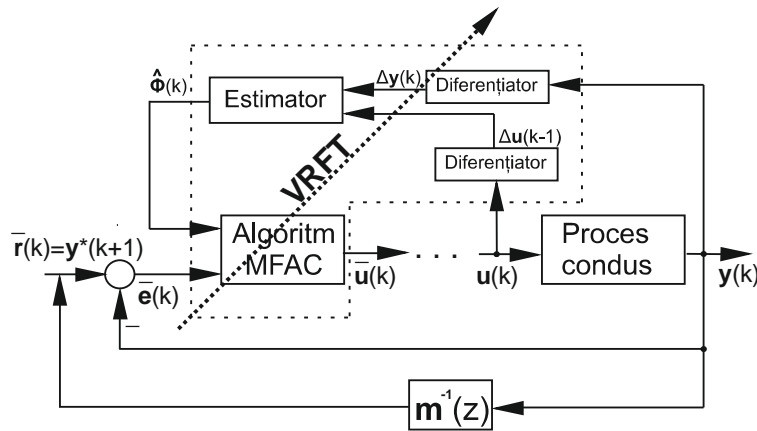


Fig. 3.5.2.1. Structura sistemului de reglare automată cu algoritm MFAC-VRFT.

Conform rezultatelor prezentate în paragraful 2.5.2, pentru urmărirea modelului de referință, în VRFT pentru sisteme neliniare este utilizată funcția obiectiv [Yan16] din relația (2.5.2.1) care, prin alegerea unui model de referință $\mathbf{m} = \mathbf{I}_2$, este transformată în funcția obiectiv:

$$J_{MR}(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{k=1}^N \|\mathbf{y}_{\theta}(k) - \mathbf{y}^*(k)\|^2. \quad (3.5.2.15)$$

Funcția obiectiv J_{MR} din relația (3.5.2.15) reprezintă însumarea pe N pași pentru $k=1\dots N$ a funcției obiectiv specifice MFAC J_{MFAC} din relația (3.3.2) pentru

$\lambda = 0$. Totuși, în practică nu poate fi realizat nici un regulator cauzal cu $\mathbf{m} = \mathbf{I}_2$. Prin urmare, alegerea lui $\mathbf{m} \neq \mathbf{I}_2$ în VRFT este echivalentă cu $\lambda \neq 0$ în MFAC. Parametrul λ este important întrucât influențează comportarea SRA cu algoritmi MFAC în sensul că un λ cu o valoare mare va conduce la reducerea suprareglajului. Din punctul de vedere al VRFT acest lucru înseamnă alegerea unui model de referință \mathbf{m} adecvat prin care sunt impuse performanțele SRA. Prin urmare, abordarea de calcul al parametrilor $\hat{\Lambda}(1)$ și $\boldsymbol{\theta} = [\rho \ \eta \ \lambda \ \mu]^T$ folosind regulatorul MFAC-VRFT este transpusă într-o formulare simplificată folosind modelul de referință \mathbf{m} [Rom16c], [Rom16d]. Funcția obiectiv de mai sus este obținută prin minimizarea sumei pătratelor erorilor pentru fiecare eșantion în parte.

În baza rezultatelor prezentate în acest paragraf sunt formulate următoarele **etape de proiectare a SRA cu algoritm MFAC-VRFT**:

Etapa 8.1. Alegerea unor semnale inițiale $\mathbf{u}(k) \in \mathbf{R}^n$ cu o gamă largă de frecvențe specifice VRFT care să fie aplicate procesului condus în buclă deschisă pentru a colecta perechile de date de intrare/ieșire $\{\mathbf{u}(k), \mathbf{y}(k)\} \in \mathbf{R}^n$ după aplicarea respectivului semnal.

Etapa 8.2. Alegerea modelului de referință $\mathbf{m} \in \mathbf{R}^n$ care duce la vectorul referințelor virtuale $\bar{\mathbf{r}}(k) \in \mathbf{R}^n$ conform relației (2.5.2.7) astfel încât ieșirea modelului de referință și ieșirea procesului în buclă închisă să aibă traiectorii similare.

Etapa 8.3. Obținerea valorii vectorului $\boldsymbol{\theta}_e = [\hat{\Lambda}(1)^T \ \boldsymbol{\theta}^T]^T \in \mathbf{R}^{n^2+4}$, în care $\hat{\Lambda}(1) \in \mathbf{R}^{n^2}$ este definit în relația (3.5.2.2) și $\boldsymbol{\theta} = [\rho \ \eta \ \lambda \ \mu]^T \in \mathbf{R}^4$, prin rezolvarea problemei de optimizare din relația (2.5.2.9) astfel încât $\hat{\boldsymbol{\Phi}}(k) \in \mathbf{R}^{n \times n}$ să varieze pe parcursul experimentelor conform restricțiilor impuse prin relația (3.3.3).

În paragraful următor este realizată validarea tehnicii hibride MFAC-VRFT pe echipamentul de tip TRAS cu două grade de libertate având două intrări și două ieșiri, în speță pentru $n = 2$.

3.5.3. Validarea experimentală a algoritmilor MFAC-VRFT

Atât algoritmi MFAC cât și algoritmi MFAC-VRFT sunt validați experimental pe echipamentul de laborator MIMO de tip TRAS. Pentru evidențierea performanțelor algoritmilor MFAC-VRFT, sunt propuse două abordări:

- (1) o abordare indirectă de calcul al parametrilor, în care sunt folosiți algoritmi VRFT în minimizarea funcției obiectiv din relația (2.5.2.9) și
- (2) o abordare directă de calcul al parametrilor, în care este utilizat GSA împreună cu modelul procesului în rezolvarea problemei de optimizare:

$$\boldsymbol{\theta}_e^* = \arg \min_{\boldsymbol{\theta}_e} J(\boldsymbol{\theta}_e), \quad (3.5.3.1)$$

$$J_e(\boldsymbol{\theta}_e) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N ((\mathbf{y}_1^*(k, \boldsymbol{\theta}_e) - \mathbf{y}_1(k, \boldsymbol{\theta}_e))^2 + (\mathbf{y}_2^*(k, \boldsymbol{\theta}_e) - \mathbf{y}_2(k, \boldsymbol{\theta}_e))^2),$$

în cazul MIMO, în care $\boldsymbol{\theta}_e = [\hat{\boldsymbol{\Phi}}_{11}(1) \ \hat{\boldsymbol{\Phi}}_{12}(1) \ \hat{\boldsymbol{\Phi}}_{21}(1) \ \hat{\boldsymbol{\Phi}}_{22}(1) \ \rho \ \eta \ \lambda \ \mu]^T \in \mathbf{R}^8$ este vectorul extins al parametrilor de acordare ai algoritmilor MFAC-VRFT, $\boldsymbol{\theta}_e^*$ este vectorul extins al parametrilor optimali (de acordare) ai algoritmilor MFAC-VRFT, vectorul

referințelor $\mathbf{y}^*(k)$ este obținut ca vector al ieșirilor modelului de referință specific VRFT este ales de către proiectant, sau

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\theta}_e^* &= \arg \min_{\boldsymbol{\theta}_e} J(\boldsymbol{\theta}_e), \quad J_e^a(\boldsymbol{\theta}_e) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N ((\mathbf{y}_1^*(k, \boldsymbol{\theta}_e) - \mathbf{y}_1(k, \boldsymbol{\theta}_e))^2), \\ \boldsymbol{\theta}_e^* &= \arg \min_{\boldsymbol{\theta}_e} J(\boldsymbol{\theta}_e), \quad J_e^r(\boldsymbol{\theta}_e) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N ((\mathbf{y}_2^*(k, \boldsymbol{\theta}_e) - \mathbf{y}_2(k, \boldsymbol{\theta}_e))^2),\end{aligned}\quad (3.5.3.2)$$

în cazul SISO, în care $\boldsymbol{\theta}_e = [\hat{\Phi}_a(1) \rho_a \eta_a \lambda_a \mu_a]^T \in \mathbf{R}^5$ pentru reglarea azimutului și $\boldsymbol{\theta}_e = [\hat{\Phi}_r(1) \rho_r \eta_r \lambda_r \mu_r]^T \in \mathbf{R}^5$ pentru reglarea relevmentului, indicele a indică reglarea azimutului și indicele r indică reglarea relevmentului. Funcțiile obiectiv de mai sus sunt obținute prin minimizarea sumei pătratelor erorilor pentru fiecare eșantion în parte.

În cazul MIMO, condițiile de reinițializare din relația (3.3.3) sunt impuse după cum urmează: pentru elementele de pe diagonala principală limitele inferioare sunt: $b_2^{11} = \hat{\Phi}_{11}(1)/2$ și $b_2^{22} = \hat{\Phi}_{22}(1)/2$, $a = 3$, iar limitele superioare sunt ab_2^{11} și ab_2^{22} , iar pentru elementele de pe diagonala secundară limitele inferioare sunt setate la 0, iar cele superioare sunt $b_1^{12} = 2\hat{\Phi}_{12}(1)$ și $b_1^{21} = 2\hat{\Phi}_{21}(1)$ conform etapei 6.2. În cazul SISO, limita inferioară este $b_2 = \hat{\Phi}(1)/2$ iar cea superioară este ab_2 conform etapei 6.2.

Principalul obiectiv al acestui paragraf este de a stabili dacă performanțele SRA cu algoritmi MFAC-VRFT ai căror parametri sunt determinați automat folosind doar datele de intrare/ieșire măsurate din procesul condus obținute prin aplicarea etapei 8.1 sunt similare cu cele ale SRA cu algoritmi MFAC ai căror parametri sunt obținuți în manieră model-based rezolvând problemele de optimizare (3.5.3.1) și (3.5.3.2). Rezultatele obținute sunt prezentate după medierea rezultatelor aferente a câte zece experimente. Scopul acestei medieri este de diminuare a efectelor perturbațiilor aleatoare și de măsurare corectă valorilor funcțiilor obiectiv J_e în cazul MIMO, J_e^a și J_e^r în cazul SISO [Rom16c], [Rom16d].

Perioada de eșantionare și numărul de eșantionare sunt $T_s = 0.1\text{s}$ și respectiv $N = 900$, iar vectorul referințelor este format din cele două elemente:

$$\begin{aligned}y_1^*(k) &= 0.1 \text{ dacă } k \in [0,250], 0.2 \text{ dacă } k \in (250,500], \\ &0.1 \text{ dacă } k \in (500,700], \text{ și } 0 \text{ dacă } k \in (700,900], \\ y_2^*(k) &= 0.2 \sin(0.12k) \text{ dacă } k \in [0,900].\end{aligned}\quad (3.5.3.3)$$

În [Rom16a], [Rom16c] și [Rom16d] a fost dovedit faptul că performanțele SRA cu algoritmi MFAC-VRFT MIMO depind atât de alegerea semnalului inițial cu o gamă largă de frecvențe specifice VRFT, în cazul de față reprezentat dintr-un vector format din două elemente conținând un SPAB aplicat procesului condus cât și de alegerea modelului de referință \mathbf{m} care, conform [Cam02], [Cam05], [Cam06] și [For12], trebuie specificat astfel încât ieșirea reglată a SRA să fie capabilă să urmărească ieșirea modelului de referință.

În [Rom16c] și [Rom16d] a fost demonstrat că alegerea modelului de referință este restricționată în cazul în care se dorește în final un SRA stabil. Acest lucru este datorat legii de reglare MFAC-CFDL din relația (3.3.6) care se comportă ca un element de tip integrator atunci când matricea PPD este constantă de-a lungul experimentelor, regulatorul neavând un număr suficient de parametri. Atunci legea de reglare din relația (3.3.6) depinde doar de vectorul erorilor de reglare (de

urmărire) la momentul de timp curent $\mathbf{e}(k) = \mathbf{y}^*(k+1) - \mathbf{y}(k)$, care nu adaugă suficientă dinamică numărătorului acestui regulator astfel încât să aibă loc compensarea poli-zero-uri în SRA [Rom16c], [Rom16d].

Modelul de referință în timp discret în cazul MIMO este specificat sub forma matricei de transfer $\mathbf{m}(z) \in \mathbf{R}^{2 \times 2}$ conform etapei 8.2:

$$\mathbf{m}(z) = \begin{pmatrix} \frac{0.00115z^{-1} + 0.00115z^{-2}}{1 - 1.997z^{-1} + 0.999z^{-2}} & 0 \\ 0 & \frac{0.00092z^{-1} + 0.00091z^{-2}}{1 - 1.947z^{-1} + 0.949z^{-2}} \end{pmatrix}. \quad (3.5.3.4)$$

Prin minimizarea funcției obiectiv din relația (2.5.2.9) utilizând GSA au fost obținuți parametrii regulatorului MFAC-VRFT MIMO din vectorul $\boldsymbol{\theta}_e$ conform etapei 8.3 în vederea proiectării algoritmului (regulatorului):

$$\boldsymbol{\theta}_e = [746.99 \ 0.064 \ 0.048 \ 1757 \ 46.42 \ 0.101 \ 70.46 \ 907.6]^T, \quad (3.5.3.5)$$

în care, conform relației (3.3.3), limitele inferioară și superioară ale matricei PPD sunt $\begin{pmatrix} 373.49 & 0 \\ 0 & 878.5 \end{pmatrix}$ și respectiv $\begin{pmatrix} 1120.49 & 0.129 \\ 0.097 & 2635.51 \end{pmatrix}$ [Rom16c], [Rom16d].

Prin minimizarea funcției obiectiv din relația (3.5.3.1) utilizând GSA au fost obținuți parametrii regulatorului MFAC MIMO din vectorul $\boldsymbol{\tau}$ parcurgând etapele 6.1 și 6.3 în vederea proiectării regulatorului:

$$\boldsymbol{\theta}_e = [835 \ 0.1 \ 0.1 \ 1838 \ 49.34 \ 0.7 \ 6.544 \ 0.874]^T, \quad (3.5.3.6)$$

în care limitele inferioară și superioară ale matricei PPD sunt $\begin{pmatrix} 417.5 & 0 \\ 0 & 919 \end{pmatrix}$ și respectiv $\begin{pmatrix} 1252.5 & 0.2 \\ 0.2 & 2757 \end{pmatrix}$. Aceste limite ale matricei PPD au fost impuse în așa fel

încât elementele acestor matrice să varieze conform [Hou11a] și [Hou11b] și să fie garantată stabilitatea SRA.

Modelele de referință în timp discret în cazul SISO sunt specificate sub forma funcțiilor de transfer $m_a(z) \in \mathbf{R}$ și $m_r(z) \in \mathbf{R}$ parcurgând etapa 8.2:

$$m_a(z) = \frac{0.00079z^{-1} + 0.00079z^{-2}}{1 - 1.981z^{-1} + 0.982z^{-2}} \quad (3.5.3.7)$$

pentru reglarea azimutului,

$$m_r(z) = \frac{0.00176z^{-1} + 0.00172z^{-2}}{1 - 1.938z^{-1} + 0.941z^{-2}} \quad (3.5.3.8)$$

pentru reglarea relevmentului.

Prin minimizarea funcției obiectiv din relația (2.5.2.9) utilizând GSA au fost obținuți parametrii reguletoarelor MFAC-VRFT în cazul SISO din vectorul $\boldsymbol{\theta}_e$ conform etapei 8.3 în vederea proiectării regulatorului:

$$\boldsymbol{\theta}_e = [513 \ 7 \ 0.0076 \ 704 \ 993.05]^T, \quad (3.5.3.9)$$

în care limitele inferioare și superioare ale matricei PPD sunt 256.5 și respectiv 769.5 pentru azimut, iar

$$\boldsymbol{\theta}_e = [4.22 \ 0.18 \ 0.0039 \ 4.43 \ 999.85]^T, \quad (3.5.3.10)$$

în care limitele inferioare și superioare ale matricei PPD sunt 2.11 și respectiv 6.34 pentru relevment [Rom16c], [Rom16d].

Prin minimizarea funcțiilor obiectiv din relația (3.5.3.2) utilizând GSA au fost obținuți parametrii regulatorului MFAC SISO din vectorul θ_e parcurgând etapele 6.1 și 6.3 în vederea proiectării regulatorului:

$$\theta_e = [110 \ 1.55 \ 0.1 \ 3.65 \ 0.89]^T, \quad (3.5.3.11)$$

în care limitele inferioare și superioare ale matricei PPD sunt 55 și respectiv 165 pentru azimut, iar

$$\theta_e = [160 \ 5.35 \ 0.31 \ 6.21 \ 0.54]^T, \quad (3.5.3.12)$$

în care limitele inferioare și superioare ale matricei PPD sunt 80 și respectiv 240 pentru relevment. La fel ca și în cazul MIMO, limitele matricei PPD au fost impuse în așa fel încât elementele acestor matrice să varieze conform [Hou11a] și [Hou11b] și să fie garantată stabilitatea SRA [Rom16c], [Rom16d].

Rezultatele obținute sunt prezentate după medierea rezultatelor aferente a câte zece experimente. Scopul acestei medieri este de diminuare a efectelor perturbațiilor aleatoare și de măsurare corectă a valorilor funcțiilor obiectiv. În tabelul 3.5.3.1 sunt prezentate rezultatele globale în cazul SISO. În fig. 3.5.3.1 și fig. 3.5.3.2 sunt prezentate rezultatele aferente reglării azimutului și relevmentului în cazul SISO prin algoritmi MFAC-VRFT și MFAC. În tabelul 3.5.3.2 sunt prezentate rezultatele globale în cazul MIMO. În fig. 3.5.3.3 și fig. 3.5.3.4 sunt prezentate rezultatele aferente reglării azimutului și relevmentului în cazul MIMO prin algoritmi MFAC-VRFT și MFAC [Rom16c], [Rom16d].

Tabelul 3.5.3.1.
Valorile funcțiilor obiectiv în cazul SISO.

	MFAC-VRFT	MFAC
Media lui J_ε^a	0.004	0.0036
Varianța lui J_ε^a	$1.8990 \cdot 10^{-7}$	$6.5343 \cdot 10^{-7}$
Media lui J_ε^r	0.0034	0.0036
Varianța lui J_ε^r	$1.9739 \cdot 10^{-8}$	$4.5406 \cdot 10^{-9}$

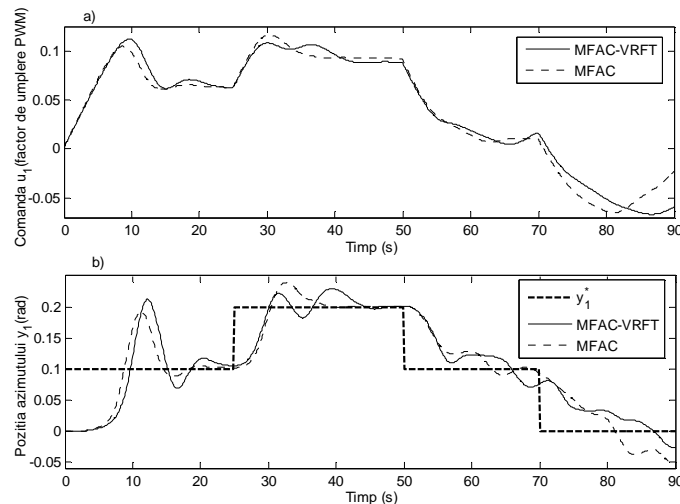


Fig. 3.5.3.1. Rezultate experimentale pentru SRA cu reglatoare MFAC-VRFT și MFAC SISO în reglarea azimutului atunci când relevmentul este blocat.

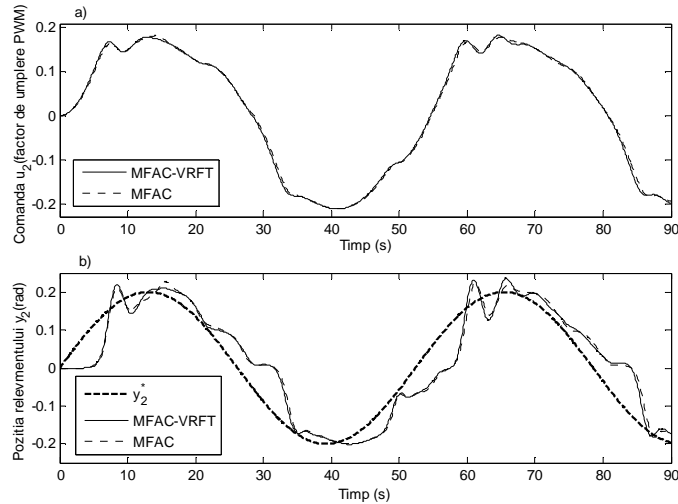


Fig. 3.5.3.2. Rezultate experimentale pentru SRA cu reglatoare MFAC-VRFT și MFAC SISO în reglarea relevmentului atunci când azimutul este blocat.

Tabelul 3.5.3.2.
 Valorile funcțiilor obiectiv în cazul MIMO.

	MFAC-VRFT	MFAC
Media lui J_ε	0.0143	0.0138
Varianța lui J_ε	$3.6600 \cdot 10^{-6}$	$5.7020 \cdot 10^{-6}$

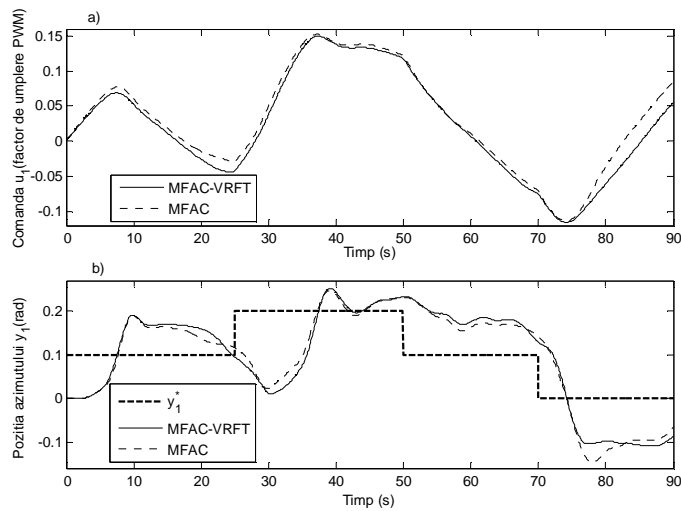


Fig. 3.5.3.3. Rezultate experimentale pentru SRA cu reglatoare MFAC-VRFT și MFAC MIMO în reglarea azimutului.

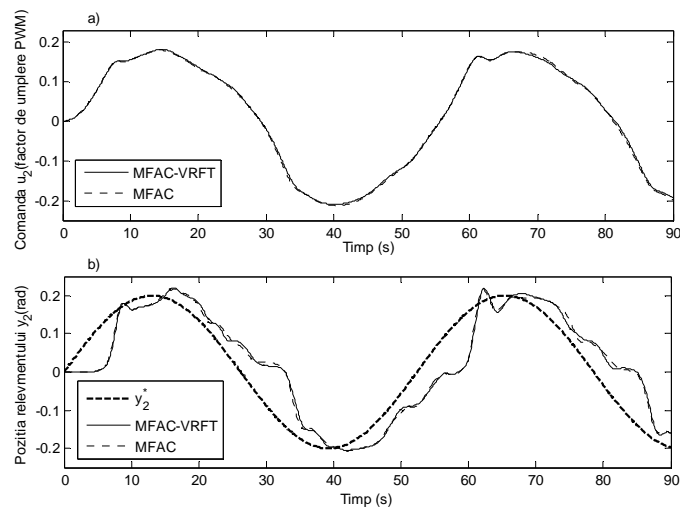


Fig. 3.5.3.4. Rezultate experimentale pentru SRA cu regulatoare MFAC-VRFT și MFAC MIMO în reglarea relevantului.

3.6. Concluziile capitolului

În cadrul acestui capitol a fost prezentată în primă etapă validarea experimentală a algoritmilor MFAC-CFDL și MFAC-PFDL în cazurile SISO și MIMO în reglarea azimutului și relevantului unui echipament neliniar de laborator de tip TRAS. Prin intermediul rezultatelor experimentale din fig. 3.3.1.1 – 3.3.1.4, fig. 3.4.1.1 – 3.4.1.4 și tabelele 3.3.1.1 și 3.4.1.1 a fost demonstrat că nu sunt diferențe mari între performanțele SRA cu regulatoare MFAC-CFDL și cele ale SRA cu regulatoare MFAC-PFDL în cazul scenariilor SISO. Cele mai bune rezultate au fost obținute folosind regulatoare MFAC-CFDL în cazul MIMO.

Rezultatele experimentale aferente reglării azimutului arată performanțe relativ modeste de regim dinamic ale SRA în cazul aplicării algoritmilor MFAC-CFDL și MFAC-PFDL și sensibilitate relativ ridicată în raport cu perturbații parametrice.

În general numărul ridicat al parametrilor unui regulator face ca acordarea sistematică a acestuia să fie dificilă. Principalele dezavantaje observate în cadrul subcapitolelor 3.3 și 3.4 și publicate în lucrarea [Rom14b] sunt:

- numărul ridicat al parametrilor algoritmului MFAC indiferent de versiune;
- lipsa unor pași în alegerea rapidă a parametrilor ideali;
- performanțe modeste în reglarea azimutului.

Întrucât acordarea sistematică a parametrilor algoritmului MFAC este relativ greoaie, în subcapitolul 3.5 a fost propusă combinarea a două tehnici de tip data-driven, și anume MFAC și VRFT, rezultând o tehnică nouă, MFAC-VRFT, prin intermediul căreia sunt calculați automat parametrii algoritmului MFAC. Pentru validarea tehnicii MFAC-VRFT a fost utilizat modelul matematic neliniar al TRAS, iar rezultatele au fost comparate cu cele ale algoritmului MFAC ai cărui parametri au fost determinați rezolvând o problemă de optimizare în manieră model-based utilizând GSA. Rezultatele sintetizate în tabelele 3.5.3.1 și 3.5.3.2 și fig. 3.5.3.1 – 3.5.3.4 demonstrează că performanțele SRA cu algoritmi MFAC-VRFT sunt asemănătoare cu cele ale SRA cu algoritmi MFAC ai căror parametri au fost determinați rezolvând o problemă de optimizare utilizând modelul procesului atât în

cazul MIMO cât și în cazul SISO. Altfel spus, prin intermediul tehnicii VRFT este rezolvată problema acordării sistematice a parametrilor algoritmilor MFAC care să asigure erori de reglare extrem de apropiate de cele din cazul aplicării algoritmilor MFAC cu parametri obținuți prin GSA [Rom16c] și [Rom16d].

Contribuțiile propuse în cadrul acestui capitol sunt:

- Validarea experimentală a algoritmilor Model-Free Adaptive Control (MFAC) în versiunile Compact Form Dynamic Linearization (CFDL) și Partial Form Dynamic Linearization (PDFL) pe un sistem aerodinamic cu două rotoare (TRAS).
- O nouă implementare a algoritmului MFAC în structuri de reglare Multi Input-Multi Output (MIMO) sub formă de două regulatoare MFAC Single Input-Single Output (SISO) ce rulează în paralel.
- Comparația rezultatelor experimentale ale algoritmilor Model-Free Adaptive Control-Compact Form Dynamic Linearization (MFAC-CFDL) și Adaptive Control-Partial Form Dynamic Linearization (MFAC-PFDL) validați experimental pe sistemul aerodinamic cu două rotoare.
- Combinarea tehnicilor Model-Free Adaptive Control (MFAC) și Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT) cu scopul acordării sistematice a parametrilor algoritmilor MFAC.
- Validarea experimentală pe sistemul aerodinamic cu două rotoare a unor algoritmi Model-Free Adaptive Control-Virtual Reference Feedback Tuning (MFAC-VRFT).
- Formularea unor etape de proiectare a sistemelor de reglare automată cu algoritmi Model-Free Adaptive Control-Compact Form Dynamic Linearization (MFAC-CFDL), Model-Free Adaptive Control-Partial Form Dynamic Linearization (MFAC-PFDL) și Model-Free Adaptive Control-Virtual Reference Feedback Tuning (MFAC-VRFT).

Aceste contribuții au fost **publicate în lucrările:**

1. **R.-C. Roman, M.-B. Radac, R.-E. Precup and E. M. Petriu, "Data-driven model-free adaptive control tuned by virtual reference feedback tuning," Acta Polytechnica Hungarica, vol. 13, no. 1, pp. 83–96, 2016, indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 0.745 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017, citată în:**
 1. Z. Hou, R. Chi and H. Gao, "An overview of dynamic linearization based data-driven control and applications," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 5, pp. 4076–4090, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 7.168 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
 2. Z. Wang, D. He, X. Zhu, J. Luo, Y. Liang and X. Wang, "Data-driven model-free adaptive control of particle quality in drug development phase of spray fluidized-bed granulation process," Complexity, vol. 2017, pp. 1–17, 2017, **va fi indexată în clarivate analytics Web of Science, factor de impact = 4.621 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
 3. B. Csanadi, J. K. Tar and J. F. Bitó, "Fixed point transformation-based adaptive control of the Furuta pendulum," in Proc. 2016 17th IEEE International Symposium on Computational Intelligence and Informatics,

- Budapest, Hungary, 2016, pp 49–54, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science**,
4. R. Chi, Z. Hou and B. Huang, "Optimal iterative learning control of batch processes: from model-based to data-driven," *Acta Automatica Sinica*, vol. 43, no. 6, pp. 917–932, 2017, **indexată în Scopus**,
 5. P. Polack, B. d'Andrea-Novell, M. Fliess, A. de la Fortelle and L. Menhour, "Finite-time stabilization of longitudinal control for autonomous vehicles via a model-free approach," in *Proc. IFAC 2017 World Congress*, Toulouse, France, 2017, pp. 1–6, **indexată în DBLP**,
- 2. R.-C. Roman**, M.-B. Radac and R.-E. Precup, "Data-driven model-free adaptive control of twin rotor aerodynamic systems," in *Proc. IEEE 9th International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics*, Timisoara, Romania, 2014, pp. 25–30, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science**,
citată în:
1. Z. Hou, R. Chi and H. Gao, "An overview of dynamic linearization based data-driven control and applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 5, pp. 4076–4090, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science**, **factor de impact = 7.168 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017**,
 2. E. Madadi and D. Soffker, "Model-free approaches applied to the control of nonlinear systems: A brief survey with special attention to intelligent PID iterative learning control," in *Proc. 8th ASME Annual Dynamic Systems and Control Conference*, Columbus, OH, USA, 2015, pp. 1–8, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science**,
 3. A. Y. Zenkov, "The method of dominant polynomials for model free control of dynamical systems," M.Sc. thesis, Northeastern University, Boston, MA, USA, 2015, **indexată în Google Scholar**,
- 3. R.-C. Roman**, M.-B. Radac, R.-E. Precup and E. M. Petriu, "Virtual reference feedback tuning of MIMO data-driven model-free adaptive control algorithms," in *Proc. 7th Advanced Doctoral Conference on Computing, Electrical and Industrial Systems*, Caparica (Lisbon), Portugal, 2016, pp. 253–260, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science**.

4. STUDIU COMPARATIV ÎNTRE TEHNICILE DE TIP MODEL-FREE

4.1. Motivația studiului comparativ

În acest capitol este realizat un studiu comparativ între o parte din tehnicile de tip model-free de acordare a parametrilor reguletoarelor automate propuse în această teză de doctorat. Principalele tehnici de tip data-driven prin care este realizată actualizarea iterativă în manieră model-free a parametrilor regulatorului folosind experimente efectuate asupra SRA sunt Iterative Feedback Tuning (IFT) [Hja02], [Rad13b], Correlation-based Tuning [Kar04], Frequency-Domain Tuning [Kam00], Iterative Regression Tuning [Hal06], Simultaneous Perturbation Stochastic Approximation [Spa98], Data-driven Predictive Control [Sha15], Model-Free Control (MFC) [Fli13], Model-Free Adaptive Control (MFAC) [Hou11a], Unfalsified Control [Saf97], adaptive online IFT [McD12], data-driven Reinforcement Learning Control [Zha15] și model-free data-driven Iterative Learning Control [Jan11]. Cea mai cunoscută tehnică de neiterativă este Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT) [Cam02].

Studiul comparativ prezentat în subcapitolul următor este concentrat asupra tehnicilor de tip model-free dezvoltate în capitolele anterioare, și anume Model-Free Control (MFC), Model-Free Adaptive Control (MFAC) și VRFT. Este urmărit scopul de a determina care dintre reguletoarele model-free implementate în diverse moduri asigură cele mai bune performanțe ale SRA în reglarea pozițiilor unghiulare ale echipamentului de laborator de tip sistem aerodinamic cu două rotoare (TRAS) conform celor publicate în lucrările [Rom16b] și [Rom15b].

SRA din capitolele anterioare au fost dezvoltate și publicate la momente diferite de timp rezultând valori diferite ale parametrilor de acordare ai reguletoarelor. Acesta este motivul pentru care în cele ce urmează sunt reluate experimentele astfel încât să fie efectuate comparații în aceleași condiții.

În cadrul acestui capitol sunt comparate doar tehnicile data-driven. Tehnicile hibride care combină tehnici data-driven cu alte tehnici data-driven sau data-based au fost discutate în capitolele 2 și 3; acolo au fost discutate avantajele și dezavantajele fiecărei variante hibride și au fost puse în evidență îmbunătățirile performanțelor SRA. Motivul pentru care în cadrul acestui subcapitol sunt comparate tehnicile model-free în variantele lor inițiale se datorează faptului că în faza inițială autorul a comparat tehnicile MFC și MFAC între ele pentru a stabili care dintre acestea asigură performanțe superioare pentru reglarea azimutului și relevmentului a echipamentului TRAS prin structuri de reglare MIMO. Acest studiu comparativ a fost util în continuare, deoarece în cazul algoritmului cu performanțele cele mai bune au fost dezvoltați ulterior diverși algoritmi hibridi pentru a asigura îmbunătățiri suplimentare ale performanțelor SRA.

4.2. Validarea experimentală a tehnicilor de tip model-free

În acest paragraf sunt prezentate detalii privind validarea experimentală a algoritmilor de tip model-free prin trei studii de caz MIMO pe echipamentului de laborator neliniar MIMO de tip TRAS, realizate și publicate la momente diferite de timp în [Rom15b] și [Rom16b]:

- În primul studiu de caz sunt prezentate rezultatele privind validarea experimentală a unor algoritmi MFAC în versiunea CFDL dezvoltată conform subcapitolului 3.3 sub formă de reglator MFAC-CFDL, proiectate MIMO în două moduri, (i) și (ii): (i) sub formă de reglator MIMO, iar pentru algoritmi și reglatoarele proiectate este utilizată abrevierea MFAC-MIMO; (ii) sub formă de două reglatoare SISO ce rulează în paralel, iar pentru algoritmi și reglatoarele proiectate este utilizată abrevierea CFDL-2SISO. Reglatoarele prezentate sunt dedicate reglării ieșirilor de tip poziție ale echipamentului de laborator de tip sistem aerodinamic cu două rotoare (TRAS). Performanțele SRA cu reglatoare MFAC-MIMO și CFDL-2SISO sunt comparate cu cele ale unui SRA cu reglator liniar implementat sub formă de două reglatoare SISO ce rulează în paralel ai cărui parametri sunt obținuți prin VRFT pe baza aspectelor teoretice prezentate în paragraful 2.5.2, iar pentru algoritmi și reglatoarele proiectate este utilizată abrevierea VRFT-2SISO. În continuare sunt propuse două scenarii experimentale MIMO, acestea se referă la [Rom15b]:
 - 1) în primul scenariu experimental este realizată reglarea azimutului și relevmentului fără aplicarea unor perturbații;
 - 2) în al doilea scenariu experimental de asemenea este realizată reglarea azimutului și relevmentului cu aplicarea unor perturbații.
- În cel de-al doilea studiu de caz sunt prezentate rezultatele privind validarea experimentală a SRA cu algoritmi MFC dezvoltată conform subcapitolului 2.3, MFAC în varianta CFDL (MFAC-CFDL) dezvoltată conform subcapitolului 3.3 și VRFT dezvoltată conform paragrafului 2.5.2. Reglatoarele implementate sunt validate experimental pe echipamentul de laborator MIMO de tip TRAS. Pentru acest studiu de caz sunt dezvoltate opt variante de SRA cu reglatoare utilizând algoritmi MFAC-CFDL, MFC și VRFT în diverse combinații după cum urmează [Rom16b]:
 - 1) algoritmul MFC MIMO este implementat sub forma unui singur reglator MIMO dezvoltat conform subcapitolului 2.3, iar pentru algoritmi și reglatoarele proiectate este utilizată abrevierea MFC-MIMO,
 - 2) algoritmul MFC este implementat sub forma a două reglatoare SISO ce rulează în paralel dezvoltat conform subcapitolului 2.3, iar pentru algoritmi și reglatoarele proiectate este utilizată abrevierea MFC-2SISO,
 - 3) algoritmul MFAC-CFDL MIMO este implementat sub forma unui singur reglator MIMO dezvoltat conform subcapitolului 3.3, iar pentru algoritmi și reglatoarele proiectate este utilizată abrevierea CFDL-MIMO,
 - 4) algoritmul MFAC-CFDL este implementat sub forma a două reglatoare SISO ce rulează în paralel dezvoltat conform subcapitolului 3.3, iar pentru algoritmi și reglatoarele proiectate este utilizată abrevierea CFDL-2SISO,

- 5) algoritmul MFC SISO este utilizat pentru reglarea azimutului și algoritmul MFAC-CFDL SISO este utilizat pentru reglarea relevmentului, cei doi algoritmi rulează în paralel, iar pentru algoritmi și regulatoarele proiectate este utilizată abrevierea MFC_a-CFDL_r ,
- 6) algoritmul MFAC-CFDL SISO este utilizat pentru reglarea azimutului și algoritmul MFC SISO este utilizat pentru reglarea relevmentului, cei doi algoritmi rulează în paralel, iar pentru algoritmi și regulatoarele proiectate este utilizată abrevierea $CFDL_a-MFC_r$,
- 7) algoritmul VRFT MIMO este implementat sub forma unui singur regulator MIMO VRFT dezvoltat conform paragrafului 2.5.2, iar pentru algoritmi și regulatoarele proiectate este utilizată abrevierea VRFT-MIMO,
- 8) algoritmul VRFT este implementat sub forma a două regulatoare SISO VRFT ce rulează în paralel, dezvoltate conform paragrafului 2.5.2, iar pentru algoritmi și regulatoarele proiectate este utilizată abrevierea VRFT-2SISO.

În acest studiu de caz nu sunt aplicate perturbații iar scopul urmărit este de reglare a ieșirilor de tip poziție ale echipamentului, în speță azimutului respectiv relevmentului.

- În cel de-al treilea studiu de caz sunt prezentate rezultate privind validarea experimentală a SRA cu algoritmi MFC dezvoltați conform subcapitolului 2.3, MFAC în varianta CFDL (MFAC-CFDL) dezvoltați conform subcapitolului 3.3 și VRFT dezvoltați conform paragrafului 2.5.2. SRA sunt validate experimental pe echipamentul de laborator MIMO de tip TRAS. Pentru acest studiu de caz sunt implementate cele opt variante de SRA cu regulatoare utilizând algoritmi MFAC-CFDL, MFC și VRFT în diverse combinații proiectate ca și în cel de-al doilea studiu de caz [Rom16b]. Scopul celui de-al treilea studiu de caz este de a determina care dintre algoritmi de tip model-free reușește să asigure performanțele cele mai bune în reglarea a pozițiilor echipamentului, cuantificarea influenței azimutului asupra relevmentului și cuantificarea influenței relevmentului asupra azimutului [Rom16b].

Diferența dintre implementările prin SRA cu regulatoare MFAC-MIMO, CFDL-MIMO și cea cu regulator CFDL-2SISO pentru cele trei studii de caz este aceea că în primele două variante de implementare al doilea element al numitorului din legea de reglare din relația (3.3.6) este calculat ca și sumă a factorului de penalizare prin pătratul normei 2 a matricei PPD din relația (3.3.4), iar în implementarea CFDL-2SISO același termen din relația (3.3.6) este calculat ca și sumă a factorului de penalizare ridicat la pătrat. Diferența dintre implementarea prin SRA cu regulator MFAC-MIMO și cea cu regulator CFDL-MIMO este că în primul caz $\rho = \text{const} > 0$ este parametru scalar, iar în cel de-al doilea caz este matrice de parametri constanți, $\boldsymbol{\rho} = \text{diag}(\rho_1, \dots, \rho_n) \in \mathbf{R}^{n \times n}$.

În continuare sunt prezentate cele trei studii de caz, iar pentru fiecare scenariu experimental sunt folosite referințe (ieșiri ale unor modele de referință) diferite pentru care este efectuată validarea experimentală. În cele trei studii de caz a fost utilizată o abordare directă de calcul al parametrilor, bazată pe utilizarea GSA [Pre12], [Dav13], [Pre13a], [Pre13b], [Pre14a], [Pre15] și a modelului nelinier al procesului pentru rezolvarea următoarelor probleme de optimizare [Rom15b], [Rom16b]:

$$\mathbf{v}^* = \arg \min_{\mathbf{v}} J_{\varepsilon}(\mathbf{v}), \quad J_{\varepsilon}(\mathbf{v}) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (\varepsilon_1^2(k, \mathbf{v}) + \varepsilon_2^2(k, \mathbf{v})), \quad (4.2.1)$$

în care \mathbf{v}^* este vectorul parametrilor optimali ai algoritmilor MFC sau MFAC, vectorul parametrilor algoritmilor MFC sau MFAC are expresia:

$$\mathbf{v} = [K_{p1} \ K_{p2} \ \alpha_1 \ \alpha_2] \quad (4.2.2)$$

pentru reglatoarele MFC-MIMO,

$$\mathbf{v} = [K_{pa} \ \alpha_a \ K_{pr} \ \alpha_r]^T \quad (4.2.3)$$

pentru reglatoarele MFC-2SISO,

$$\mathbf{v} = [\hat{\phi}_{11}(1) \ \hat{\phi}_{12}(1) \ \hat{\phi}_{21}(1) \ \hat{\phi}_{22}(1) \ \rho_1 \ \rho_2 \ \eta \ \lambda \ \mu]^T \quad (4.2.4)$$

pentru reglatoarele MFAC-MIMO, iar $\hat{\Phi}(1) = \begin{pmatrix} \hat{\phi}_{11}(1) & \hat{\phi}_{12}(1) \\ \hat{\phi}_{21}(1) & \hat{\phi}_{22}(1) \end{pmatrix}$ și $\boldsymbol{\rho} = \text{diag}(\rho_1, \dots, \rho_n) \in \mathbf{R}^{n \times n}$,

cu $n = 2$ în cazul particular al echipamentului TRAS,

$$\mathbf{v} = [\hat{\phi}_{11}(1) \ \hat{\phi}_{12}(1) \ \hat{\phi}_{21}(1) \ \hat{\phi}_{22}(1) \ \rho \ \eta \ \lambda \ \mu]^T \quad (4.2.5)$$

pentru reglatoarele CFDL-MIMO, iar $\hat{\Phi}(1) = \begin{pmatrix} \hat{\phi}_{11}(1) & \hat{\phi}_{12}(1) \\ \hat{\phi}_{21}(1) & \hat{\phi}_{22}(1) \end{pmatrix}$,

$$\mathbf{v} = [\hat{\phi}_a(1) \ \rho_a \ \hat{\phi}_r(1) \ \rho_r \ \eta \ \lambda \ \mu]^T \quad (4.2.6)$$

pentru reglatoarele CFDL-2SISO, în care indicele a corespunde reglării azimutului, iar indicele r corespunde reglării relevmentului,

$$\mathbf{v} = [K_p \ \alpha \ \hat{\phi}(1) \ \rho \ \eta \ \lambda \ \mu]^T \quad (4.2.7)$$

pentru reglatoarele MFC_a-CFDL_r,

$$\mathbf{v} = [\hat{\phi}(1) \ \rho \ \eta \ \lambda \ \mu \ K_p \ \alpha]^T \quad (4.2.8)$$

pentru reglatoarele CFDL_a-MFC_r. Funcția obiectiv J_{ε} este utilizată ca indicator de calitate (de performanță) global al SRA, ε_1 și ε_2 sunt erorile de reglare corespunzătoare azimutului respectiv relevmentului definite conform relației (2.3.5), N reprezintă lungimea orizontului de timp pe parcursul căruia se desfășoară cele trei studii de caz, cu valoarea $N = 900$ aferentă primului studiu de caz, $N = 1800$ aferentă celui de-al doilea studiu de caz și $N = 800$ aferentă celui de-al treilea studiu de caz. În scenariile experimentale VRFT-MIMO și VRFT-2SISO parametrii reglatoarelor sunt calculați utilizând metoda celor mai mici pătrate pentru a minimiza funcția obiectiv $J_{VRFT}(\boldsymbol{\theta})$ din relația (2.5.2.9). Funcțiile obiectiv de mai sus sunt obținute prin minimizarea sumei pătratelor erorilor pentru fiecare eșantion în parte. În toate cele trei studii de caz MIMO perioada de eșantionare este $T_s = 0.1$ s [Rom15b], [Rom16b].

Matricea de transfer a regulatorului în timp discret utilizat în scenariul experimental VRFT-MIMO este [Rom16b]:

$$\mathbf{C}(z; \boldsymbol{\theta}) = \begin{pmatrix} \frac{\theta_0 + \theta_1 z^{-1} + \theta_2 z^{-2} + \theta_3 z^{-3}}{1 - z^{-1}} & \theta_4 \\ \theta_5 & \frac{\theta_6 + \theta_7 z^{-1} + \theta_8 z^{-2}}{1 - z^{-1}} \end{pmatrix}, \quad (4.2.9)$$

iar funcțiile de transfer ale reglatoarelor în timp discret utilizate în scenariul experimental VRFT-2SISO sunt:

$$C_a(z; \theta) = \frac{\theta_0 + \theta_1 z^{-1} + \theta_2 z^{-2} + \theta_3 z^{-3}}{1 - z^{-1}}, \quad (4.2.10)$$

$$C_r(z; \theta) = \frac{\theta_0 + \theta_1 z^{-1} + \theta_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}}.$$

Rezultatele obținute sunt prezentate după medierea rezultatelor aferente a câte zece experimente. Scopul acestei medieri este de diminuare a efectelor perturbațiilor aleatoare și de măsurare corectă a valorilor funcției obiectiv J_ε [Rom15b], [Rom16b].

Vectorul referințelor aferent primului scenariu experimental are elementele:

$$y_1^*(k) = 0.2 \text{ dacă } k \in [0,350], -0.2 \text{ dacă } k \in (350,650], \text{ și } 0.2 \text{ dacă } k \in (650,900], \quad (4.2.11)$$

$$y_2^*(k) = 0.2 \text{ dacă } k \in [0,250], -0.2 \text{ dacă } k \in (250,550], \text{ și } 0.2 \text{ dacă } k \in (550,900],$$

cu precizarea că elementele vectorului referințelor sunt filtrate începând cu momentul de timp de 50 s cu filtre de ordinul doi folosite ca și modele de referință SISO în timp discret în cazul tehnicii VRFT. Modelele de referință în timp discret $M_a(z) \in \mathbf{R}$ și $M_r(z) \in \mathbf{R}$ sunt obținute prin discretizarea următoarelor funcții de transfer [Rom15b]:

$$M_a(s) = \frac{1.2^2}{s^2 + 2 \cdot 1.2 \cdot 1.1 \cdot s + 1.2^2}, \quad (4.2.12)$$

$$M_r(s) = \frac{0.7^2}{s^2 + 2 \cdot 1.0 \cdot 0.7 \cdot s + 0.7^2}. \quad (4.2.13)$$

Vectorul referințelor aferent celui de-al doilea studiu de caz este compus din semnale de tip treaptă și sinusoidale [Rom16b]:

$$y_1^*(k) = 0.2 \text{ dacă } k \in [0, 400], -0.2 \text{ dacă } k \in (400, 700], 0.2 \text{ dacă } k \in (700, 1000],$$

$$\text{și } 0.2 \sin(0.14 \cdot k) \text{ dacă } k \in (1000, 1800], \quad (4.2.14)$$

$$y_2^*(k) = 0.2 \text{ dacă } k \in [0, 250], -0.2 \text{ dacă } k \in (250, 550], 0.2 \text{ dacă } k \in (550, 850],$$

$$\text{și } 0.2 \cos(0.15 \cdot k) \text{ dacă } k \in (850, 1800],$$

iar vectorul referințelor aferent celui de-al treilea studiu de caz este compus din următoarele elemente [Rom16b]:

$$y_1^*(k) = y_2^*(k) = 0, \quad k \in [0, 800]. \quad (4.2.15)$$

În continuare sunt prezentate trei studii de caz, iar pentru fiecare studiu de caz sunt folosite referințe (ieșiri ale unor modele de referință) diferite pentru care este efectuată validarea experimentală. În fiecare studiu de caz sunt validate experimental SRA prezentate în introducerea acestui subcapitol. Structurile cu algoritmi MFC sunt prezentate în subcapitolul 2.3, structurile cu algoritmi MFAC în varianta CFDL sunt prezentate în subcapitolul 3.3, iar structurile cu algoritmi VRFT sunt prezentate în paragraful 2.5.2.

În cadrul **primului studiu de caz** în ambele scenarii experimentale rezultatele obținute pentru algoritmi MFAC sunt prezentate după medierea rezultatelor aferente a câte zece experimente. Scopul acestei medieri este de diminuare a efectelor perturbațiilor aleatoare și de măsurare corectă a valorilor funcției obiectiv J_ε [Rom15b].

În primul scenariu experimental MIMO nu sunt aplicate perturbații aditive pe ieșiri deoarece TRAS este un sistem intercuplat, cu interacțiuni, iar ca și perturbație externă de tip sarcină este considerată mișcarea pe verticală care induce perturbații

mişcării pe orizontală, iar cuplarea de la azimut la relevment induce perturbații neglijabile [Rom15b].

În cel de-al doilea scenariu experimental, perturbația introdusă pe azimut este un semnal treaptă de 0.05 rad aplicat aditiv pe ieșirea acestuia la momentul de timp 45 s, iar pentru relevment este din nou un semnal treaptă de 0.05 rad aplicat aditiv pe ieșirea acestuia la momentul de timp 20 s, cu precizarea că perturbația de 0.05 rad este una semnificativă întrucât echipamentul TRAS este foarte sensibil datorită neliniarităților din modelele matematice.

Valorile parametrilor algoritmilor MFAC proiectați prin SRA cu regulator MFAC-MIMO și SRA cu regulator CFDL-2SISO în ambele scenarii experimentale sunt obținute după cum urmează folosind GSA în rezolvarea problemei de optimizare din relația (4.2.1):

$$\mathbf{v} = [1300 \ 0.1 \ 0.1 \ 2501 \ 48 \ 56 \ 0.1 \ 5 \ 0.99]^T \quad (4.2.16)$$

pentru SRA cu regulator MFAC-MIMO, iar condițiile de stabilitate din relația (3.3.3) sunt îndeplinite impunând limitele inferioare și superioare de valori $\begin{pmatrix} 1295 & 0 \\ 0 & 2495 \end{pmatrix}$

respectiv $\begin{pmatrix} 1300.5 & 10.5 \\ 10.5 & 2501.5 \end{pmatrix}$ parcurgând etapele 6.1, 6.2 și 6.3 în vederea proiectării regulatorului,

$$\mathbf{v} = [905 \ 8 \ 2505 \ 56 \ 0.1 \ 5 \ 0.99]^T \quad (4.2.17)$$

pentru SRA cu regulator CFDL-2SISO, iar condițiile de stabilitate din relația (3.3.3) sunt îndeplinite impunând limitele inferioare și superioare $\hat{\phi}_a(1) \in (900, 910.5)$ în vederea reglării azimutului și $\hat{\phi}_r(1) \in (2500, 2510.5)$ în vederea reglării relevmentului parcurgând etapele 6.1, 6.2 și 6.3 în vederea proiectării regulatorului conform rezultatelor publicate în [Rom15b].

Parametrii regulatorului obținut prin tehnica VRFT sunt acordați folosind metoda celor mai mici pătrate ce rezolvă problema de optimizare din relația (2.5.2.9) și folosind matricea de transfer a modelului de referință în timp discret din relația (4.2.12). Funcția de transfer a regulatorului în timp discret (liniar cu patru parametri) în vederea reglării azimutului conform celor publicate în [Rom15b] este:

$$C_a(z) = \frac{2.02 - 2.69z^{-1} - 1.679z^{-2} + 1.754z^{-3}}{1 - z^{-1}}, \quad (4.2.18)$$

funcția de transfer a modelului de referință în timp discret este cea din relația (4.2.13), iar funcția de transfer a regulatorului în timp discret (de tip PID) în vederea reglării relevmentului conform celor publicate în [Rom15b] este:

$$C_r(z) = \frac{1.156 - 2.238z^{-1} - 1.106z^{-2}}{1 - z^{-1}}. \quad (4.2.19)$$

Structura reglatoarelor pentru SRA cu componenta VRFT este suficient de bine parametrizată astfel încât să asigure compensarea poli-zero-uri în vederea reglării azimutului respectiv relevmentului.

Rezultatele obținute sunt prezentate după medierea rezultatelor aferente a câte zece experimente. Scopul acestei medieri este de diminuare a efectelor perturbațiilor aleatoare și de măsurare corectă a valorilor funcțiilor obiectiv. Rezultatele sunt prezentate prin intermediul tabelului 4.2.1 care reflectă primul scenariu experimental, iar în tabelul 4.2.2 cele care reflectă al doilea scenariu experimental. În fig. 4.2.1 și fig. 4.2.2 sunt prezentate răspunsurile SRA cu reglatoare MFAC-MIMO și CFDL-2SISO corespunzătoare primului scenariu

experimental, iar în fig. 4.2.3 și fig. 4.2.4 sunt prezentate răspunsurile SRA cu aceleași tipuri de regulatoare ca și mai sus corespunzătoare celui de-al doilea scenariu experimental. Valorile funcțiilor obiectiv pentru SRA cu regulator liniar ai cărui parametri sunt obținuți prin VRFT utilizând relația (4.2.1) sunt $J_{\varepsilon} = 0.01390$ în primul scenariu experimental și $J_{\varepsilon} = 0.01495$ în cel de-al doilea scenariu experimental. Aceste rezultate sunt preluate din lucrarea proprie [Rom15b].

Tabelul 4.2.1.

Valorile funcțiilor obiectiv în primul scenariu experimental.

	Media lui J_{ε}	Varianța lui J_{ε}
MFAC-MIMO	0.02608	$1.4521 \cdot 10^{-5}$
CFDL-2SISO	0.02706	$1.6889 \cdot 10^{-5}$

Tabelul 4.2.1 și fig. 4.2.1 și 4.2.2 asociate primului scenariu experimental arată că pentru reglarea pozițiilor echipamentului TRAS, cele mai bune rezultate sunt obținute pentru SRA cu regulator VRFT-2SISO, urmat de SRA cu regulator CFDL-MIMO și de SRA cu regulator CFDL-2SISO, și anume $J_{\varepsilon \text{ VRFT-2SISO}} < J_{\varepsilon \text{ MFAC-MIMO}} < J_{\varepsilon \text{ CFDL-2SISO}}$. Motivul acestui clasament al performanțelor este datorat relațiilor dintre mediile funcțiilor obiectiv: $J_{\varepsilon \text{ VRFT-2SISO}} \approx 1.94 J_{\varepsilon \text{ CFDL-2SISO}}$ și $J_{\varepsilon \text{ VRFT-2SISO}} \approx 1.87 J_{\varepsilon \text{ MFAC-MIMO}}$.

Tabelul 4.2.2 și fig. 4.2.3 și 4.2.4 asociate celui de-al doilea scenariu experimental arată că pentru reglarea pozițiilor echipamentului TRAS, cele mai bune rezultate sunt obținute din nou pentru SRA cu regulator VRFT-2SISO, urmat de SRA cu regulator MFAC-MIMO și de SRA cu regulator CFDL-2SISO, adică $J_{\varepsilon \text{ VRFT-2SISO}} < J_{\varepsilon \text{ MFAC-MIMO}} < J_{\varepsilon \text{ CFDL-2SISO}}$. Motivul acestui clasament al performanțelor este datorat relațiilor dintre mediile funcțiilor obiectiv: $J_{\varepsilon \text{ VRFT-2SISO}} \approx 1.87 J_{\varepsilon \text{ CFDL-2SISO}}$ și $J_{\varepsilon \text{ VRFT-2SISO}} \approx 1.75 J_{\varepsilon \text{ MFAC-MIMO}}$.

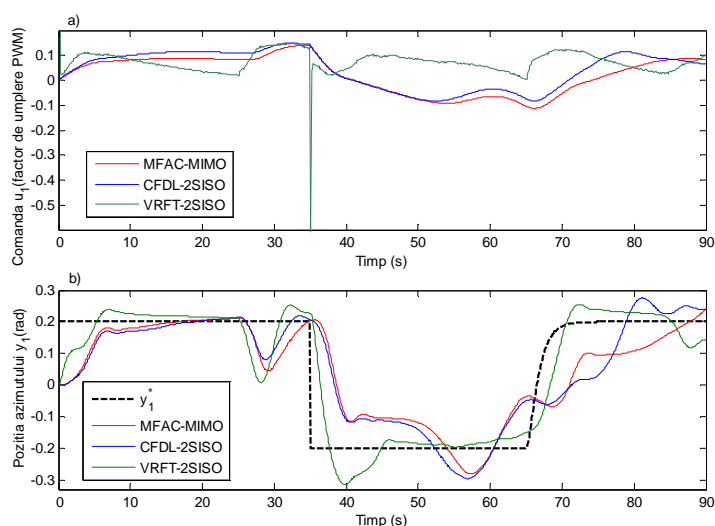


Fig. 4.2.1. Rezultatele experimentale pentru SRA cu regulatoare MFAC-MIMO, CFDL-2SISO și VRFT-2SISO în reglarea azimutului.

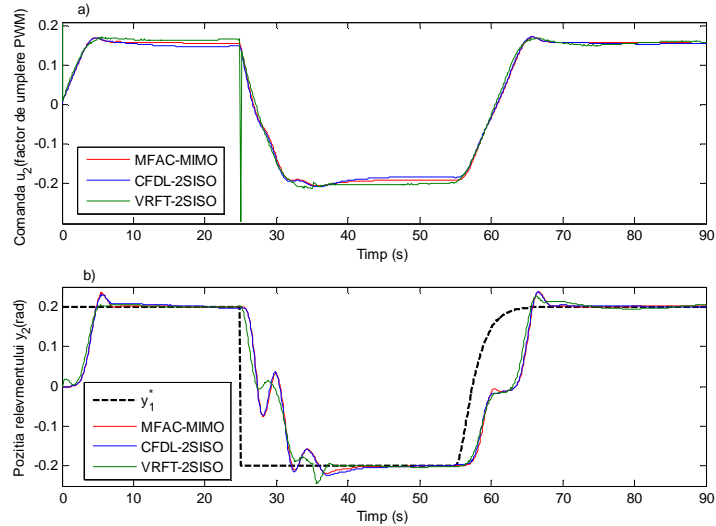


Fig. 4.2.2. Rezultatele experimentale pentru SRA cu reglatoare MFAC-MIMO, CFDL-2SISO și VRFT-2SISO în reglarea relevmentului.

Tabelul 4.2.2.

Valorile funcțiilor obiectiv în cel de-al doilea scenariu experimental.

	Media lui J_e	Varianta lui J_e
MFAC-MIMO	0.02627	$2.4232 \cdot 10^{-5}$
CFDL-2SISO	0.02799	$6.3257 \cdot 10^{-7}$

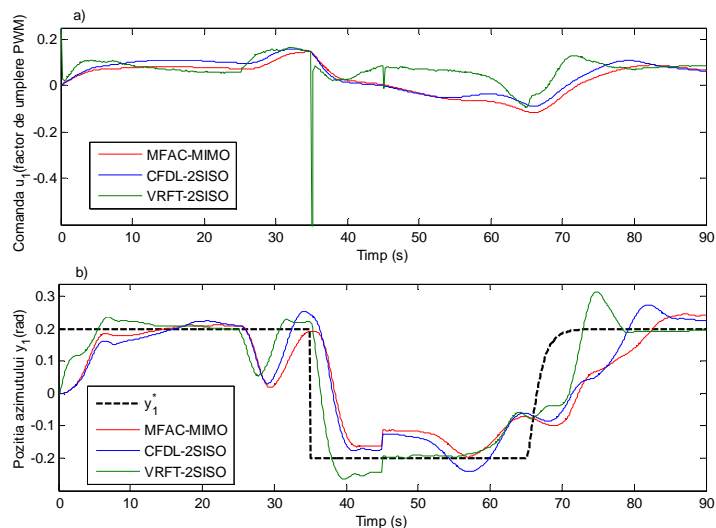


Fig. 4.2.3. Rezultatele experimentale pentru SRA cu reglatoare MFAC-MIMO, CFDL-2SISO și VRFT-2SISO în reglarea azimutului.

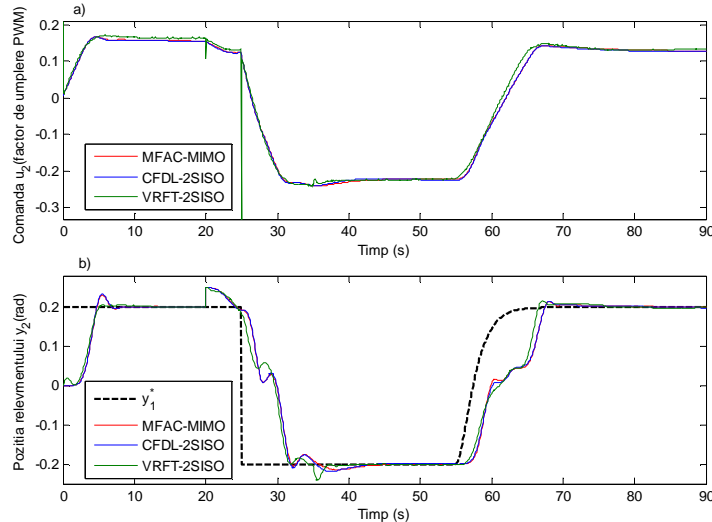


Fig. 4.2.4. Rezultatele experimentale pentru SRA cu regulatoare MFAC-MIMO, CFDL-2SISO și VRFT-2SISO în reglarea relevmentului.

Deși regulatoarele acordate prin VRFT au mai puțini parametri de acordat pentru fiecare regulator și o structură mai simplă față de regulatoarele MFAC, prin intermediul VRFT sunt obținute performanțe superioare în reglarea atât a poziției azimutului cât și a relevmentului TRAS.

În cazul **celui de-al doilea studiu de caz** nu sunt introduse perturbații pe ieșiri deoarece TRAS este un sistem intercuplat, cu interacțiuni. Ca perturbație este considerată mișcarea pe verticală care induce perturbații mișcării pe orizontală, iar cuplarea de la azimut la relevment induce perturbații neglijabile [Rom16b].

Parametrii regulatoarelor sunt obținuți folosind GSA care rezolvă problema de optimizare din relația (4.2.1), rezultă valorile:

$$\mathbf{v} = [-0.02 \quad -0.11 \quad 7.4 \quad 4.4]^T \quad (4.2.20)$$

pentru SRA cu regulator MFC-MIMO, pentru care este îndeplinită condiția de stabilitate din relația (2.3.9) parcurgând etapele 1.1 și 1.2 în vederea proiectării regulatorului,

$$\mathbf{v} = [-0.21 \quad 1.7 \quad -2.1 \quad 89]^T \quad (4.2.21)$$

pentru SRA cu regulator MFC-2SISO, pentru care este îndeplinită condiția de stabilitate din relația (2.3.9) parcurgând etapele 1.1 și 1.2 în vederea proiectării regulatorului,

$$\mathbf{v} = [550 \quad 0.1 \quad 0.1 \quad 2150 \quad 48 \quad 0.5 \quad 7 \quad 0.79]^T \quad (4.2.22)$$

pentru SRA cu regulator CFDL-MIMO, iar condițiile de stabilitate din relația (3.3.3) sunt îndeplinite impunând limitele inferioare și superioare de valori $\begin{pmatrix} 373.49 & 0 \\ 0 & 878.5 \end{pmatrix}$

respectiv $\begin{pmatrix} 1120.49 & 0.129 \\ 0.097 & 2635.51 \end{pmatrix}$ parcurgând etapele 6.1, 6.2 și 6.3 în vederea proiectării regulatorului,

$$\mathbf{v} = [950 \quad 8.3 \quad 2550 \quad 50 \quad 0.5 \quad 7 \quad 0.79]^T \quad (4.2.23)$$

pentru SRA cu regulator CFDL-2SISO, iar condițiile de stabilitate din relația (3.3.3) sunt îndeplinite impunând limitele inferioare și superioare $\hat{\phi}_a(1) \in (935, 965.5)$ în vederea reglării azimutului și $\hat{\phi}_r(1) \in (2535, 2565.5)$ în vederea reglării relevmentului, parcurgând etapele 6.1, 6.2 și 6.3 în vederea proiectării regulatorului,

$$\mathbf{v} = [-0.021 \ 1.7 \ 2100 \ 50 \ 0.5 \ 7 \ 0.79]^T \quad (4.2.24)$$

pentru SRA cu regulator MFC_a-CFDL_r, pentru care este îndeplinită condiția de stabilitate din relația (2.3.9) în vederea reglării azimutului și parcurgând etapele 1.1 și 1.2 în vederea proiectării regulatorului MFC, iar condițiile de stabilitate din relația (3.3.3) sunt îndeplinite impunând limitele inferioare și superioare $\hat{\phi}_a(1) \in (2085, 2115.5)$ în vederea reglării relevmentului și parcurgând etapele 6.1, 6.2 și 6.3 în vederea proiectării regulatorului MFAC-CFDL,

$$\mathbf{v} = [950 \ 8.3 \ 0.5 \ 7 \ 0.79 \ -1.9 \ 89]^T \quad (4.2.25)$$

pentru SRA cu regulator CFDL_a-MFC_r, iar condițiile de stabilitate din relația (3.3.3) sunt îndeplinite impunând limitele inferioare și superioare $\hat{\phi}_a(1) \in (935, 965.5)$ în vederea reglării azimutului și parcurgând etapele 6.1, 6.2 și 6.3 în vederea proiectării regulatorului MFAC-CFDL și condiția de stabilitate din relația (2.3.9) în vederea reglării relevmentului și parcurgând etapele 1.1 și 1.2 în vederea proiectării regulatorului MFC conform rezultatelor publicate în [Rom16b].

Parametrii regulatorului pentru SRA cu regulator VRFT-MIMO sunt acordați folosind metoda celor mai mici pătrate care rezolvă problema de optimizare din relația (2.5.2.9) folosind următoarea matrice de transfer a modelului de referință în timp discret:

$$\mathbf{M}(z) = \begin{pmatrix} \frac{0.041z^{-1} + 0.035z^{-2}}{1 - 1.571z^{-1} + 0.647z^{-2}} & 0 \\ 0 & \frac{0.048z^{-1} + 0.038z^{-2}}{1 - 1.409z^{-1} + 0.496z^{-2}} \end{pmatrix}, \quad (4.2.26)$$

iar matricea de transfer a regulatorului în timp discret conform [Rom16b] este:

$$\mathbf{C}(z) = \begin{pmatrix} \frac{2.48 + 0.38z^{-1} - 7.46z^{-2} + 4.60z^{-3}}{1 - z^{-1}} & 0.05 \\ 0.67 & \frac{6.22 - 12.26z^{-1} + 6.11z^{-2}}{1 - z^{-1}} \end{pmatrix}, \quad (4.2.27)$$

în care primul element de pe diagonala principală este un regulator liniar cu patru parametri, iar cel de-al doilea element de pe diagonala principală este un regulator PID. Celelalte două elemente de pe diagonala secundară au fost adăugate pentru îmbunătățirea performanțelor în vederea atenuării efectelor intercupleării dintre azimut și relevment. Alegerea modelului de referință diagonal are scopul decuplării parțiale dintre azimut și relevment [Rom16b].

Parametrii regulatorului VRFT-2SISO sunt de asemenea acordați prin metoda celor mai mici pătrate care rezolvă problema de optimizare din relația (2.5.2.9) folosind următoarea funcție de transfer a modelului de referință în timp discret:

$$M_a(z) = \frac{0.0094z^{-1} + 0.0085z^{-2}}{1 - 1.709z^{-1} + 0.7269z^{-2}}, \quad (4.2.28)$$

funcția de transfer a regulatorului în timp discret conform celor publicate în [Rom16b] este:

$$C_a(z) = \frac{2.49 - 2.69z^{-1} - 1.88z^{-2} + 2.09z^{-3}}{1 - z^{-1}}, \quad (4.2.29)$$

în vederea reglării azimutului, iar funcția de transfer a modelului de referință în timp discret:

$$M_r(z) = \frac{0.0101z^{-1} + 0.0092z^{-2}}{1 - 1.721z^{-1} + 0.7408z^{-2}} \quad (4.2.30)$$

și funcția de transfer a regulatorului în timp discret:

$$C_r(z) = \frac{2.51 - 4.84z^{-1} - 2.36z^{-2}}{1 - z^{-1}} \quad (4.2.31)$$

sunt folosite în vederea reglării relevmentului [Rom16b].

Modelele de referință din cadrul SRA cu regulatoare VRFT-MIMO și VRFT-2SISO sunt alese mai rapide și mai puțin oscilante decât dinamica procesului în buclă deschisă. Structura regulatoarelor VRFT-MIMO și VRFT-2SISO este suficient de bine parametrizată pentru asigurarea compensării poli-zero-uri în vederea reglării azimutului și relevmentului.

Rezultatele obținute sunt prezentate după medierea rezultatelor aferente a câte zece experimente. Scopul acestei medieri este de diminuare a efectelor perturbațiilor aleatoare și de măsurare corectă a valorilor funcțiilor obiectiv. Rezultatele sunt prezentate în tabelul 4.2.3 care reflectă cel de-al doilea studiu de caz. În fig. 4.2.5 [Rom16b] sunt prezentate răspunsurile SRA cu regulatoare MFC-MIMO, MFC-2SISO, CFDL-MIMO, CFDL-2SISO, MFC_a-CFDL_r și CFDL_r-MFC_a, VRFT-MIMO și VRFT-2SISO.

Tabelul 4.2.3.

Valorile funcțiilor obiectiv în cel de-al doilea studiu de caz.

	Media lui J_ε	Varianța lui J_ε
MFC-MIMO	0.0182	$1.4145 \cdot 10^{-6}$
MFC-2SISO	0.0186	$3.6668 \cdot 10^{-7}$
CFDL-MIMO	0.0513	$4.5302 \cdot 10^{-5}$
CFDL-2SISO	0.0521	$3.5770 \cdot 10^{-5}$
MFC _a -CFDL _r	0.0187	$5.2454 \cdot 10^{-7}$
CFDL _r -MFC _a	0.0522	$4.7044 \cdot 10^{-5}$
VRFT-MIMO	0.0142	$4.7046 \cdot 10^{-8}$
VRFT-2SISO	0.0164	$1.5162 \cdot 10^{-7}$

Tabelul 4.2.3 și fig. 4.2.5 asociate celui de-al doilea studiu de caz arată că pentru reglarea pozițiilor TRAS în cazul MIMO sunt obținute performanțe similare pentru SRA cu regulatoare MFC-MIMO și MFC-2SISO, cu precizarea că un avantaj minor îl are SRA cu regulator MFC-MIMO față de MFC-2SISO. Performanțe asemănătoare sunt obținute pentru SRA cu regulatoare CFDL-MIMO și CFDL-2SISO, cu mențiunea că un avantaj minor îl are SRA cu regulator CFDL-MIMO față de CFDL-2SISO. Comparând algoritmi de tip model-free se ajunge la concluzia că pentru vectorul referințelor dat de relația (4.2.14) valoarea funcției obiectiv calculată utilizând relația (4.2.1) și măsurată după experimentele efectuate cu SRA cu regulator MFC-MIMO este mai mică decât cea aferentă SRA cu regulator CFDL-MIMO, adică $J_{\varepsilon \text{ CFDL-MIMO}} \approx 2.81 J_{\varepsilon \text{ MFC-MIMO}}$, diferența fiind observată în reglarea azimutului.

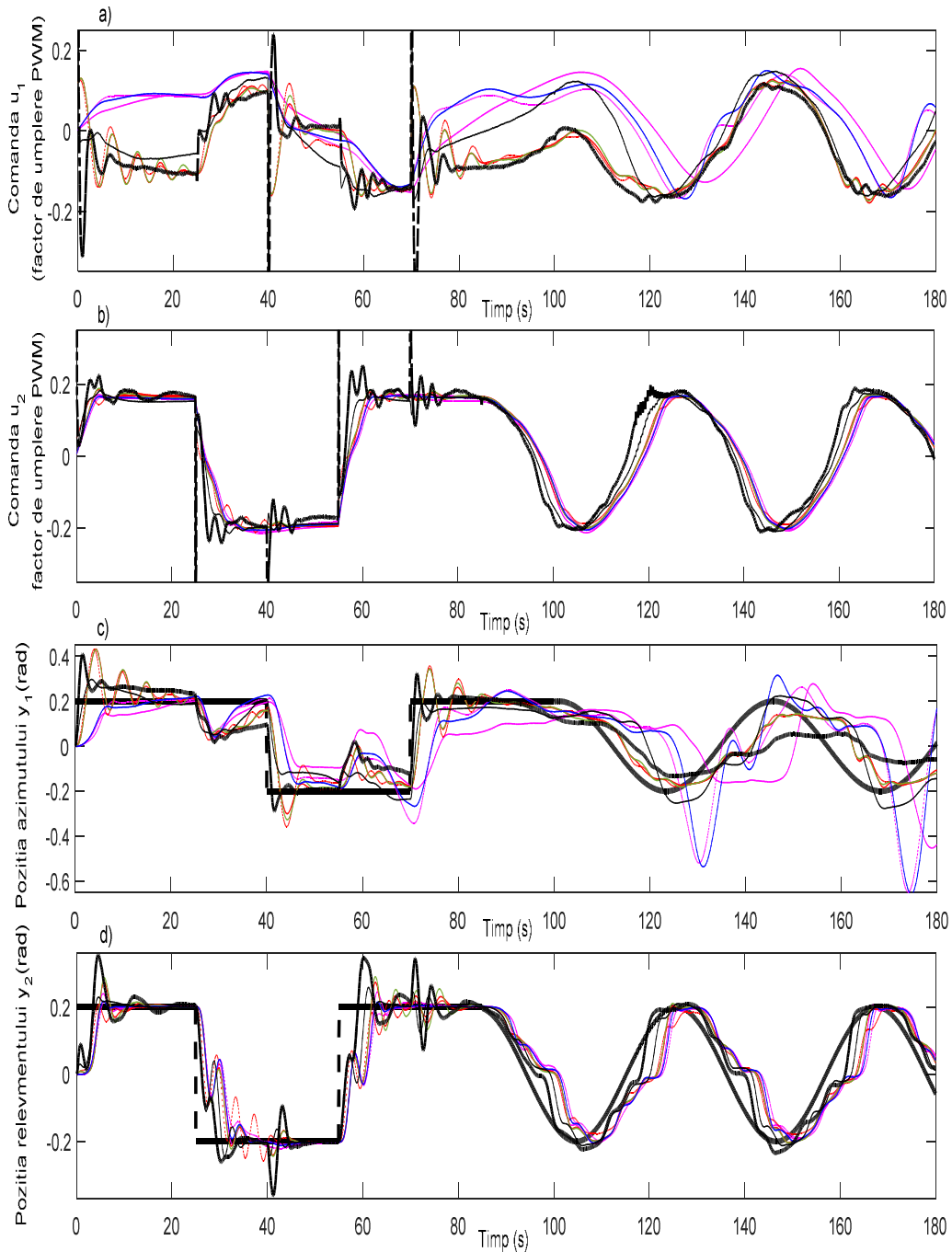


Fig. 4.2.5. Rezultatele experimentale pentru SRA cu reglatoare MFC-MIMO (roșu întrerupt), MFC-2SISO (roșu), CFDL-MIMO (magenta), CFDL-2SISO (magenta punctat), MFC_a-CFDL_r (verde), CFDL_a-MFC_r (albastru), VRFT-MIMO (negru punctat întrerupt) și VRFT-2SISO (negru), y^* (negru întrerupt) în reglarea TRAS.

Au fost proiectate două SRA hibride suplimentare cu regulatoare model-free, din nou în cazul MIMO, pentru a evidenția mai clar performanțele și pentru a valida experimental algoritmi de tip model-free. În prima variantă hibridă algoritmul MFC este aplicat în reglarea azimutului, iar algoritmul CFDL-MIMO este folosit în reglarea relevmentului, rezultând un SRA cu regulator MFC_a - $CFDL_r$, în care ambii algoritmi rulează în paralel. În cea de-a doua variantă hibridă algoritmul CFDL-MIMO este aplicat în reglarea azimutului, iar algoritmul MFC este utilizat în reglarea relevmentului, rezultând un SRA cu regulator $CFDL_a$ - MFC_r , cu precizarea că ambii algoritmi rulează în paralel. SRA cu regulator MFC_a - $CFDL_r$ are comportare asemănătoare SRA cu regulator MFC-MIMO și SRA cu regulator MFC-2SISO, iar SRA cu regulator $CFDL_a$ - MFC_r asigură performanțe similare SRA cu regulator CFDL-MIMO și SRA cu regulator CFDL-2SISO. Aceste comparații indică faptul că în cazul reglării pozițiilor TRAS algoritmul CFDL-MIMO este inferior algoritmului MFC-MIMO.

În continuare performanțele SRA cu algoritmul MFC-MIMO și SRA cu algoritmul MFC-2SISO sunt comparate cu cele ale SRA cu regulator VRFT-MIMO și SRA cu regulator VRFT-2SISO. Conform tabelului 4.2.3, fig. 4.2.5 și celor publicate în [Rom16b], SRA cu regulator VRFT-MIMO și SRA cu regulator VRFT-2SISO asigură performanțe mai bune decât în cazul variantelor de SRA cu regulator MFC-MIMO și SRA cu regulator MFC-2SISO, acest fapt fiind evidențiat de raportul dintre mediile funcțiilor obiectiv $J_{e\ VRFT-MIMO} < J_{e\ VRFT-2SISO} < J_{e\ MFC-MIMO} < J_{e\ MFC-2SISO}$.

În cadrul **celui de-al treilea studiu de caz**, pentru a observa cât de mult este afectat (perturbat) relevmentul de mișcarea azimutală și cât de mult este afectat azimutul de mișcarea relevmentului, sunt aplicate următoarele perturbații pe intrările și ieșirile TRAS: perturbația introdusă pe azimut este un semnal treaptă de 0.15 rad aplicat aditiv pe intrarea acestuia la momentul de timp 5 s, aceeași perturbație este aplicată și pe ieșirea azimutului la momentul de timp 25 s, iar pentru relevment perturbația este din nou un semnal treaptă de 0.25 rad aplicat aditiv pe intrarea acestuia la momentul de timp 45 s și un alt semnal treaptă de 0.15 rad aplicat aditiv pe ieșirea relevmentului la momentul de timp 25 s [Rom16b].

Parametrii reguletoarelor folosiți în acest studiu de caz sunt aceiași cu cei din cadrul celui de-al doilea studiu de caz, specificați în relația (4.2.20) pentru SRA cu regulator MFC-MIMO, relația (4.2.21) pentru SRA cu regulator MFC-2SISO, relația (4.2.22) pentru SRA cu regulator CFDL-MIMO, relația (4.2.23) pentru SRA cu regulator CFDL-2SISO, relația (4.2.24) pentru SRA cu regulator MFC_a - $CFDL_r$, relația (4.2.25) pentru SRA cu regulator $CFDL_a$ - MFC_r , relația (4.2.27) pentru SRA cu regulator VRFT-MIMO și relațiile (4.2.29) și (4.2.31) pentru SRA cu regulator VRFT-2SISO.

Rezultatele obținute sunt prezentate după medierea rezultatelor aferente a câte zece experimente. Scopul acestei medieri este de diminuare a efectelor perturbațiilor aleatoare și de măsurare corectă a valorilor funcțiilor obiectiv. Rezultatele sunt prezentate în tabelul 4.2.4 care reflectă cel de-al treilea studiu de caz. În fig. 4.2.6 sunt prezentate răspunsurile SRA cu regulatoare MFC-MIMO, MFC-2SISO, CFDL-MIMO, CFDL-2SISO, MFC_a - $CFDL_r$ și $CFDL_r$ - MFC_a , VRFT-MIMO și VRFT-2SISO [Rom16b].

Tabelul 4.2.4.

Valorile funcțiilor obiectiv în cel de-al treilea studiu de caz.

	Media lui J_ε	Varianța lui J_ε
MFC-MIMO	0.0162	$1.1168 \cdot 10^{-5}$
MFC-2SISO	0.0165	$5.5151 \cdot 10^{-6}$
CFDL-MIMO	0.0500	$1.5094 \cdot 10^{-4}$
CFDL-2SISO	0.0503	$7.7342 \cdot 10^{-4}$
MFC _a -CFDL _r	0.0166	$1.0504 \cdot 10^{-5}$
CFDL _r -MFC _a	0.0489	$6.1851 \cdot 10^{-4}$
VRFT-MIMO	0.0064	$7.7443 \cdot 10^{-8}$
VRFT-2SISO	0.0064	$6.8803 \cdot 10^{-8}$

Rezultatele asociate celui de-al treilea studiu de caz, prezentate în tabelul 4.2.4 și fig. 4.2.6, sunt utilizate pentru a clarifica care dintre algoritmi propuși reușește să facă rejecția perturbațiilor și interinfluențele între canalele de reglare a azimutului și relevmentului în cazul MIMO. Similar celui de-al doilea studiu de caz pentru reglarea pozițiilor TRAS, în cazul MIMO sunt obținute performanțe similare pentru SRA cu regulatoare MFC-MIMO și MFC-2SISO, cu precizarea că un avantaj minor îl are SRA cu regulatoare MFC-MIMO față de MFC-2SISO. Sunt obținute performanțe asemănătoare pentru SRA cu regulatoare CFDL-MIMO și CFDL-2SISO, cu precizarea că un avantaj minor îl are SRA cu regulator CFDL-MIMO față de CFDL-2SISO; conform valorilor măsurate ale funcției obiectiv din relația (4.2.9) algoritmul MFC asigură performanțe superioare (de zece ori mai bune) în defavoarea algoritmului MFAC în varianta CFDL. SRA cu regulator MFC_a-CFDL_r are comportament asemănător SRA cu regulator MFC-MIMO și SRA cu regulator MFC-2SISO, iar SRA cu regulator CFDL_a-MFC_r este puțin mai performant decât SRA cu regulator CFDL-MIMO și SRA cu regulator CFDL-2SISO. Variantele de SRA cu regulator VRFT-MIMO și SRA cu regulator VRFT-2SISO sunt cele mai bune față de celelalte șase variante de SRA bazate pe regulatoare MFC-MIMO, MFC-2SISO, CFDL-MIMO, CFDL-2SISO, MFC_a-CFDL_r și CFDL_r-MFC_a. Relațiile dintre mediile funcțiilor obiectiv aferente celor mai performante SRA sunt: $J_{\varepsilon \text{ CFDL-MIMO}} \approx 7.81 J_{\varepsilon \text{ VRFT-MIMO}}$ și

$$J_{\varepsilon \text{ MFC-MIMO}} \approx 2.53 J_{\varepsilon \text{ VRFT-MIMO}}$$

Conform răspunsurilor prezentate în fig. 4.2.5 a) și c), mișcarea azimutală (pe orizontală) nu induce perturbații semnificative asupra mișcării relevmentului (pe verticală), și anume doar cu ≈ 0.015 rad la 5 s și cu ≈ 0.025 rad la 25 s. Mișcarea relevmentului perturbă într-o foarte mare măsură mișcarea azimutală, și anume cu ≈ 0.38 și ≈ 0.33 rad între 48 și 50 s și cu ≈ 0.025 și ≈ 0.081 rad între 65 și 70 s.

În ultimele două studii de caz algoritmul MFAC este inferior algoritmului MFC, care la rândul său este inferior algoritmilor acordați prin tehnica VRFT.

Unul dintre motivele pentru care algoritmul MFAC este inferior algoritmilor MFC și celor acordați prin tehnica VRFT se datorează faptului că matricea PPD $\hat{\Phi}(k)$ definită în relația (3.3.4) nu are variații pronunțate între restricțiile impuse pe parcursul experimentelor. Având o matrice PPD constantă, legea de reglare aferentă algoritmului MFAC în varianta CFDL definită de relația (3.3.6) este reformulată sub forma:

$$\mathbf{u}(k) = \mathbf{u}(k-1) + \boldsymbol{\kappa}[\mathbf{y}^*(k+1) - \mathbf{y}(k)], \quad (4.2.32)$$

în care:

$$\boldsymbol{\kappa} = \frac{\rho \hat{\Phi}^T(k)}{(\lambda + \|\hat{\Phi}(k)\|^2)}. \quad (4.2.33)$$

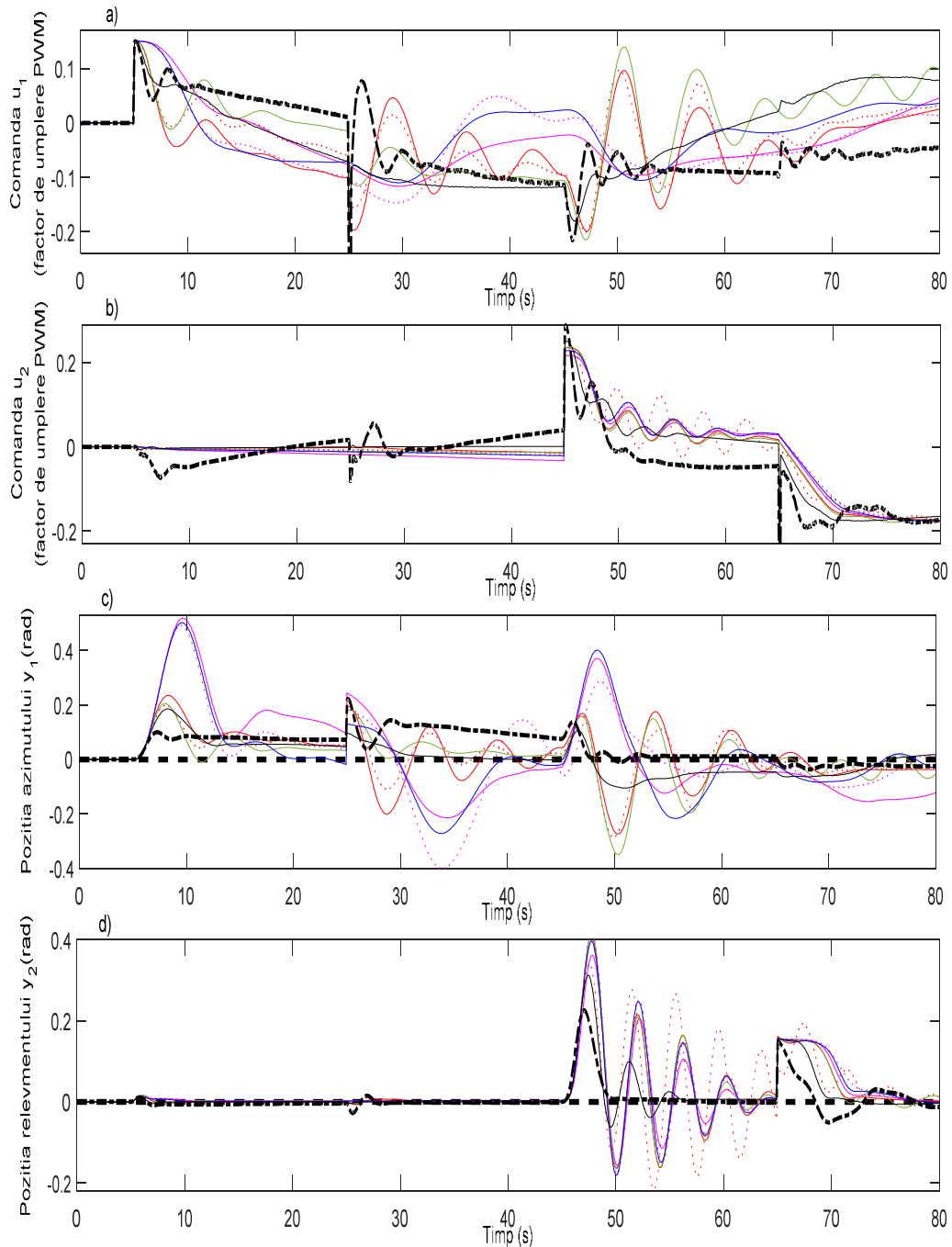


Fig. 4.2.6. Rezultatele experimentale pentru SRA cu reglatoare MFC-MIMO (roșu întrerupt), MFC-2SISO (roșu), CFDL-MIMO (magenta), CFDL-2SISO (magenta punctat), MFC_a-CFDL_r (verde), CFDL_a-MFC_r (albastru), VRFT-MIMO (negru punctat întrerupt) și VRFT-2SISO (negru), y^* (negru întrerupt) în reglarea TRAS.

Prin urmare, prin studiile de caz prezentate în această teză dar și în [Rom15b], [Rom16b], [Rom16c] și [Rom16d], autorul demonstrează că algoritmi MFAC au comportament similar unui regulator integrator. Acesta este motivul pentru care algoritmi MFAC nu sunt capabili să compenseze polii responsabili cu oscilațiile tranzitorii provenite din mișcarea relevmentului cu impact în mișcarea azimutului, datorate intercplării dintre azimut și relevment. Caracterul integrator al algoritmului MFAC este dublat de comportamentul de tip integrator al mișcării pe orizontală (azimutale) care în final duce la răspunsuri oscilante ale SRA datorate compensării poli-zero-uri.

În continuare sunt analizate efectele zerourilor regulatorului exprimat în timp continuu pentru justificarea performanțelor SRA cu regulator VRFT-2SISO. Zerourile regulatorului corespunzătoare mișcării azimutale sunt $\chi_{Ca} \in \{-303.8, -0.22 + 0.52i, -0.22 - 0.52i\}$, iar zerourile corespunzătoare regulatorului destinat mișcării relevmentului sunt $\chi_{Cr} \in \{-0.291 + 1.153i, -0.291 - 1.153i\}$. Polii corespunzători relevmentului sunt obținuți din modelul matematic al sistemului de ordinul doi în timp continuu aflat în apropierea punctului de echilibru identificat în buclă deschisă conform [Rom12], $\chi_{Pr} \in \{-0.3667 + 1.4135i, -0.3667 - 1.4135i\}$. Compensarea poli-zero-uri are loc în cazul reglării relevmentului, iar acest lucru este datorat faptului că modelul de referință a fost impus în așa fel încât să fie puternic amortizat pentru ca relevmentul să urmărească modelul de referință, iar oscilațiile de pe ieșirea relevmentului sunt foarte bine amortizate. Zerourile complex conjugate ale regulatorului destinat reglării azimutului încearcă să ridice rezerva de fază (a sistemului liniarizat) în condițiile caracterului integrator al regulatorului și al procesului, asigurând astfel performanțe bune ale SRA cu regulator VRFT-2SISO în cazul reglării azimutului.

Matricea PPD specifică algoritmului MFAC este actualizată în timp real la fiecare perioadă de eșantionare conform relației (3.3.4) îndeplinind condițiile de stabilitate din relația (3.3.3). Cealți parametri aferenți algoritmului MFAC rămân neschimbați pe perioada experimentului.

Conform rezultatelor experimentale realizate pe echipamentul TRAS, SRA cu regulatoare liniare acordate prin tehnica VRFT asigură performanțe superioare SRA cu regulatoare MFC sau MFAC din punctul de vedere al valorilor măsurate ale funcțiilor obiectiv definite în relația (4.2.9). Algoritmi studiați în cazul de față au fost aplicați pe procese cu neliniarități puternice, în speță pe procesele de tip TRAS. Concluziile ar putea fi diferite în cazul aplicării scenariilor experimentale pe alte tipuri de procese. Algoritmul MFC poate fi aplicat pe procese cu neliniarități mai puternice datorită formei sale ușor extensibile cu diverse dinamici în legi de reglare care conțin componente PI, PID sau neliniare. În cazul proceselor cu neliniarități neglijabile și stabile în buclă deschisă, tehnica VRFT ar putea reprezenta prima opțiune datorită simplității reglatoarelor și performanțelor obținute pe procesele prezentate în paragraful 2.5.1.

4.3. Concluziile capitolului

În cadrul primului studiu de caz din subcapitolul 4.2 au fost prezentate două scenarii experimentale în care a fost realizat un studiu comparativ între algoritmi MFAC în versiunea CFDL implementați în două moduri. SRA cu regulatoare MFAC au fost în final comparate cu un SRA cu regulatoare acordate prin tehnica VRFT. Conform rezultatelor experimentale aferente primului scenariu experimental

prezentate în tabelul 4.2.1, fig. 4.2.1 și fig. 4.2.2, au fost ilustrate răspunsurile obținute fără aplicarea unor perturbații. În tabelul 4.2.2, fig. 4.2.3 și fig.4.2.4 sunt prezentate rezultatele experimentale în cazul MIMO TRAS obținute atunci când pe cele două ieșiri la diferite momente de timp sunt aplicate perturbații aditive. Cele mai bune rezultate au fost obținute de SRA cu algoritmi acordați prin VRFT în cazul ambelor scenarii experimentale.

În cel de-al doilea și cel de-al treilea studiu de caz din subcapitolul 4.2 a fost propus un studiu comparativ între tehnicile model-free data-driven prezentate în această teză de doctorat pentru a determina care dintre cele trei tehnici (MFC, MFAC, VRFT) implementate în diverse moduri asigură cele mai bune performanțe ale SRA în vederea reglării ieșirilor de tip poziție ale echipamentului de laborator de tip TRAS.

În ultimele două studii de caz din cadrul subcapitolului 4.2 au fost prezentate rezultate experimentale privind opt variante de SRA cu regulatoare utilizând algoritmi MFC, MFAC în varianta CFDL precum și VRFT, și anume SRA cu regulatoare MFC-MIMO, MFC-2SISO, CFDL-MIMO, CFDL-2SISO, MFC_a-CFDL_r, CFDL_r-MFC_a, VRFT-MIMO și VRFT-2SISO în cazul MIMO în vederea reglării TRAS. În cel de-al doilea studiu de caz, în tabelul 4.2.3 și fig. 4.2.5 sunt prezentate rezultatele experimentale obținute în cazurile MIMO TRAS, fără aplicarea unor perturbații. Aceste rezultate demonstrează că performanțele SRA cu algoritmi VRFT-MIMO și SRA cu algoritmi VRFT-2SISO sunt mai bune decât cele ale SRA cu algoritmi MFC-MIMO, MFC-2SISO, CFDL-MIMO, CFDL-2SISO, MFC_a-CFDL_r sau CFDL_r-MFC_a.

În cadrul celui de-al treilea studiu de caz din cadrul subcapitolului 4.2, în tabelul 4.2.4 și fig. 4.2.6 sunt prezentate rezultatele experimentale obținute în cazurile MIMO TRAS, cu aplicarea unor perturbații aditive la diverse momente de timp. Scopul celui de-al treilea studiu de caz este acela de a determina care dintre algoritmi de tip model-free reușește să conducă sistemul TRAS, cât de multă influență are mișcarea azimutală asupra mișcării relevmentului și câtă influență are mișcarea relevmentului asupra mișcării azimutale. Conform rezultatelor obținute, cea mai bună reacție a perturbațiilor are loc atunci când sunt folosite SRA cu algoritmi VRFT-MIMO și SRA cu algoritmi VRFT-2SISO; urmează SRA cu algoritmi MFC-MIMO, MFC-2SISO, CFDL-MIMO, CFDL-2SISO, MFC_a-CFDL_r sau CFDL_r-MFC_a.

Contribuțiile propuse în cadrul acestui capitol sunt:

- Dezvoltarea și implementarea algoritmilor Model-Free Adaptive Control (MFAC) în versiunea Compact Form Dynamic Linearization (CFDL) implementați în trei moduri prin sistem de reglare automată (SRA) cu regulator Model-Free Adaptive Control-Multi Input-Multi Output (MFAC-MIMO), SRA cu regulator Compact Form Dynamic Linearization-Multi Input-Multi Output (CFDL-MIMO) și SRA cu regulator Compact Form Dynamic Linearization-2 Single Input-Single Output (CFDL-2SISO). Diferența dintre implementările prin SRA cu regulatoare MFAC-MIMO, CFDL-MIMO și cea cu regulator CFDL-2SISO pentru cele trei studii de caz este aceea că în primele două variante de implementare al doilea element al numitorului din legea de reglare din relația (3.3.6) este calculat ca și sumă a factorului de penalizare prin pătratul normei 2 a matricei PPD din relația (3.3.4), iar în implementarea CFDL-2SISO același termen din relația (3.3.6) este calculat ca și sumă a factorului de penalizare ridicat la pătrat. Diferența dintre implementarea prin SRA cu regulator MFAC-MIMO și cea cu regulator CFDL-MIMO este că în primul caz $\rho = \text{const} > 0$ este parametru scalar, iar în cel de-al doilea caz este matrice de parametri constanți, $\boldsymbol{\rho} = \text{diag}(\rho_1, \dots, \rho_n) \in \mathbf{R}^{n \times n}$.

- Combinarea algoritmilor Model-Free Control (MFC) și Model-Free Adaptive Control în diverse forme cu scopul îmbunătățirii performanțelor sistemelor de reglare automată a azimutului și relevmentului unui sistem aerodinamic cu două rotoare.
- Realizarea unui studiu comparativ între tehnicile de tip data-driven propuse în această teză de doctorat, și anume Model-Free Control, Model-Free Adaptive Control și a tehnicii Virtual Reference Feedback Tuning.
- Justificarea faptului că performanțele sistemelor de reglare automată cu algoritmi Model-Free Adaptive Control dedicate reglării azimutului sunt relativ slabe datorită faptului că legea de reglare aferentă algoritmului Model-Free Adaptive Control din relația (3.3.6) are comportament tipic de regulator integrator atunci când matricea Pseudo-Partial Derivative este constantă.

Aceste contribuții au fost **publicate în lucrările:**

1. **R.-C. Roman**, M.-B. Radac and R.-E. Precup, "Multi-input-multi-output system experimental validation of model-free control and virtual reference feedback tuning techniques," IET Control Theory & Applications, vol. 10, no. 12, pp. 1395–1403, 2016, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 2.536 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017, citată în:**
 1. D. d. J. Rubio, "Discrete time control based in neural networks for pendulums," Applied Soft Computing, DOI: 10.1016/j.asoc.2017.04.056, 2017, **va fi indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 3.541 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
 2. J. Ma, W. Xiong, J. Chen and D. Feng, "Hierarchical identification for multivariate Hammerstein systems by using the modified Kalman filter," IET Control Theory & Applications, vol. 11, no. 6, pp. 857–869, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 2.536 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
 3. H. Abouaissa, O. A. Hasan, C. Join, M. Fliess and D. Defer, "Energy saving for building heating via a simple and efficient model-free control design: First steps with computer simulations," in Proc. 2017 21st International Conference on System Theory, Control and Computing, Sinaia, Romania, 2017, pp. 747–752, **indexată în IEEE Xplore, INSPEC, DBLP,**
 4. S. A. Hashjin and B. Nadhid-Mobarakeh, "Active stabilization of a microgrid using model free adaptive control," in Proc. 2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Cincinnati, OH, USA, 2017, pp. 747–752, **indexată în IEEE Xplore, INSPEC, DBLP,**
 5. H. Wei and T. Jie, "A class of improved model – free adaptive data driven sliding mode control," Journal of Polytechnic University (Natural Science Edition), pp. 242–248, 2015, **indexată în Google Scholar,**
 6. Y. Xin, Z.-C. Qin, W.-G. Wu and J.-Q. Sun, "Partial model-free control of a 2-input and 2-output helicopter system," in Proc. 9th European Nonlinear Dynamics Conference 2017, Budapest, Hungary, 2017, pp. 1–10, **indexată în Google Scholar,**
2. **R.-C. Roman**, M.-B. Radac, R.-E. Precup and A.-I. Stinean, "Two data-driven control algorithms for a MIMO aerodynamic system with experimental

validation,” in Proc. 2015 19th International Conference on System Theory, Control and Computing, Cheile Gradistei, Romania, 2015, pp. 736–741, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science,**

citată în:

1. Z. Hou, R. Chi and H. Gao, “An overview of dynamic linearization based data-driven control and applications,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 5, pp. 4076–4090, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 7.168 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
2. Y. Xin, Z.-C. Qin, W.-G. Wu and J.-Q. Sun, “Partial model-free control of a 2-input and 2-output helicopter system,” in Proc. 9th European Nonlinear Dynamics Conference 2017, Budapest, Hungary, 2017, pp. 1–10, **indexată în Google Scholar.**

5. CONCLUZII FINALE. CONTRIBUȚII ADUSE PRIN TEZĂ. DIRECȚII ULTERIOARE DE CERCETARE

5.1. Contribuții aduse prin teză

Această teză a fost axată pe noi tehnici de reglare de tip model-free, care au fost, sunt și vor fi de actualitate în contextul aplicațiilor industriale ale acestora deoarece:

- În locul modelelor matematice parametrice sunt folosite datele de intrare/ieșire ale procesului condus în acordarea parametrilor regulatorului. Altfel spus, pot fi utilizate modele matematice neparametrice ale proceselor sub forma unor răspunsuri ale procesului la diverse semnale de intrare (comenzi).
- Sunt aplicabile în cazul în care modelul procesului nu poate fi identificat sau identificarea este dificilă.
- Nu sunt necesare informații privind structura procesului în proiectarea algoritmilor de reglare.

Contribuțiile propuse în cadrul acestei teze sunt sintetizate după cum urmează prin gruparea contribuțiilor specificate în capitolele 2, 3 și 4:

- Dezvoltarea și implementarea unor algoritmi de tip proporțional inteligent Model-Free Control (iP MFC) în timp discret.
- Validarea experimentală a algoritmilor proporțional inteligent Model-Free Control pe un sistem aerodinamic cu două rotoare (TRAS).
- Impunerea unui set de condiții care garantează stabilitatea sistemului de reglare automată (SRA) cu algoritmi de tip proporțional inteligent Model-Free Control.
- Efectuarea unui studiu de sensibilitate a sistemului de reglare automată cu algoritmi proporțional inteligent Model-Free Control în raport cu modificarea valorilor unui parametru al echipamentului de laborator sistem aerodinamic cu două rotoare.
- Combinarea tehnicilor Model-Free Control (MFC) și Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT) cu scopul acordării automate a parametrilor algoritmilor Model-Free Control.
- Validarea experimentală pe sistemul aerodinamic cu două rotoare a unor algoritmi Model-Free Control-Virtual Reference Feedback Tuning (MFC-VRFT).
- Combinarea tehnicilor Model-Free Control și Sliding Mode Control (SMC) cu scopul îmbunătățirii performanțelor sistemului de reglare automată.
- Dezvoltarea a două tehnici hibride Model-Free Sliding Mode Control 1 (MFSMC1) și Model-Free Sliding Mode Control 2 (MFSMC2), cu stabilitate garantată pe baza teoriei stabilității în sens Lyapunov.
- Formularea unor etape de proiectare a sistemelor de reglare automată cu algoritmi de tip proporțional inteligent Model-Free Control (iP MFC), Model-Free Control-regulator liniar-pătratic (MFC-LQR), Model-Free Control-Virtual

- Reference Feedback Tuning (MFC-VRFT), Model-Free Sliding Mode Control 1 (MFSMC1) și Model-Free Sliding Mode Control 2 (MFSMC2).
- Validarea experimentală a algoritmilor Model-Free Adaptive Control (MFAC) în versiunile Compact Form Dynamic Linearization (CFDL) și Partial Form Dynamic Linearization (PDFL) pe un sistem aerodinamic cu două rotoare (TRAS).
 - O nouă implementare a algoritmului MFAC în structuri de reglare Multi Input-Multi Output (MIMO) sub formă de două regulatoare MFAC Single Input-Single Output (SISO) ce rulează în paralel.
 - Comparația rezultatelor experimentale ale algoritmilor Model-Free Adaptive Control-Compact Form Dynamic Linearization (MFAC-CFDL) și Adaptive Control-Partial Form Dynamic Linearization (MFAC-PFDL) validați experimental pe sistemul aerodinamic cu două rotoare.
 - Combinarea tehnicilor Model-Free Adaptive Control (MFAC) și Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT) cu scopul acordării sistematice a parametrilor algoritmilor MFAC.
 - Validarea experimentală pe sistemul aerodinamic cu două rotoare a unor algoritmi Model-Free Adaptive Control-Virtual Reference Feedback Tuning (MFAC-VRFT).
 - Formularea unor etape de proiectare a sistemelor de reglare automată cu algoritmi Model-Free Adaptive Control-Compact Form Dynamic Linearization (MFAC-CFDL), Model-Free Adaptive Control-Partial Form Dynamic Linearization (MFAC-PFDL) și Model-Free Adaptive Control-Virtual Reference Feedback Tuning (MFAC-VRFT).
 - Dezvoltarea și implementarea algoritmilor Model-Free Adaptive Control (MFAC) în versiunea Compact Form Dynamic Linearization (CFDL) implementați în trei moduri prin sistem de reglare automată (SRA) cu regulator Model-Free Adaptive Control-Multi Input-Multi Output (MFAC-MIMO), SRA cu regulator Compact Form Dynamic Linearization-Multi Input-Multi Output (CFDL-MIMO) și SRA cu regulator Compact Form Dynamic Linearization-2 Single Input-Single Output (CFDL-2SISO). Diferența dintre implementările prin SRA cu regulatoare MFAC-MIMO, CFDL-MIMO și cea cu regulator CFDL-2SISO pentru cele trei studii de caz este aceea că în primele două variante de implementare al doilea element al numitorului din legea de reglare din relația (3.3.6) este calculat ca și sumă a factorului de penalizare prin pătratul normei 2 a matricei PPD din relația (3.3.4), iar în implementarea CFDL-2SISO același termen din relația (3.3.6) este calculat ca și sumă a factorului de penalizare ridicat la pătrat. Diferența dintre implementarea prin SRA cu regulator MFAC-MIMO și cea cu regulator CFDL-MIMO este că în primul caz $\rho = \text{const} > 0$ este parametru scalar, iar în cel de-al doilea caz este matrice de parametri constanți, $\mathbf{p} = \text{diag}(\rho_1, \dots, \rho_n) \in \mathbf{R}^{n \times n}$.
 - Combinarea algoritmilor Model-Free Control (MFC) și Model-Free Adaptive Control în diverse forme cu scopul îmbunătățirii performanțelor sistemelor de reglare automată a azimutului și relevmentului unui sistem aerodinamic cu două rotoare.
 - Realizarea unui studiu comparativ între tehnicile de tip data-driven propuse în această teză de doctorat, și anume Model-Free Control, Model-Free Adaptive Control și a tehnicii Virtual Reference Feedback Tuning.
 - Justificarea faptului că performanțele sistemelor de reglare automată cu algoritmi Model-Free Adaptive Control dedicate reglării azimutului sunt

relativ slabe datorită faptului că legea de reglare aferentă algoritmului Model-Free Adaptive Control din relația (3.3.6) are comportament tipic de regulator integrator atunci când matricea Pseudo-Partial Derivative este constantă.

Rezultatele teoretice din cazul multivariabil (Multi Input-Multi Output, MIMO) prezentate în capitolele 2 și 3 sunt aplicabile proceselor neliniare la care numărul de intrări (comenzi) este egal cu numărul de ieșiri (reglate), așa cum este cazul sistemului aerodinamic cu două rotoare (twin rotor aerodynamic system, TRAS).

5.2. Diseminarea rezultatelor

Rezultatele obținute în cadrul acestei teze sunt sprijinite de **22** lucrări publicate, autorul tezei este prim autor la 10 din cele 22 lucrări. Lucrările publicate sunt grupate în funcție de bazele de date internaționale în care sunt indexate:

- 5 lucrări publicate în reviste cu factor de impact indexate în Clarivate Analytics Web of Science (cu una din denumirile anterioare ISI Web of Knowledge), cu un **factor de impact cumulat de 13.792** conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017;
- 2 lucrări publicate în reviste fără factor de impact indexate în Clarivate Analytics Web of Science (cu una din denumirile anterioare ISI Web of Knowledge);
- 9 lucrări publicate în volumele unor conferințe indexate în Clarivate Analytics Web of Science (cu una din denumirile anterioare ISI Web of Knowledge);
- 6 lucrări publicate în volumele unor conferințe indexate în bazele de date internaționale IEEE Xplore, INSPEC, Scopus, DBLP.

Lucrările publicate au primit în total **38 citări independente** (excluzând autocitările și citările tuturor coautorilor). **Factorul de impact cumulat al citărilor independente este 60.936** conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017. Citările sunt grupate în funcție de bazele de date internaționale în care sunt indexate:

- 23 citări indexate în Clarivate Analytics Web of Science (18 în reviste și 5 în volume de conferințe);
- 5 citări indexate în bazele de date internaționale Scopus, IEEE Xplore, DBLP;
- 10 citări indexate în Google Scholar.

Rezultatele obținute au fost **publicate în lucrările:**

1. R.-E. Precup, M.-B. Radac and **R.-C. Roman**, "Model-free sliding mode control of nonlinear systems: Algorithms and experiments," Information Sciences, vol. 381, pp. 176–192, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 4.832 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017, citată în:**
 1. M.-H. Khooban, "Secondary load frequency control of time-delay stand-alone microgrids with electric vehicles," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. PP, no. 9, pp. 1–7, 2017, **va fi indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 7.168 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**

2. H. Ahmed, I. Salgado and H. Rios, "Robust synchronization of master-slave chaotic systems using approximate model: An experimental study," *ISA Transactions*, DOI: 10.1016/j.isatra.2018.01.009, pp. 1–6, 2018, **va fi indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 3.394 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
 3. H.-T. Lin, "A novel real-time path servo control of a hardware-in-the-loop for a large-stroke asymmetric rod-less pneumatic system under variable loads," *Sensors*, vol. 17, no. 6, pp. 1–14, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 2.677 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
 4. I. Matraji, A. Al-Durra, A. Haryono, K. Al.-Wahedi and M. Abou-Khousa, "Trajectory tracking control of skid-steered mobile robot based on adaptive second order sliding mode control," *Control Engineering Practice*, vol. 72, pp. 167–176, 2018, **va fi indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 2.602 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
 5. M. S. Wang and T. M. Tsai, "Sliding mode and neural network control of sensorless PMSM controlled system for power consumption and performance improvement," *Energies*, vol. 10, no. 11, pp. 1–14, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 2.262 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
 6. M. M. Rahman, A. H. Chowdhury and M. A. Hossain, "Improved load frequency control using a fast acting active disturbance rejection controller," *Energies*, vol. 10, no. 11, pp. 1–18, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 2.262 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
 7. H. Wang, Y. Tian, S. Han, S. Han and X. Wang, "ZMP theory-based gait planning and model-free trajectory tracking control of lower limb carrying exoskeleton system," *Studies in Informatics and Control*, vol. 26, no. 2, pp. 161–170, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 0.776 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
 8. H. Abouaissa, O. A. Hasan, C. Join, M. Fliess and D. Defer, "Energy saving for building heating via a simple and efficient model-free control design: First steps with computer simulations," in *Proc. 2017 21st International Conference on System Theory, Control and Computing*, Sinaia, Romania, 2017, pp. 747–752, **indexată în IEEE Xplore, INSPEC, DBLP,**
 9. Y. Xin, Z.-C. Qin, W.-G. Wu and J.-Q. Sun, "Partial model-free control of a 2-input and 2-output helicopter system," in *Proc. 9th European Nonlinear Dynamics Conference 2017*, Budapest, Hungary, 2017, pp. 1–10, **indexată în Google Scholar,**
 10. E. Schulken, "Investigations of model-free sliding mode control algorithms including application to autonomous quadrotor flight," M.Sc. thesis, Rochester Institute of Technology, Rochester, New-York, USA, 2017, **indexată în Google Scholar,**
2. M.-B. Radac, R.-E. Precup and **R.-C. Roman**, "Data-driven model reference control of MIMO vertical tank systems with model-free VRFT and Q-learning,"

ISA Transactions, DOI: 10.1016/j.isatra.2018.01.014, pp. 1–12, 2018, **va fi indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 3.394 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**

3. R.-C. Roman, M.-B. Radac and R.-E. Precup, "Multi-input-multi-output system experimental validation of model-free control and virtual reference feedback tuning techniques," IET Control Theory & Applications, vol. 10, no. 12, pp. 1395–1403, 2016, indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 2.536 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017, citată în:

1. D. d. J. Rubio, "Discrete time control based in neural networks for pendulums," Applied Soft Computing, DOI: 10.1016/j.asoc.2017.04.056, 2017, **va fi indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 3.541 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
2. J. Ma, W. Xiong, J. Chen and D. Feng, "Hierarchical identification for multivariate Hammerstein systems by using the modified Kalman filter," IET Control Theory & Applications, vol. 11, no. 6, pp. 857–869, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 2.536 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
3. H. Abouaissa, O. A. Hasan, C. Join, M. Fliess and D. Defer, "Energy saving for building heating via a simple and efficient model-free control design: First steps with computer simulations," in Proc. 2017 21st International Conference on System Theory, Control and Computing, Sinaia, Romania, 2017, pp. 747–752, **indexată în IEEE Xplore, INSPEC, DBLP,**
4. S. A. Hashjin and B. Nadhid-Mobarakeh, "Active stabilization of a microgrid using model free adaptive control," in Proc. 2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Cincinnati, OH, USA, 2017, pp. 747–752, **indexată în IEEE Xplore, INSPEC, DBLP,**
5. H. Wei and T. Jie, "A class of improved model – free adaptive data driven sliding mode control," Journal of Polytechnic University (Natural Science Edition), pp. 242–248, 2015, **indexată în Google Scholar,**
6. Y. Xin, Z.-C. Qin, W.-G. Wu and J.-Q. Sun, "Partial model-free control of a 2-input and 2-output helicopter system," in Proc. 9th European Nonlinear Dynamics Conference 2017, Budapest, Hungary, 2017, pp. 1–10, **indexată în Google Scholar,**

4. M.-B. Radac, R.-E. Precup and R.-C. Roman, "Model-Free control performance improvement using virtual reference feedback tuning and reinforcement Q-learning," International Journal of Systems Science, vol. 48, no. 5, pp. 1071–1083, 2017, indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 2.285 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,

citată în:

1. M. Salgado and J. B. Clempner, "Measuring the emotional state among interacting agents: A game theory approach using reinforcement learning," Expert Systems with Applications, vol. 97, pp. 266–275, 2018, **va fi indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact =**

- 3.928 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
2. S. J. Kazemitabar, N. Taghizadeh and H. Beigy, "A graph-theoretic approach toward autonomous skill acquisition in reinforcement learning," *Evolving Systems*, vol. 8, no. 30, pp. pp. 1-18, 2017, **va fi indexată în Clarivate Analytics Web of Science, fără factor de impact,**
 3. B. J. Pandian and M. N. Noel, "Tracking control of a continuous stirred tank reactor using direct and tuned reinforcement learning based controllers," *Chemical Product and Process Modeling*, DOI: 10.1515/cppm-2017-0040, 2017, **va fi indexată în Clarivate Analytics Web of Science, fără factor de impact,**
 4. C. Join, D. Delaleau, M. Fliess and C. H. Moog, "Un résultat intrigant en commande sans modèle," *ISTE OpenScience Automatique*, vol. 1, 2017, pp. 11-19, 2017, **indexată în Google Scholar,**
- 5. R.-C. Roman, M.-B. Radac, R.-E. Precup and E. M. Petriu, "Data-driven model-free adaptive control tuned by virtual reference feedback tuning,"** *Acta Polytechnica Hungarica*, vol. 13, no. 1, pp. 83-96, 2016, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 0.745 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017, citată în:**
1. Z. Hou, R. Chi and H. Gao, "An overview of dynamic linearization based data-driven control and applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 5, pp. 4076-4090, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 7.168 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
 2. Z. Wang, D. He, X. Zhu, J. Luo, Y. Liang and X. Wang, "Data-driven model-free adaptive control of particle quality in drug development phase of spray fluidized-bed granulation process," *Complexity*, vol. 2017, pp. 1-17, 2017, **va fi indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 4.621 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
 3. B. Csanadi, J. K. Tar and J. F. Bitó, "Fixed point transformation-based adaptive control of the Furuta pendulum," in *Proc. 2016 17th IEEE International Symposium on Computational Intelligence and Informatics*, Budapest, Hungary, 2016, pp 49-54, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science,**
 4. R. Chi, Z. Hou and B. Huang, "Optimal iterative learning control of batch processes: from model-based to data-driven," *Acta Automatica Sinica*, vol. 43, no. 6, pp. 917-932, 2017, **indexată în Scopus,**
 5. P. Polack, B. d'Andrea-Novell, M. Fliess, A. de la Fortelle and L. Menhour, "Finite-time stabilization of longitudinal control for autonomous vehicles via a model-free approach," in *Proc. IFAC 2017 World Congress*, Toulouse, France, 2017, pp. 1-6, **indexată în DBLP,**
- 6. R.-C. Roman, M.-B. Radac, R.-E. Precup and E. M. Petriu, "Virtual reference feedback tuning of model-free control algorithms for servo systems,"** *Machines*, vol. 5, no. 4, pp. 1-15, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science, fără factor de impact,**
- 7. R.-E. Precup, S. Preitl, C.-A. Bojan-Dragos, M.-B. Radac, A.-I. Szedlak-Stinean, E.-L. Hedrea and R.-C. Roman, "Automotive applications of evolving Takagi-**

Sugeno-Kang fuzzy models,” *Facta Universitatis, Series: Mechanical Engineering*, vol. 15, no. 2, pp. 231–244, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science**, fără factor de impact.

citată în:

1. M. Sarwar and M. Akram, “New applications of m-polar fuzzy models,” *Symmetry*, vol. 9, no. 12, pp. 1–16, 2017, **va fi indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 1.457 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**

8. R.-C. Roman, M.-B. Radac and R.-E. Precup, “Data-driven model-free adaptive control of twin rotor aerodynamic systems,” in *Proc. IEEE 9th International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics*, Timisoara, Romania, 2014, pp. 25–30, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science,**

citată în:

1. Z. Hou, R. Chi and H. Gao, “An overview of dynamic linearization based data-driven control and applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 5, pp. 4076–4090, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science, factor de impact = 7.168 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017,**
2. E. Madadi and D. Soffker, “Model-free approaches applied to the control of nonlinear systems: A brief survey with special attention to intelligent PID iterative learning control,” in *Proc. 8th ASME Annual Dynamic Systems and Control Conference*, Columbus, OH, USA, 2015, pp. 1–8, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science,**
3. A. Y. Zenkov, “The method of dominant polynomials for model free control of dynamical systems,” M.Sc. thesis, Northeastern University, Boston, MA, USA, 2015, **indexată în Google Scholar,**

9. M.-B. Radac, R.-C. Roman, R.-E. Precup and E. M. Petriu, “Data-driven model-free control of twin rotor aerodynamic systems: algorithms and experiments,” in *Proc. 2014 IEEE International Symposium on Intelligent Control*, Antibes, France, 2014, pp. 1889–1894, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science,**

citată în:

1. Y. Zhou, H. Li and H. Yao, “Model-free control of surface mounted PMSM drive system,” in *Proc. 2016 IEEE International Conference on Industrial Technology*, Taipei, Taiwan, 2016, pp. 175–180, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science,**
2. L. Cao, H. Li and H. Zhang, “Model-free power control of front-end PFC AC/DC converter for on-board charger,” in *Proc. 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Hefei, China, 2016, pp. 2719–2723, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science,**
3. Y. Xin, Z.-C. Qin, W.-G. Wu and J.-Q. Sun, “Partial model-free control of a 2-input and 2-output helicopter system,” in *Proc. 9th European Nonlinear Dynamics Conference 2017*, Budapest, Hungary, 2017, pp. 1–10, **indexată în Google Scholar,**

4. M. Deniz, "Compensator design for twin rotor systems," M.Sc. thesis, Izmir Institute of Technology, Izmir, Turkey, 2015, **indexată în Google Scholar**,
- 10. R.-C. Roman**, M.-B. Radac, R.-E. Precup and E.M. Petriu, "Data-driven optimal model-free control of twin rotor aerodynamic systems," in Proc. 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology, Seville, Spain, 2015, pp. 161–166, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science**,
citată în:
1. H. Abouaissa, M. Fliess and C. Join, "On ramp metering: Towards a better understanding of ALINEA via model-free control," International Journal of Control, Taylor & Francis, vol. 90, no. 5, pp. 1018–1026, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science**, **factor de impact = 2.208 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017**,
 2. Y. Xin, Z.-C. Qin, W.-G. Wu and J.-Q. Sun, "Partial model-free control of a 2-input and 2-output helicopter system," in Proc. 9th European Nonlinear Dynamics Conference 2017, Budapest, Hungary, 2017, pp. 1–10, **indexată în Google Scholar**,
- 11. R.-C. Roman**, M.-B. Radac, R.-E. Precup and A.-I. Stinean, "Two data-driven control algorithms for a MIMO aerodynamic system with experimental validation," in Proc. 2015 19th International Conference on System Theory, Control and Computing, Cheile Gradistei, Romania, 2015, pp. 736–741, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science**,
Citată în:
1. Z. Hou, R. Chi and H. Gao, "An overview of dynamic linearization based data-driven control and applications," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 5, pp. 4076–4090, 2017, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science**, **factor de impact = 7.168 conform Journal Citation Reports (JCR) publicat de Clarivate Analytics în 2017**,
 2. Y. Xin, Z.-C. Qin, W.-G. Wu and J.-Q. Sun, "Partial model-free control of a 2-input and 2-output helicopter system," in Proc. 9th European Nonlinear Dynamics Conference 2017, Budapest, Hungary, 2017, pp. 1–10, **indexată în Google Scholar**,
- 12. R.-E. Precup**, M.-B. Radac, E. M. Petriu, **R.-C. Roman**, T.-A. Teban and A.-I. Szedlak-Stinean, "Evolving fuzzy models for the position control of twin rotor aerodynamic systems," in Proc. 2016 IEEE 14th International Conference on Industrial Informatics, Poitiers, France, 2016, pp. 237–242, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science**,
citată în:
1. G. Andonovski and B. S. J. Costa Sun, "Robust evolving control of a two-tanks pilot plant," in Proc. 2017 Evolving and Adaptive Intelligent Systems (EAIS), Ljubljana, Slovenia, 2017, pp. 1–7, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science**,
- 13. M.-B. Radac**, **R.-C. Roman**, R.-E. Precup, E. M. Petriu, C.-A. Dragos and S. Preitl, "Data-based tuning of linear controllers for MIMO twin rotor systems," in Proc. 2013 IEEE EUROCON, Zagreb, Croatia, 2013, pp. 1915–1920, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science**,

14. **R.-C. Roman**, M.-B. Radac, R.-E. Precup and E. M. Petriu, "Virtual reference feedback tuning of MIMO data-driven model-free adaptive control algorithms," in Proc. 7th Advanced Doctoral Conference on Computing, Electrical and Industrial Systems, Caparica (Lisbon), Portugal, 2016, pp. 253–260, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science**,
15. M.-B. Radac, R.-E. Precup and **R.-C. Roman**, "Data-driven virtual reference feedback tuning and reinforcement Q-learning for model-free position control of an aerodynamic system," in Proc. 2016 24th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED), Athens, Greece, 2016, pp. 1126–1132, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science**,
16. **R.-C. Roman**, M.-B. Radac and R.-E. Precup, "Mixed MFC-VRFT approach for a multivariable aerodynamic system position control," in Proc. 2016 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics, Budapest, Hungary, 2016, pp. 2615–2620, **indexată în Clarivate Analytics Web of Science**,
17. **R.-C. Roman**, R.-E. Precup and M.-B. Radac, "Model-free fuzzy control of twin rotor aerodynamic systems," in Proc. 25th Mediterranean Control Conference on Control and Automation, Valletta, Malta, 2017, pp. 559–564, **indexată în IEEE Xplore, INSPEC, Scopus**,
18. **R.-C. Roman**, R.-E. Precup, M.-B. Radac and E. M. Petriu, "Takagi-Sugeno fuzzy controller structures for twin rotor aerodynamic systems," in Proc. 2017 IEEE International Conference on Fuzzy Systems, Naples, Italy, 2017, pp. 1–6, **indexată în IEEE Xplore, INSPEC, Scopus, DBLP**,
19. M.-B. Radac, R.-E. Precup and **R.-C. Roman**, "Multi input-multi output tank system data-driven model reference control," in Proc. 13th IEEE International Conference on Control & Automation, Ohrid, Macedonia, pp. 1078–1083, 2017, **indexată în IEEE Xplore, INSPEC, Scopus, DBLP**,
20. C. Bumb, M.-B. Radac, R.-E. Precup and R.-C. Roman, "Data-driven nonlinear VRFT for dead-zone compensation in servo systems control," in Proc. 2017 21st International Conference on System Theory, Control and Computing, Sinaia, Romania, pp. 821–826, 2017, **indexată în IEEE Xplore, INSPEC**,
21. M.-B. Radac, R.-E. Precup and **R.-C. Roman**, "Anti-lock braking systems data-driven control using Q-learning," in Proc. 26th IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Edinburgh, Scotland, United Kingdom, pp. 418–423, 2017, **indexată în IEEE Xplore, INSPEC, Scopus**,
22. E.-L. Hedrea, C.-A. Bojan-Drăgos, R.-E. Precup, **R.-C. Roman**, E. M. Petriu and C. Hedrea, "Tensor product-based model transformation for position control of magnetic levitation systems," in Proc. 26th IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Edinburgh, Scotland, United Kingdom, pp. 1141–1146, 2017, **indexată în IEEE Xplore, INSPEC, Scopus**.

Datele prezentate în acest subcapitol au fost verificate ultima dată în 17.01.2018. În momentul de față este de așteptat ca aceste cifre să fie mai mari.

5.3. Direcții ulterioare de cercetare

Autorul propune următoarele direcții ulterioare de cercetare care vizează îmbunătățirea rezultatelor obținute și compensarea dezavantajelor tehnicilor discutate în cadrul tezei:

- implementarea soluțiilor de reglare automată propuse în această teză și pe alte procese neliniare;
- îmbunătățirea performanțelor sistemelor de reglare automată cu algoritmi Model-Free Control și Model-Free Adaptive Control;
- combinarea algoritmilor Model-Free Control și Model-Free Adaptive Control cu alți algoritmi de tip data-driven în vederea îmbunătățirii performanțelor sistemelor de reglare automată;
- combinarea algoritmilor de tip model-free control cu tehnicile fuzzy în vederea îmbunătățirii performanțelor sistemelor de reglare automată;
- compararea structurilor de reglare automată cu regulatoare Model-Free Control și Model-Free Adaptive Control cu alte structuri de reglare automată cu regulatoare de tip model-free.

Bibliografie

- [Abo16] H. Abouaissa, M. Fliess and C. Join, "On ramp metering: Towards a better understanding of ALINEA via model-free control," *International Journal of Control*, vol. 90, no. 5, pp. 1018–1026, 2016.
- [Bar16] O. Bara, M. Fliess, C. Join, J. Day and S. M. Djouadi, "Model-free immune therapy: A control approach to acute inflammation," in *Proc. 2016 European Control Conference*, Alborg, Denmark, 2016, pp. 2102–2107.
- [Bu12] X. Bu, Z. Hou, F. Yu and Z. Fu, "Model-free adaptive control with disturbance observer," *Control Engineering and Applied Informatics*, vol. 14, no. 4, pp. 42–49, 2012.
- [Bu13] X. Bu, Z. Hou and R. Chi, "Model free adaptive iterative learning control for farm vehicle path tracking," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 46, no. 20, pp. 153–158, 2013.
- [Bu16] X. Bu, Z. Hou, J. Liang and P. Xu, "Data driven multiagent systems consensus tracking using model free adaptive control," in *Proc. 2016 Chinese Control and Decision Conference*, Yinchuan, China, 2016, pp. 6621–6626.
- [Cam02] M. C. Campi, A. Lecchini, and S.M. Savaresi: "Virtual Reference Feedback Tuning: a direct method for the design of feedback controllers," *Automatica*, vol. 38, no. 8, pp. 1337–1346, 2002.
- [Cam05] M. C. Campi and S. M. Savaresi, "Virtual reference feedback tuning for non-linear systems," in *Proc. 44th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference*, Seville, Spain, 2005, pp. 6608–6613.
- [Cam06] M. C. Campi and S. M. Savaresi, "Direct nonlinear control design: the Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT) approach," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 51, no. 1, pp. 14–27, 2006.
- [Cao14a] R. Cao, H. Zhou, Z. Hou and J. Wang, "A robust controller based on advance model-free adaptive method for linear motion systems," in *Proc. 11th World Congress on Intelligent Control and Automation*, Shenyang, China, 2014, pp. 397–402.
- [Cao14b] R. Cao, Z. Hou and H. Zhou, "Data-driven nonparametric model adaptive precision control for linear servo systems," *International Journal of Automation and Computing*, vol. 11, no. 5, pp. 517–526, 2014.
- [Cao16] L. Cao, H. Li and H. Zhang, "Model-free power control of front-end PFC AC/DC converter for on-board charger," in *Proc. IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Hefei, China, 2016, pp. 2719–2723.
- [Car15] F.J. Carrillo and F. Rotella, "Some contributions to estimation for mode-free control," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 48, no. 28, pp. 150–155, 2015.
- [Coe10] L. d. S. Coelho, M. W. Pessoa, R. R. Sumar and A. A. R. Coelho, "Model-free adaptive control design using evolutionary-neural compensator," *Expert Systems with Applications*, vol. 37, pp. 499–508, 2010.
- [Cor11] M.L. Corradini, A. Cristofaro and G. Orlando, "Stabilization of discrete-time linear systems with saturating actuators using sliding modes: application to a twin-rotor system," in *Proc. 50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference*, Orlando, FL, USA, 2011, pp. 8237–8242.
- [Cha16a] A. N. Chand, M. Kawanishi and T. Narikiyo, "Non-linear model-free control of flapping wing flying robot using PID," in *Proc. 2016 IEEE International*

- Conference on Robotics and Automation, Stockholm, Sweden, 2016, pp. 2930-2937.
- [Cha16b] W.-J. Chang and F.-L. Hsu, "Sliding mode control for Takagi-Sugeno fuzzy systems with bilinear consequent part subject to multiple constrains," *Information Sciences*, vol. 327, pp. 258-271, 2016.
- [Che12] W. Chen, Y.-Q. Chen and C.-P. Yeh, "Robust iterative learning control via continuous sliding-mode technique with validation on an SRV02 rotary plant," *Mechatronics*, vol. 22, no. 5, pp. 588-593, 2012.
- [Che15] G. Chen, R. Cao and H. Zhou, "Model-free adaptive control method application for Auto-Door servo system," in *Proc. 2015 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, Beijing, China, 2015, pp. 1601-1606.
- [Chi16] R. H. Chi, X. H. Liu and R. K. Zhang, "A novel quadratic programming based model-free adaptive control for I/O constrained nonlinear systems," in *Proc. 2016 Chinese Control and Decision Conference*, Yinchuan, China, 2016, pp. 5745-5749.
- [Cho09] S. Choi, B. d'Andrea-Novel, M. Fliess, H. Mounier and J. Villagra, "Model-free control of automotive engine and brake for stop-and-go scenarios," in *Proc. 2009 European Control Conference*, Budapest, Hungary, 2009, pp. 3622-3627.
- [Dan16] B. D'Andrea-Novel, L. Menhour, M. Fliess, and H. Mounier, "Some remarks on wheeled autonomous vehicles and the evolution of their control design," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 49, no. 16, pp. 199-204, 2016.
- [Dav05] J. Davila, L. Fridman and A. Levant, "Second-order sliding-mode observer for mechanical systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 50, no. 11, pp. 1785-1789, 2005.
- [Dav13] R. C. David, R. E. Precup, E. M. Petriu, M. B. Radac, and S. Preitl, "Gravitational search algorithm-based design of fuzzy control systems with a reduced parametric sensitivity," *Information Sciences*, vol. 247, pp. 154-173, 2013.
- [Dou16] M. Doublet, C. Join and F. Hamelin, "Model-free control for unknown delayed systems," in *Proc. 3rd Conference on Control and Fault-Tolerant Systems*, Barcelona, Spain, 2016, pp. 630-635.
- [Efi16] D. Efimov, A. Polyakov, L. Fridman and W. Perruquetti, "Delayed sliding mode control," *Automatica*, vol. 64, pp. 37-43, 2016.
- [Esp11] A. Esparza, A. Sala and P. Albertos, "Neural networks in virtual reference tuning," *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 24, no. 6, pp. 983-995, 2011.
- [Fan16] Q. Fan and G. Yang, "Adaptive actor-critic design-based integral sliding-mode control for partially unknown nonlinear systems with input disturbances," *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, vol. 27, no. 1, pp. 165-177, 2016.
- [Fih16] R. S. Fiho, D. Eckhard, G. R. G. da Silva and L. Campestrini, "Application of virtual reference feedback tuning to a non-minimum phase pilot plant," in *Proc. 2016 IEEE Conference on Control Applications*, Buenos Aires, Argentina, 2016, pp. 1318-1323.
- [Fli09] M. Fliess and C. Join, "Model-free control and intelligent PID controllers: Towards a possible trivialization of nonlinear control?," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 42, no. 10, pp. 1531-1550, 2009.
- [Fli13] M. Fliess and C. Join, "Model-free control," *International Journal of Control*, vol. 86, no. 12, pp. 2228-2252, 2013.

- [Fli14] M. Fliess and C. Join, "Stability margins and model-free control: A first look," in Proc. 2014 European Control Conference, Strasbourg, France, 2014, pp. 454-459.
- [For12] S. Formentin, S.M. Savaresi and L. Del Re, "Non-Iterative direct data-driven tuning for multivariable systems: theory and application," IET Control Theory & Applications, vol. 6, no. 9, pp. 1250-1257, 2012.
- [Ged11] P.-A. Gedouin, E. Delaleau, J.-M. Bourgeot, C. Join, S. A. Chirani and S. Calloch, "Experimental comparison of classical PID and model-free control: Position control of a shape memory alloy active spring," Control Engineering Practice, vol. 19 no. 5, pp. 433-441, 2011.
- [Hal06] K. Halmevaara and H. Hyotyniemi, "Data-based parameter optimization of dynamic simulation models," in Proc. 47th Conference on Simulation and Modeling, Helsinki, Finland, 2006, pp. 68-73.
- [Har15] M. Harchay, B. Louhichi, S. Maalej and M. Smaoui, "On the model-free control of electropneumatic system," in Proc. 16th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering, Monastir, Tunisia, 2015, pp. 14-18.
- [Hja02] H. Hjalmarsson, "Iterative feedback tuning - an overview," International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, vol. 16, no. 5, pp. 373-395, 2002.
- [Hou11a] Z. S. Hou and S. Jin, "Data-driven model-free adaptive control for a class of MIMO nonlinear discrete-time systems," IEEE Transactions on Neural Networks, vol. 22, no. 12, pp. 2173-2188, 2011.
- [Hou11b] Z. S. Hou and S. Jin, "A novel data-driven control approach for a class of discrete-time nonlinear systems," IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 19, no. 6, pp. 1549-1558, 2011.
- [Hou13a] Z. Hou and Z. Wang, "From model-based control to data-driven control: Survey, classification and perspective," Information Sciences, vol. 235, pp. 3-35, 2013.
- [Hou13b] Z. Hou and Y. Zhu, "Model based control and MFAC, which is better in simulation?," IFAC Proceedings Volumes, vol. 46, no. 13, pp. 82-87, 2013.
- [Hou15] M. Hou and S. Jin, "Simulation Comparison among three data-driven control methods for the planar manipulator," in Proc. 10th Asian Control Conference, Kota Kinabalu, Malaysia, 2015, pp. 1-6.
- [Hou17] Z. Hou, R. Chi and H. Gao, "An overview of dynamic linearization based data-driven control and applications," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 5, pp. 4076-4090, 2017.
- [Hua16] Z. Huang, Z. Wang and C. Lei, "Boost converter optimal control based on MFAC and FPSOA under model mismatch," in Proc. 2016 Chinese Control and Decision Conference, Yinchuan, China, 2016, pp. 5778-5783.
- [Int10] Two Rotor Aerodynamical System, User's Manual. Krakow, Poland: Inteco Ltd., 2007.
- [Jam15] M.A. Jama, H. Noura, A. Wahyudie and A. Assi, "Enhancing the performance of heaving wave energy converters using model-free control approach," Renewable Energy, vol. 83, pp. 931-941, 2015.
- [Jan11] P. Janssens, G. Pipeleers and J. L. Swevers, "Model-free iterative learning control for LTI systems and experimental validation on a linear motor test setup," in Proc. 2011 American Control Conference, San Francisco, CA, USA, 2011, pp. 4287-4292.
- [Jie08] A. Jie Ma, B. Tiecheng Lu and C. Xiao He, "Simulation comparison between separate and combined control methods of anti-rolling based on MFAC," in

- Proc. 2008 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, Takamatsu, Japan, 2008, pp. 575–580.
- [Jin14] S. Jin, Z. Hou and R. Chi, "A Model-free adaptive switching control approach for a class of nonlinear systems," in Proc. 11th World Congress on Intelligent Control and Automation, Shenyang, China, 2014, pp. 409–413.
- [Jin15] S. Jin and M. Hou, "An improved full-form-dynamic linearization based MFAC for a class of nonlinear systems with exogenous disturbance," in Proc. 34th Chinese Control Conference, Hangzhou, China, 2015, pp. 3045–3050.
- [Joi10] C. Join, G. Robert and M. Fliess, "Model-free based water level control for hydroelectric power plants," IFAC Proceedings Volumes, vol. 43, no. 1, pp. 134–139, 2010.
- [Joi17] C. Join, J. Bernier, S. Mottelet, M. Fliess, S. Rechdaoui-Guerin, S. Azimi and V. Rocher, "A simple and efficient feedback control strategy for wastewater denitrification," in Proc. 20th IFAC World Congress, Marseille, France, 2017, pp. 1–6.
- [Kam00] L. C. Kammer, R. R. Bitmead and P. L. Bartlett, "Direct iterative tuning via special analysis," *Automatica*, vol. 36, no. 9, pp. 1301–1307, 2000.
- [Kar04] A. Karimi, L. Miskovic and D. Bonvin, "Iterative correlation based controller tuning," *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, vol. 18, no. 8, pp.645–664, 2004.
- [Laf15] F. Lafont, J.-F. Balmat, N. Pessel and M. Fliess, "A model-free control strategy for an experimental greenhouse with an application to fault accommodation," *Computers and Electronics in Agriculture*, vol. 110, pp. 139–149, 2015.
- [Li09] Y. Li, J.-B. Son and J.-M. Lee, "PMSM speed controller using switching algorithm of PD and sliding mode control," in Proc. 2009 ICCAS-SICE Conference, Fukuoka, Japan, 2009, pp. 1260–1266.
- [Li16] H. Li, P. Shi, D. Yao and L. Wu, "Observer-based adaptive sliding mode control for nonlinear Markovian jump systems," *Automatica*, vol. 64, pp. 133–142, 2016.
- [Li17] H. Li, X. Ning and W. Li, "Implementation of a MFAC based position sensorless drive for high speed BLDC motors with nonideal back EMF," *ISA Transactions*, vol. 67, pp. 348–355, 2017.
- [Lin17] H.-T. Lin, "A novel real-time path servo control of a hardware-in-the-loop for a large-stroke asymmetric rod-less pneumatic system under variable loads," *Sensors*, vol. 17, no. 6, pp. 1–14, 2017.
- [Liu14] M. Liu, X.-B. Cao, S.-J. Zhang and W. Yang, "Sliding mode control of quantized systems against bounded disturbances," *Information Sciences*, vol. 274, pp. 261–272, 2014.
- [Liu16a] S. Liu, S. Hou and Z. Li, "Data-driven model-free adaptive control based on a novel double successive projection algorithm," in Proc. 2016 14th International Conference on Control, Automation, Robotics and Vision, Phuket, Thailand, 2016, pp. 1–6.
- [Liu16b] S. Liu, Z. Hou and J. Zheng, "Attitude adjustment of quadrotor aircraft platform via data-driven model free adaptive control cascaded with intelligent PID," in Proc. 2016 Chinese Control and Decision Conference, Yinchuan, China, 2016, pp. 4971–4976.
- [Lu15] C. Lu, Y. Zhao, K. Men, L. Tu and Y. Han, "Wide-area power system stabilizer based on mode-free adaptive control," *IET Control Theory & Applications*, vol. 9, no. 13, pp. 1996–2007, 2015.

- [Ma16] L. Ma, C. Wang, S. Ding and L. Dong, "Integral sliding mode control for stochastic Markovian jump system with time-varying delay," *Nerocomputing*, vol. 179, pp. 118–125, 2016.
- [Mad15] E. Madadi and D. Soffker, "Model-free approaches applied to the control of nonlinear systems: A brief survey with special attention to intelligent PID iterative learning control," in *Proc. 8th ASME Annual Dynamic Systems and Control Conference*, Columbus, OH, USA, 2015, pp. 1–8.
- [McD12] A. J. McDaid, K. C. Aw, E. Haemmerle and S. Q. Xie, "Control of IPMC actuators for microfluids with adaptive 'online' iterative feedback tuning," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 17, no. 4, pp. 789–797, 2012.
- [Men15] L. Menhour, B. d'Andréa-Novel, M. Fliess, D. Gruyer and H. Mounier, "A new model-free design for vehicle control and its validation through an advanced simulation platform," in *Proc. 14th European Control Conference*, Linz, Austria, 2015, pp. 1–6.
- [Mic10] L. Michel, C. Join, M. Fliess, P. Sicard and A. Cheriti, "Model-free control of dc/dc convertors," in *Proc. 2010 IEEE 12th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics*, Boulder, Colorado, USA, 2010, pp. 1–8.
- [Mil13] C. Milosavljevic, B. Perunicic-Drazenovc and B. Veselic, "Discrete-time velocity servo system design using sliding mode control approach with disturbance compensation," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 920–927, 2013.
- [Mun16] R. K. Munje, B. M. Patre and A. P. Tiwari, "Discrete-time sliding mode spatial control of advanced heavy water reactor," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 24, no. 1, pp. 357–364, 2016.
- [Nak05] M. Nakamoto, "An application of the virtual reference feedback tuning for an MIMO process," in *Proc. SICE 2004 Annual Conference*, Sapporo, Japan, 2004, vol. 3, pp. 2208–2213.
- [Pan16] P. Panizza, D. Invernizzi, F. Riccardi, S. Formentin and M. Lovera, "Data-driven attitude control law design for a variable-pitch quadrotor," in *Proc. 2016 American Control Conference*, Boston, MA, USA, 2016, pp. 4434–4439.
- [Pas14] T. E. Passenbrunner, S. Formentin, S. M. Savaresi and L. del Re, "Direct multivariable controller tuning for internal combustion engine test benches," *Control Engineering Practice*, vol. 29, pp. 115–122, 2014.
- [Pis16] A. Pisano, M. Tanelli and A. Ferrara, "Switched/time-based adaptation for second-order sliding mode control," *Automatica*, vol. 64, pp. 126–132, 2016.
- [Pol17] P. Polack, B. d'Andrea-Novel, M. Fliess, A. de la Fortelle and L. Menhour, "Finite-time stabilization of longitudinal control for autonomous vehicles via a model-free approach," in *Proc. IFAC 2017 World Congress*, Toulouse, France, 2017, pp. 1–6.
- [Pre04] F. Previdi, T. Schauer, S. M. Savaresi and K. J. Hunt, "Data-driven control design for neuroprotheses: A Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT) approach," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 12, no. 1, pp. 176–182, 2004.
- [Pre12] R.-E. Precup, R.-C. David, E. M. Petriu, S. Preitl and M.-B. Radac, "Novel adaptive gravitational search algorithm for fuzzy controlled servo systems," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 8, no. 4, pp. 791–800, 2012.
- [Pre13a] R.-E. Precup, R.-C. David, E. M. Petriu, S. Preitl, and M.-B. Radac, "Fuzzy logic-based adaptive gravitational search algorithm for optimal tuning of fuzzy controlled servo systems," *IET Control Theory & Applications*, vol. 7, no. 1, pp. 99–107, 2013.

- [Pre13b] R.-E. Precup, R.-C. David, E. M. Petriu, M.-B. Radac, S. Preitl and J. Fodor, "Evolutionary optimization-based tuning of low-cost fuzzy controllers for servo systems," *Knowledge-Based Systems*, vol. 38, pp. 74–84, 2013.
- [Pre14a] R.-E. Precup, R.-C. David, E. M. Petriu, S. Preitl and M.-B. Radac, "Novel adaptive charged system search algorithm for optimal tuning of fuzzy controllers," *Expert Systems with Applications*, vol. 41, no. 4, pp. 1168–1175, 2014.
- [Pre14b] R.-E. Precup, M.-B. Radac, E.M. Petriu, C.-A. Dragos and S. Preitl, "Model-free tuning solution for sliding mode control of servo systems," in *Proc. 8th Annual IEEE International Systems Conference*, Ottawa, ON, Canada, 2014, pp. 30–35.
- [Pre15] R.-E. Precup, M.-C. Sabau and E. M. Petriu, "Nature-inspired optimal tuning of input membership functions of Takagi-Sugeno-Kang fuzzy models for anti-lock braking systems," *Applied Soft Computing*, vol. 27, pp. 575–589, 2015.
- [Pre16] R.-E. Precup, M.-B. Radac, E. M. Petriu, R.-C. Roman, T.-A. Teban and A.-I. Szedlak-Stinean, "Evolving fuzzy models for the position control of twin rotor aerodynamic systems," in *Proc. 2016 IEEE 14th International Conference on Industrial Informatics*, Poitiers, France, 2016, pp. 237–242.
- [Pre17] R.-E. Precup, M.-B. Radac and R.-C. Roman, "Model-free sliding mode control of nonlinear systems: Algorithms and experiments," *Information Sciences*, vol. 381, pp. 176–192, 2017.
- [Qia07] D. Qian and J. Yi, D. Zhao, "Robust control using sliding mode for a class of under-actuated systems with mismatched uncertainties," in *Proc. 2007 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Rome, Italy, 2007, pp. 1449–1457.
- [Que13] D. E. Quevedo, K. H. Johansson, A. Ahlén, and I. Jurado, "Adaptive controller placement for wireless sensor-actuator networks with erasure channels," *Automatica*, vol. 49, no. 11, pp. 3458–3466, 2013.
- [Rid15] T. M. Ridha and C.-H. Moog, "Model free control for type-1 diabetes: A fasting-phase study," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 48, no. 20, pp. 76–81, 2015.
- [Rad13a] M.-B. Radac, R.-A. Achimescu, R.-E. Precup, S. Preitl, C.-A. Dragos and A.-I. Stinean, "Design and experiments for model-free PI control of DC drivers," in *Proc. 2013 IEEE 8th International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics*, Timisoara, Romania, 23-25 May 2013, pp. 103–108.
- [Rad13b] M.-B. Radac, R.-C. Roman, R.-E. Precup, E. M. Petriu, C.-A. Dragos and S. Preitl, "Data-based Tuning of Linear Controllers for MIMO Twin Rotor Systems," in *Proc. 2013 IEEE Region 8 EUROCON Conference*, Zagreb, Croatia, 2013, pp. 1915–1920.
- [Rad14] M.-B. Radac, R.-C. Roman, R.-E. Precup, and E. M. Petriu, "Data-Driven Model-Free Control of Twin Rotor Aerodynamic Systems: Algorithms and Experiments," in *Proc. 2014 IEEE International Symposium on Intelligent Control*, Antibes, France, 2014, pp. 1889–1894.
- [Rad16] M.-B. Radac, R.-E. Precup and R.-C. Roman, "Data-driven virtual reference feedback tuning and reinforcement Q-learning for model-free position control of an aerodynamic system," in *Proc. 24th Mediterranean Conference on Control and Automation*, Athens, Greece, 2016, pp. 1126–1132.
- [Rad17] M.-B. Radac, R.-E. Precup and R.-C. Roman, "Model-Free control performance improvement using virtual reference feedback tuning and reinforcement Q-learning," *International Journal of Systems Science*, vol. 48, no. 5, pp. 1071–1083, 2017.

- [Ral16] G. Rallo, S. Formentin, A. Chiuso and S. M. Savaresi, "Virtual reference feedback tuning with Bayesian regularization," in Proc. 2016 European Control Conference, Alborg, Denmark, 2016, pp. 507–512.
- [Roj12] J. D. Rojas, X. Flores-Alsina, U. Jeppsson and R. Vilanova, "Application of multivariable virtual reference feedback tuning for wastewater treatment plant control," Control Engineering Practice, vol. 20, no. 5, pp. 499–510, 2012.
- [Rom12] R.-C. Roman, Structuri de reglare bazate pe Iterative Feedback Tuning. Aplicații pe un echipament de laborator de tip sistem aerodinamic cu două rotoare, lucrare de licență, Universitatea "Politehnica" din Timișoara, Timișoara, 2012.
- [Rom14a] R.-C. Roman, Structuri de reglare bazate pe Model-Free Adaptive Control și Model-Free Control. Aplicații pe un echipament de laborator de tip sistem aerodinamic cu două rotoare, lucrare de disertație, Universitatea Politehnica Timișoara, Timișoara, 2014.
- [Rom14b] R.-C. Roman, M.-B. Radac, and R.-E. Precup, "Data-driven model-free adaptive control of twin rotor aerodynamic systems," in Proc. IEEE 9th International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics, Timisoara, Romania, 2014, pp. 25–30.
- [Rom15a] R.-C. Roman, M.-B. Radac, R.-E. Precup and E.M. Petriu, "Data-driven optimal model-free control of twin rotor aerodynamic systems," in Proc. 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology, Seville, Spain, 2015, pp. 161–166.
- [Rom15b] R.-C. Roman, M.-B. Radac, R.-E. Precup and A.-I. Stinean, "Two data-driven control algorithms for a MIMO aerodynamic system with experimental validation," in Proc. 2015 19th International Conference on System Theory, Control and Computing, Cheile Gradistei, Romania, 2015, pp. 736–741.
- [Rom16a] R.-C. Roman, M.-B. Radac and R.-E. Precup, "Mixed MFC-VRFT approach for a multivariable aerodynamic system position control," in Proc. 2016 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics, Budapest, Hungary, 2016, pp. 2615–2620.
- [Rom16b] R.-C. Roman, M.-B. Radac, and R.-E. Precup, "Multi-input-multi-output system experimental validation of model-free control and virtual reference feedback tuning techniques," IET Control Theory & Applications, vol. 10, no. 12, pp. 1395–1403, 2016.
- [Rom16c] R.-C. Roman, M.-B. Radac, R.-E. Precup, and E. M. Petriu, "Data-driven model-free adaptive control tuned by virtual reference feedback tuning," Acta Polytechnica Hungarica, vol. 13, no. 1, pp. 83–96, 2016.
- [Rom16d] R.-C. Roman, M.-B. Radac, R.-E. Precup, and E. M. Petriu, "Virtual reference feedback tuning of MIMO data-driven model-free adaptive control algorithms," in Proc. 7th Advanced Doctoral Conference on Computing, Electrical and Industrial Systems, Caparica (Lisbon), Portugal, 2016, pp. 253–260.
- [Rom17a] R.-C. Roman, R.-E. Precup and M.-B. Radac, "Model-free fuzzy control of twin rotor aerodynamic systems," in Proc. 25th Mediterranean Control Conference on Control and Automation, Valletta, Malta, 2017, pp. 559–564.
- [Rom17b] R.-C. Roman, R.-E. Precup, M.-B. Radac and E. M. Petriu, "Takagi-Sugeno fuzzy controller structures for twin rotor aerodynamic systems," in Proc. 2017 IEEE International Conference on Fuzzy Systems, Naples, Italy, 2017, pp. 1–6.

- [Rom17c] R.-C. Roman, M.-B. Radac, R.-E. Precup and E. M. Petriu, "Virtual reference feedback tuning of model-free control algorithms for servo systems," *Machines*, vol. 5, no. 4, pp. 1–15, 2017.
- [Saf77] M. G. Safonov and M. Athans, "Gain and phase margins for multiloop LQG regulators," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 22, no. 2, pp. 173–179, 1977.
- [Saf97] M. G. Safonov and T.-C. Tsao, "The unfalsified control concept and learning," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 42, no. 6, pp. 843–847, 1997.
- [Sal05] A. Sala and A. Esparza, "Extensions to "Virtual reference feedback tuning: A direct method for the design of feedback controllers"," *Automatica*, vol. 41, no. 8, pp. 1473–1476, 2005.
- [Sar13] D.K. Saroj, I. Kar and V.K. Pandey, "Sliding mode controller design for twin rotor MIMO System with a nonlinear state observer," in *Proc. 2013 International Multi-Conference on Automation, Computing, Communication, Control and Compressed Sensing*, Kottayam, India, 2013, pp. 668–673.
- [Sha15] S. E. Shafiei, T. Kundsén, R. Wisniewski and P. Andersen, "Data-driven predictive direct load control of refrigeration systems," *IET Control Theory & Applications*, vol. 9, no. 7, pp. 1022–1033, 2015.
- [Spa98] J. C. Spall and J. A. Cristion, "Model-free control of nonlinear stochastic systems with discrete-time measurements," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 43, no. 9, 1998, pp. 1198–1210.
- [Son16] J. Song, Y. Niu and Y. Zou, "Finite-time sliding mode control synthesis under explicit output constraint," *Automatica*, vol. 65, pp. 111–114, 2016.
- [Sou15] J. T. G. de Sousa, J. E. M. da Franca and A. F. R. Araujo, "Differential evolution-based parameter tuning in model-free adaptive control," in *Proc. 2015 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics*, Kowloon, Hong Kong, 2015, pp. 1726–1731.
- [Teb16] S. Tebbani, M. Titica, C. Join, M. Fliess and D. Dumur, "Model-based versus model-free control designs for improving microalgae growth in a closed photobioreactor: Some preliminary comparisons," in *Proc. 24th Mediterranean Conference on Control and Automation*, Athens, Greece, 2016, pp. 683–668.
- [Vol14] T. Vollmer, M. Manic, and O. Linda, "Autonomic intelligent cyber-sensor to support industrial control network awareness," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 2, pp. 1647–1658, 2014.
- [Wan03] X.-S. Wang, S.-Y. Su and H. Hong, "Adaptive sliding inverse control of a class of nonlinear systems preceded by unknown non-symmetrical dead-zone," in *Proc. 2003 IEEE International Symposium on Intelligent Control*, Huston, TX, USA, 2003, pp. 16–21.
- [Wan11] J. Wang, "PID controller design of based on neural network and virtual reference feedback tuning," in *Proc. 2011 Chinese Control and Decision Conference*, Mianyang, China, 2011, pp. 3078–3083.
- [Wan13] J. Wang, M.-S. Geamanu, A. Cela, H. Mounier and S.-I. Niculescu, "Event driven model free control of quadrotor", in *Proc. 2013 IEEE International Conference on Control Applications*, Hyderabad, India, 2013, pp. 722–727.
- [Wan15a] B. Wang, B. Brogliato, V. Acary, A. Boubakir and F. Plestan, "Experimental comparisons between implicit and explicit implementations of discrete-time sliding mode controllers: Toward input and output chattering suppression," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 23, no. 5, pp. 2071–2075, 2015.

- [Wan15b] L. Wang, H. Ni, R. Yang, P. Pardalos, L. Jia and M. Fei, "Intelligent virtual reference feedback tuning and its application to heat treatment electric furnace control," *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 46, pp. 1-9, 2015.
- [Wan15c] H. Wang, X. Ye, Y. Tian and N. Christov, "Attitude control of a quadrotor using model free based sliding model controller," in *Proc. 20th International Conference on Control Systems and Science*, Bucharest, Romania, 2015, pp. 149-154.
- [Wan16a] H. Wang, S. Li, Y. Tian and A. Aitouche, "Intelligent proportional differential neural network control for unknown nonlinear system," *Studies in Informatics and Control*, vol. 25, no. 4, pp. 445-452, 2016.
- [Wan16b] X. Wang, X. Li, J. Wang, X. Fang and X. Zhu, "Data-driven model-free adaptive sliding mode control for the multi degree-of-freedom robotic exoskeleton," *Information Sciences* vol. 327, pp. 246-257, 2016.
- [Wan17a] Z. Wang, L. Liu and H. Zhang, "Neural network based model-free adaptive fault-tolerant control for discrete-time nonlinear systems with sensor fault," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, vol. 47, no. 9, pp. 2351-2362, 2017.
- [Wan17b] H. Wang, Y. Tian, S. Han, S. Han and X. Wang, "ZMP theory-based gait planning and model-free trajectory tracking control of lower limb carrying exoskeleton system," *Studies in Informatics and Control*, vol. 26, no. 2, pp. 161-170, 2017.
- [Wan17c] J.-H. Wang, Y.-H. Zhu, H. Jiang, X.-Y. Guo and D.-Z. Tang, "Asymptotic statistical analysis of virtual reference feedback tuning control," *Journal of Control and Systems Engineering*, vol. 5, no. 1, pp. 1-11, 2017.
- [Xin17] Y. Xin, Z.-C. Qin, W.-G. Wu and J.-Q. Sun, "Partial model-free control of a 2-input and 2-output helicopter system," in *Proc. 9th European Nonlinear Dynamics Conference 2017*, Budapest, Hungary, 2017, pp. 1-6.
- [Xu13] Y. Xu, E. Bideaux and D. Thomasset, "Robustness study on the model-free control and the control with restricted model of a high performance electro-hydraulic system," in *Proc. 13th Scandinavian International Conference on Fluid Power*, Linkoping, Sweden, 2013, pp. 523-530.
- [Yan16] P. Yan, D. Liu, D. Wang and H. Ma, "Data-driven controller design for general MIMO nonlinear systems via virtual reference feedback tuning and neural networks," *Neurocomputing*, vol. 171, pp. 815-825, 2016.
- [Yu06] H. Yu and U. Ozguner, "Adaptive seeking sliding mode control," in *Proc. 2006 American Control Conference*, Minneapolis, MN, USA, 2006, pp. 4694-4699.
- [Zen13] W. Zeng and M.-Y. Chow, "Modeling and optimizing the performance-security tradeoff on D-NCS using the coevolutionary paradigm," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 1, pp. 394-402, 2013.
- [Zha15] Y. Zhang, S. X. Ding, Y. Yang, and L. Li, "Data-driven design of two-degree-of-freedom controllers using reinforcement learning techniques," *IET Control Theory & Applications*, vol. 9, no. 7, pp. 1011-1021, 2015.
- [Zha17] H. Zhang, J. Zhou, Q. Sun, J. M. Guerrero and D. Ma, "Data-driven control for interlinked AC/DC microgrids via model-free adaptive control and dual-droop control," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 8, no. 2, pp. 557-571, 2017.
- [Zho16] Y. Zhou, H. Li and H. Yao, "Model-free control of surface mounted PMSM drive system," in *Proc. 2016 IEEE International Conference on Industrial Technology*, Taipei, Taiwan, 2016, pp. 175-180.

-
- [Zhu12] Y. Zhu and Z. Hou, "Enhanced model free adaptive control by integrating with lazy learning," in Proc. 24th Chinese Control and Decision Conference, Taiyuan, China, 2012, pp. 2019–2024.
- [Zhu14] Y. Zhu and Z. Hou, "Data-driven MFAC for a class of discrete-time nonlinear systems with RBFNN," IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, vol. 25, no. 5, pp. 1013–1020, 2014.
- [Zhu15] Y. Zhu and Z. Hou, "Controller dynamic linearization-based model-free adaptive control framework for a class on non-linear system," IET Control Theory & Applications, vol. 9, no. 7, pp. 1162–1172, 2015.
- [Zhu17] Y. Zhu, Z. Hou, F. Qian and W. Du, "Dual RBFNNs-based model-free adaptive control with Aspen HYSYS simulation," IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, vol. 28, no. 3, pp. 759–765, 2017
- .

ANEXE

Anexa A1. Implementarea modelului matematic neliniar simplificat al TRAS

În cele ce urmează este prezentată implementarea în timp discret modelului matematic neliniar simplificat al sistemului aerodinamic cu două rotoare (TRAS) sub formă de funcție denumită `tras_rel_disc`, în care `xk`, `u` și `Te` sunt parametrii de intrare, iar `y` și `xkp1` sunt parametrii de ieșire:

```
function [y, xkp1] = tras_rel_disc(xk, u, Te)

% setarea limitelor inferioare, respectiv superioare pentru semnalele de intrare
Uh = u(1); Uv = u(2);
if Uh > 1
    Uh = 1;
elseif Uh < -1
    Uh = -1;
end
if Uv > 1
    Uv = 1;
elseif Uv < -1
    Uv = -1;
end

% atribuirea sărilor
omegav = xk(1);
omegah = xk(2);
alphav = xk(3);
alphah = xk(4);

% valorile parametrilor TRAS
g = 9.80665; %[m/s^2]
khv = 0.00417495398545;
kvh = -0.01782003784180;
a1 = 0;
a2 = 0;

lt = 0.216; %[m]
lm = 0.202; %[m]
lb = 0.15; %[m]
lcb = 0.15; %[m]
rms = 0.145; %[m]
rts = 0.10; %[m]
```



```

mtr = 0.154; %[kg]
mmr = 0.199; %[kg]
mcb = 0.024; %[kg]
mt = 0.031; %[kg]
mm = 0.029; %[kg]
mb = 0.011; %[kg]
mts = 0.061; %[kg]
mms = 0.083; %[kg]

A = (mt/2 + mtr + mts)*lt;
B = (mm/2 + mmr + mms)*lm;
C = mb/2*lb + mcb*lcb;
D = mb/3*lb^2+mcb*lcb^2;
E = (mm/3 + mmr + mms)*lm^2 + (mt/3 + mtr + mts)*lt^2;
F = mms*rms^2+mts/2*rts^2;

Jv = 0.02421; %[kg m^2]

kv = 0.0127;
kh = 0.0059;

wv = -5.2e+3*Uv^7 - 1.1*10^2*Uv^6 + 1.1*10^4*Uv^5 + 1.3*10^2*Uv^4 -
9.2*10^3*Uv^3 - 31*Uv^2 + 6.1*10^3*Uv - 4.5;
Fv = -1.8*10^(-18)*(wv)^5 - 7.8*10^(-16)*(wv)^4 + 4.1*10^(-11)*(wv)^3 +
2.7*10^(-8)*(wv)^2 + 3.5*10^(-5)*wv - 0.014;

wh = 2.2*10^3*Uh^5 - 1.7*10^2*Uh^4 - 4.5*10^3*Uh^3 + 3*10^2*Uh^2 +
9.8*10^3*Uh - 9.2;
Fh = -2.6*10^(-20)*(wh)^5 + 4.1*10^(-17)*(wh)^4 + 3.2*10^(-12)*(wh)^3-
7.3*10^(-9)*(wh)^2 + 2.1*10^(-5)*wh + 0.0091;

% obținerea ecuațiilor de stare în timp discret: realizare invariantă la semnal
treaptă pentru integratoare, memorare pe un interval de eșantionare pentru
neliniaritățile fără dinamică (ținând seama de prezența elementului de eșantionare și
reținere)
omegav_p1 = omegav + Te*(lm*Fv - kv*omegav - g*C*alphav + khv*Uh)/Jv -
[Te*(lm*(-0.014156956986442))/Jv];
alphav_p1 = alphav + Te*omegav;
omegah_p1 = omegah + Te*(lt*Fh*cos(alphav) - kh*omegah + Uv*kvh -
a2*omegah*abs(wh))/(0.0238*(cos(alphav))^2 + 0.003009) -
[Te*(lt*0.008906179636494*cos(0))/(0.0238*(cos(alphav))^2 + 0.003009)];
alphah_p1 = alphah + Te*omegah;

% % setarea limitelor pentru unghiurile azimut și relevment
if alphah > 3.14
    alphah = 3.14;
    omegah = 0;
elseif alphah < -3.14
    alphah = -3.14;
    omegah = 0;
end

```

```
if alphav > 1.57
    alphav = 1.57;
    omegav = 0;
elseif alphav < -1.57
    alphav = -1.57;
    omegav = 0;
end

xkp1 = [omegav_p1 omegah_p1 alphav_p1 alphah_p1]';
y = [alphah alphav]';
```

Anexa A2. Implementarea algoritmului MFC

În cele ce urmează ste prezentată implementarea în timp discret în cazul MIMO a algoritmului Model-Free Control (MFC) cu element de tip P:

```
clear % ștergerea variabilelor din spațiul de lucru
% apelarea algoritmului MFC
Te = 0.01; % perioada de eșantionare

% stabilirea vectorilor traiectoriilor de referință
ref = [0.17*sin(0.045*(0:Te:199.99));
       -0.3*sin(0.097*(0:Te:79.99)) -0.3*ones(1,45/Te) 0.2*ones(1,75/Te)];

Tsim = length(ref)*Te; % perioada de simulare exprimată în secunde
t = 0:Te:Tsim-Te;
N = Tsim/Te; % numărul de eșantionare

% inițializarea stărilor
omegav = 0;
alphav = 0;
alphah = 0;
omegah = 0;

% inițializarea vectorilor
uHist = zeros(2,N); % vectorul legii de reglare
yHist = zeros(2,N); % vectorul de ieșire
xHist = zeros(4,N); % vectorul de stare
EpsilonHist = zeros(2,N); % vectorul erorilor de reglare (de urmărire)
uPHist = zeros(2,N); %vectorul elementului iP din legea de reglare

x = [omegav omegah alphav alphah]'; % vectorul stărilor

% parametrii algoritmului MFC obținuți prin GSA
xyz=[-0.0017 -0.0036 1 1.2];
Kp = [xyz(1) 0; 0 xyz(2)];
Alpha = [xyz(3) 0; 0 xyz(4)];
```

```

% legea de reglare aferentă algoritmului MFC cu componentă P
for k=3:N-1
    Fest = yHist(:,k) - yHist(:,k-1) - Alpha*uHist(:,k-1); % estimata lui F
    EpsilonHist(:,k) = -yHist(:,k) + ref(:,k); % eroarea de reglare (eroarea de
    urmărire)
    uPHist(:,k) = Kp*EpsilonHist(:,k); % elementului iP din legea de reglare
    u = pinv(Alpha)*(-Fest + ref(:,k+1) - ref(:,k) - uPHist(:,k)); % legea de reglare
    uHist(:,k) = u;
    xHist(:,k) = x; % vectorul stărilor
    [y,x] = tras_rel_disc(x,u,Te); % funcția care conține modelul matematic al TRAS
    yHist(:,k+1) = y; % vectorul de ieșire
end

% calcularea funcției obiectiv
J=1/20000*((yHist(1,:) - ref(1,:)) * (yHist(1,:) - ref(1,:))' + (yHist(2,:) - ref(2,:)) *
(yHist(2,:) - ref(2,:))')

% afișarea grafică aferentă comenzii și ieșirilor de tip poziție pentru azimut și
relevment în cazul MIMO cu algoritm MFC
subplot(2,2,1),
plot(t,uHist(1,:)), ylabel('U_a_z_i_m_u_t [%]'), grid
subplot(2,2,3),
plot(t,yHist(1,:), t, ref(1:,:), 'g'), ylabel('\alpha_a_z_i_m_u_t [rad]'), grid
subplot(2,2,2),
plot(t,uHist(2,:)), ylabel('U_r_e_l_e_v_e_m_n_t [%]'), grid
subplot(2,2,4),
plot(t,yHist(2,:), t, ref(2:,:), 'g'), ylabel('\alpha_r_e_l_e_v_e_m_n_t [rad]'), grid

```

Anexa A3. Implementarea algoritmului MFAC

În cele ce urmează este prezentată implementarea în timp discret în cazul SISO a algoritmului Model-Free Adaptive Control (MFAC) în varianta Compact Form Dynamic Linearization (CFDL) atunci când azimutul este blocat iar reglarea este realizată pentru relevment:

```

clear % ștergerea variabilelor din spațiul de lucru
% apelarea algoritmului MFAC
Te = 0.01; % perioada de eșantionare

% stabilirea vectorilor traiectoriilor de referință
ref = [0.17*sin(0.045*(0:Te:199.99));
-0.3*sin(0.097*(0:Te:79.99)) -0.3*ones(1,45/Te) 0.2*ones(1,75/Te)];

Tsim = length(ref)*Te; % perioada de simulare exprimată în secunde
t = 0:Te:Tsim-Te;
N = Tsim/Te; % numărul de eșantionare

```

```

% inițializarea stărilor
omegav = 0;
alphav = 0;
alphah = 0;
omegah = 0;

% inițializarea vectorilor
uHist = zeros(2,N); % vectorul legii de reglare
yHist = zeros(2,N); % vectorul de ieșire
xHist = zeros(4,N); % vectorul de stare

x = [omegav omeegah alphav alphah]'; % vectorul stărilor

% parametrii algoritmului MFAC obținuți prin GSA
xyz=1.0e+003 * [0.6519 0.0010 3.4235 3.1976 0.0010];
b2=xyz(1);
eta=xyz(2);
lambda=xyz(3);
miu=xyz(4);
rho=xyz(5);
a=2;
phi0=(b2+a*b2)/2;
phi=phi0;

% legea de reglare aferentă algoritmului MFAC în varianta CFDL
for k=3:N-1
    deltay=yHist(2,k)-yHist(2,k-1);
    deltau=uHist(2,k-1)-uHist(2,k-2);
    phi=phi + eta*(deltay-phi*deltau)*deltau'/(miu+norm(deltau)^2); % estimata
    matricei PPD
    % condițiile de reinițializare a matricei PPD
    if (sign(phi)~=sign(phi0)) || (abs(phi)<b2) || (abs(phi)>a*b2)
        phi=phi0;
    end
    phiHist(2,k)=phi;
    u=uHist(2,k-1) + rho*(phi*(ref(2,k+1) - yHist(2,k)))/(lambda + norm(phi)^2);
% legea de reglare
    u=[0 u]';
    uHist(:,k)=u; % vectorul legii de reglare
    xHist(:,k)=x; % vectorul stărilor
    [y,x]=tras_rel_disc(x,u,Te); % apelarea funcției care conține modelul matematic
    al TRAS
    yHist(:,k+1)=y; % vectorul de ieșire
end

% calcularea funcției obiectiv
J = 1/N*((yHist(2,:) - ref(2,:)) * (yHist(2,:) - ref(2,:)))'

% afișarea grafică aferentă comenzii și ieșirilor de tip poziție pentru azimut și
relevment în cazul MIMO cu algoritm MFAC-CFDL
subplot(2,1,1),

```

```

plot(t,uHist(2,:)), ylabel('U_r_e_l_e_v_e_m_n_t [%]'), grid
subplot(2,1,2),
plot(t,yHist(2,:), t, ref(2:),'g'), ylabel('\alpha_r_e_l_e_v_e_m_n_t [rad]'), grid

```

În cele ce urmează este prezentată implementarea în timp discret în cazul SISO a algoritmului Model-Free Adaptive Control (MFAC) în varianta Partial Form Dynamic Linearization (PFDL) atunci când azimutul este blocat iar reglarea este realizată pentru relevment:

```

clear % ștergerea variabilelor din spațiul de lucru
% apelarea algoritmului MFAC
Te = 0.01; % perioada de eșantionare

% stabilirea vectorilor traiectoriilor de referință
ref = [0.17*sin(0.045*(0:Te:199.99));
      -0.3*sin(0.097*(0:Te:79.99)) -0.3*ones(1,45/Te) 0.2*ones(1,75/Te)];

Tsim = length(ref)*Te; % perioada de simulare exprimată în secunde
t = 0:Te:Tsim-Te;
N = Tsim/Te; % numărul de eșantionare

% inițializarea stărilor
omegav = 0;
alphav = 0;
alphah = 0;
omegah = 0;

% parametrii algoritmului MFAC obținuți prin GSA
xyz = [0.0975 346.2238 494.6146 639.5102 1.7362 217.2932 243.3494
       0.0625 157.5940 37.4025 1.1875 144.2755 0.9907 0.6659 0.0381
       0.0043 0.0001 0.2500 0.2164 0.5797 0.1424];
eta = xyz(1);
lambda = xyz(2);
miu = xyz(3);

L = (length(xyz)-3)/2; % stabilirea valorii pentru L

% inițializarea vectorilor
uHist = zeros(2,N); % vectorul legii de reglare
UHist = zeros(2*L,N); % format din
yHist = zeros(2,N); % vectorul de ieșire
xHist = zeros(4,N); % vectorul de stare

x = [omegav omegah alphav alphah]'; % vectorul stărilor

% compunerea matricelor phi și rho
for i=4:length(xyz)
    if i<=3+L
        phi0(i-3)=xyz(i);
    elseif i>3+L
        rho(i-3-L)=xyz(i);
    end
end

```

```

    end
end

phi = phi0;
epsilon=1.5;

% legea de reglare aferentă algoritmului MFAC în varianta PFDL
for k=L:N-1
    deltay = yHist(2,k) - yHist(2,k-1);
    deltau = uHist(2,k-1) - uHist(2,k-2);
    for i=1:L
        deltaU(i) = UHist(2*i,k-1) - UHist(2*L,k-2);
    end
    phi=phi+eta*deltaU*(deltay-phi'*deltaU)/(miu+norm(deltaU)^2); % estimata
matricei PPD
    if (abs(phi)<=epsilon) % condiție de reinițializare phi
        phi=phi0;
    end
    % legea de reglare
    u=uHist(2,k-1)+rho(1)*phi(1)*(ref(2,k+1)-yHist(2,k))/(lambda+abs(phi(1))^2)-
phi(1)*sum((rho(2:L)).*phi0(2:L)*deltau)/(lambda+abs(phi(1))^2);
    u=[0 u]';
    uHist(:,k)=u;
    for i=1:L
        U(2*i,1)=uHist(2,k-i+1);
    end
    UHist(:,k)=U;
    xHist(:,k)=x; % vectorul stărilor
    [y,x]=tras_rel_disc(x,u,Te); % apelarea funcției care conține modelul matematic
al TRAS
    yHist(:,k+1)=y; % vectorul de ieșire
end

% calcularea funcției obiectiv
J = 1/N*((yHist(2,:) - ref(2,:)) * (yHist(2,:) - ref(2,:)))

% afișarea grafică aferentă comenzii și reglării ieșirilor de tip poziție pentru azimut
și relevant în cazul MIMO prin algoritmul MFAC-CFDL
subplot(2,1,1),
plot(t,uHist(2,:)), ylabel('U_r_e_l_e_v_e_m_n_t [%]'), grid
subplot(2,1,2),
plot(t,yHist(2,:), t, ref(2:),'g'), ylabel('\alpha_r_e_l_e_v_e_m_n_t [rad]'), grid

```