

**UNIVERSITATEA TEHNICĂ „GHEORGHE ASACHI”
DIN IAȘI**



TEHNICI AVANSATE DE CONTROL DE TIP MODEL FREE

Rezumat

Andrei Baci

Conducător de doctorat: prof. univ. dr. ing. Corneliu Lazăr

IAȘI, 2026

TEHNICI AVANSATE DE CONTROL DE TIP MODEL FREE

Andrei Baci
domeniul Ingineria Sistemelor

Comisia de îndrumare
și integritate academică:

prof.univ.dr.ing. Mircea Nițulescu
Universitatea din Craiova
prof. univ. dr. ing. Alexandru Onea
Universitatea Tehnică "Gheorghe Asachi" din Iași
prof. univ. dr. ing. Constantin - Florin Căruntu
Universitatea Tehnică "Gheorghe Asachi" din Iași
conf. dr. ing. Anca Maxim
Universitatea Tehnică "Gheorghe Asachi" din Iași

Cuprins

1	Introducere. Stadiul actual al cercetării în domeniu și obiectivele tezei	1
2	Model-Free Control (MFC)	7
2.1	Introducere	7
2.2	Algoritmul MFC	8
2.2.1	Varianta continuă a legilor MFC	8
2.2.2	Varianta discretă a legilor MFC	9
2.2.3	Conexiuni cu PID discret clasic	11
2.2.4	Domenii de stabilitate pentru rădăcinile polinoamelor caracteristice	15
Exemplul 2.1: iP_1 vs PI pentru controlul turației unui motor cu aprindere prin scânteie		19
Exemplul 2.2: iPD_2 vs PID pentru controlul vitezei longitudinale a unui autovehicul		21
2.3	Acordarea legilor de reglare $iPID$ cu algoritmul Iterative Feedback Tuning	26
2.3.1	Algoritmul IFT	26
2.3.2	Metoda conjugată MFC-IFT	30
Exemplul 2.3: Acordarea reguletoarelor iP_1 și iPD_2 cu metoda IFT pentru controlul în timp real al unghiului de tangaj al unui dispozitiv de tip Aero 2		34
2.4	Metoda conjugată MFC-Sliding Mode Control	44
2.4.1	$iPD_2 - SMC$	45
2.4.2	$iPI_1 - SMC$	48
Exemplul 2.4: Setarea parametrilor algoritmului MFC-SMC pentru controlul unghiului și poziției unui pendul inversat		50
2.5	Concluzii	54
3	Model Free Adaptive Control (MFAC)	56
3.1	Introducere	56
3.2	Structuri de control MFAC	63
3.2.1	Forma Compactă de Liniarizare Dinamică (CFDL)	57
3.2.2	Forma Parțială de Liniarizare Dinamică (PFDL)	59
3.3	Setarea parametrilor MFAC	61
3.3.1	Setarea factorilor de ponderare și a condițiilor inițiale pentru controlul MFAC al unui sistem cu două rezervoare cuplate	61
Exemplul 3.1 : Controlul nivelului unui sistem cu două rezervoare folosind legea MFAC-CFDL		62
3.3.2	Algoritmi pentru determinarea valorilor inițiale ale PPD/ PG	67
3.3.2.1	Algoritmul pentru setarea valorilor inițiale ale PPD	68
3.3.2.2	Algoritmul pentru setarea valorilor inițiale ale PG	69
Exemplul 3.3		71

3.4	Metoda conjugată CFDL-SMC	80
Exemplul 3.8:	CFDL vs CFDL-SMC pentru controlul unghiului de tangaj al unui dispozitiv aerospațial	82
3.5	Concluziile Capitolului	85
4	Comparații între legile Model Free	87
4.1	Introducere	87
4.2	Analiza comparativă a algoritmilor Model Free ce nu se bazează pe gradient: Controlul temperaturii unei incinte folosind iP_1 , iPI_1 -SMC, iPI_1 -IFT	88
4.3	Comparații între legile de control Model Free bazate pe gradient și cele ce nu se bazează pe gradient	96
4.3.1	iP_1 -IFT vs MFAC-CFDL pentru controlul unghiului de tangaj al unui dispozitiv aerospațial Aero 2	96
4.3.2	Controlul unui motor BLDC (cu rejectarea cuplului de sarcină) prin metodele Model Free: MFAC-CFDL/PFDL vs iP_1 și iPD_2	98
4.3.3	Controlul unui sistem neliniar de fază neminimă: MFAC-CFDL/PFDL vs iP_1 și iPD_2	103
4.3.4	Controlul unui sistem neliniar cu parametru variabil: MFAC-CFDL/PFDL vs iP_1 și iPD_2	106
4.4	Concluziile Capitolului 4	109
5	Concluzii finale. Contribuții aduse prin teză. Direcții viitoare de cercetare	111
5.1	Contribuții aduse prin teză	112
5.2	Diseminarea rezultatelor	113
5.3	Direcții viitoare de cercetare	114
	Bibliografie	111

1. Introducere

Stadiul actual al cercetării în domeniu și obiectivele tezei

Ingineria sistemelor se află într-un moment de transformare profundă, determinat de creșterea capacităților de stocare și procesare a datelor. În acest context, două paradigme de proiectare a strategiilor de control se disting: controlul bazat pe date (*Data Driven Control* – DDC) și controlul bazat pe modele (*Model Based Control* – MBC), cum menționează (Hou și Wang, 2013). Deși controlul tradițional s-a dezvoltat în mod aproape exclusiv pornind de la modele matematice riguroase ale sistemelor, apariția volumelor mari de date, a algoritmilor de învățare automată și a infrastructurilor hardware performante a permis conturarea unor metode capabile să extragă direct din date legile de control necesare.

Model Free Control (MFC), introdus și dezvoltat de Michel Fliess și Cédric Join (Fliess și Join, 2013), reprezintă o paradigmă nouă în domeniul ingineriei de control, oferind o alternativă robustă și adaptabilă la metodele clasice care necesită cunoașterea precisă a dinamicii sistemului. Această abordare se bazează pe estimarea în timp real a derivatelor semnalelor de intrare-ieșire, permițând controlul eficient al sistemelor neliniare, cu parametri variabili sau supuse perturbațiilor. MFC elimină necesitatea unui model analitic detaliat, înlocuind-o cu o lege de control adaptivă ce utilizează doar măsurători ale variabilelor de proces. Conceptul cheie, numit model ultralocal, constă în aproximarea comportamentului sistemului printr-o ecuație diferențială de ordin redus, determinată pe baza datelor din sistem, fără a recurge la identificarea parametrică exhaustivă.

Model Free Adaptive Control (MFAC) este o strategie ce se bazează pe un parametru variabil în timp numit derivata pseudoparțială (PPD) și pe pseudogradient (PG), concept în baza căruia se va obține legea de reglare (Hou și Jin, 2013). Această abordare este una care testează și validează premisa conform căreia liniarizarea dinamică obținută prin intermediul PPD/PG este una eficientă, ce poate ține locul unui model obținut prin varianta clasică, în strategiile MBC.

Principalele obiective ale tezei sunt reprezentate de modalitățile prin care se pot determina parametrii de acord pentru legile MFC și MFAC, într-o manieră analitică și la o limitare a componentei euristice, pe cât posibil. Acest obiectiv este o consecință a celor identificate în paragraful 1.1. Printr-o astfel de abordare legile Model Free vor căpăta un grad mai ridicat de legitimitate în zona academică prin trecerea de la abordarea “încercare și eroare” la cea în care anumite criterii pot conduce la un set de parametri care să ofere performanțe superioare de regim tranzitoriu, spre exemplu.

2. Model-Free Control

2.1. Introducere

În acest capitol vor fi prezentate aspecte privind modelul ultralocal și legile iPID introduse de Fliess și Join, care conduc către obținerea unei ecuații diferențiale omogene a erorii, care va fi utilizată pentru a obține polinoamele caracteristice ale ecuației diferențiale.

2.2. Legi de reglare MFC

2.2.1 Varianta continuă a legilor MFC

Metoda MFC folosește regulatoare inteligente de tip PID ce reprezintă o îmbunătățire a regulatoarelor PID clasice în sensul că proiectarea lor nu este realizată în funcție de un model al părții fixate ci sunt utilizabile împreună cu conceptul de model ultralocal folosit de MFC. Acest

concept presupune realizarea unui model, pe baza datelor de la intrarea și ieșirea părții fixate, ce este valabil pentru un interval de timp foarte scurt. Modelul ultralocal este descris de ecuația:

$$y_t^{(\nu)} = F_t + \alpha u_t \quad (2.1)$$

unde $y_t^{(\nu)}$ reprezintă derivata de ordin ν a semnalului de ieșire, u_t este semnalul de control, în timp ce F_t este un parametru ce se actualizează continuu și care cuprinde toate părțile mai puțin cunoscute ale procesului și perturbațiile, iar α este un scalar ales de cel care realizează reglarea.

Considerând derivata de de ordinul ν a ieșirii ($\nu = 1$ sau $\nu = 2$) se va obține legea de reglare continuă cu regulator iPID în forma:

$$u_t = \frac{1}{\alpha} \left(\tilde{y}_t^{(\nu)} - \hat{F}_t + K_p e_t + K_i \int e(\tau) d\tau + K_d \dot{e}_t \right) \quad (2.2)$$

unde \tilde{y}_t reprezintă mărimea de referință, \hat{F}_t estimarea parametrului F_t din (2.1), iar K_p, K_i, K_d , reprezintă parametrii de acord ai regulatorului iPID. Eroarea de reglare este reprezentată prin diferența dintre referința sistemului de reglare și semnalul de ieșire $e_t = \tilde{y}_t - y_t$.

Astfel rezultă ecuația erorii: $e_t^{(\nu)} + K_p e_t + K_i \int e(\tau) d\tau + K_d \dot{e}_t = 0$. Care, prin derivare conduce la ecuația diferențială liniară omogenă cu coeficienți constanți:

$$e_t^{(\nu+1)} + K_d \ddot{e}_t + K_p \dot{e}_t + K_i e_t = 0. \quad (2.3)$$

Acordarea parametrilor K_p, K_i, K_d se poate face impunând ca performanță o bună urmărire a referinței \tilde{y} , precum $\lim_{t \rightarrow \infty} e_t = 0$. (Fliess și Join, 2008). Această performanță se obține dacă orice soluție a ecuației diferențiale (2.3) este stabilă și tinde la zero. Soluțiile $e_{i,t} = e^{s_i t}$ se obțin pe baza rădăcinilor s_i ale polinomului caracteristic al ecuației diferențiale:

$$P_{cr}(s) = s^{(\nu+1)} + K_d s^2 + K_p s + K_i. \quad (2.4)$$

Pentru a fi asigurată stabilitatea rădăcinilor s_i ale polinomului caracteristic (2.4) este necesar ca polinomul să fie Hurwitz.

2.2.2 Varianta discretă a legilor MFC

Întrucât sistemele de control moderne operează în domeniul discret, abordarea continuă din paragraful 2.2.1 va fi transpusă în acest tip de domeniu. O astfel de abordare, oferă inclusiv oportunitatea de a obține forme fixate ale reguletoarelor iPID de tip funcții de transfer discrete.

Pe baza unei abordări ce utilizează calculul operațional aplicată ecuației (2.1) se va obține:

$$s^\nu Y(s) = F(s) + \alpha U(s). \quad (2.5)$$

În mod analog, aplicând aceeași transformare, va rezulta legea de reglare iPID ca:

$$U(s) = \frac{1}{\alpha} \left(s^\nu \tilde{Y}(s) - \hat{F}(s) + \underbrace{\left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right)}_{U(s)^{PID}} E(s) \right). \quad (2.6)$$

Prin urmare, regulatorul iPID va avea structura:

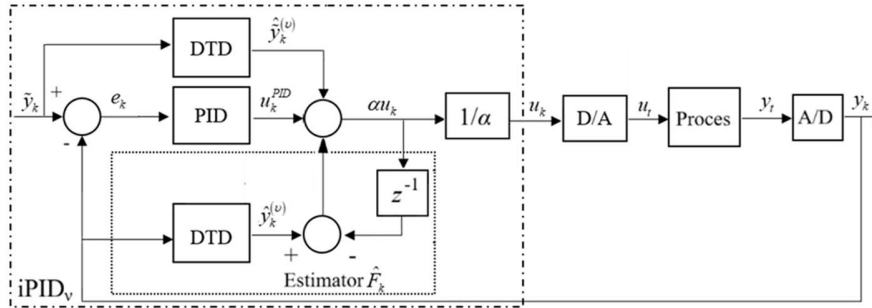


Fig. 2.1 – Schema de reglare a unui proces ce utilizează regulator iPID

Modelul ultralocal în varianta de timp discret se poate obține prin metoda de discretizare Euler înapoi rezultând:

$$\left(\frac{1-z^{-1}}{T_s} \right)^v y_k = F_k + \alpha u_k. \quad (2.7)$$

Prin urmare, legea de control din ecuația (2.6) poate fi descrisă în paradigma discretă ca:

$$u_k = \frac{1}{\alpha(1-z^{-1})} \left(\left(\frac{1-z^{-1}}{T_s} \right)^v e_k + \left(K_p + K_i \frac{T_s}{1-z^{-1}} + K_d \frac{1-z^{-1}}{T_s} \right) e_k \right). \quad (2.8)$$

2.2.3 Conexiuni cu PID discret clasic

Pentru cazul în care se consideră $\nu = 1$, ecuația (2.8) va avea forma:

$$u_k = \frac{1}{\alpha} \left(\underbrace{\frac{1+K_d}{T_s}}_P e_k + \underbrace{\frac{K_p}{T_s} \frac{T_s}{1-z^{-1}}}_I e_k + \underbrace{\frac{K_i}{T_s} \frac{T_s^2}{(1-z^{-1})^2}}_{I^2} e_k \right), \quad (2.9)$$

ce descrie regulatorul iPID₁.

Se constată că nu se poate obține o comportare de tip derivativ pentru $\nu = 1$. Regulatele inteligente iP₁ și iPD₁ se comportă similar cu regulatorul clasic PI, în timp ce regulatele inteligente iP₁ și iPID₁ se comportă precum regulatorul clasic PI-I². Tabelul 2.1 prezintă corespondențele dintre parametrii de acord ai regulatelelor PID și cei ai regulatelelor iPID₁.

Tabelul 2.1

Corespondența dintre parametrii reguletoarelor PID și iPID₁

	K_p	K_I	K_D	K_{II}
iP₁	$\frac{1}{\alpha T_s}$	$\frac{K_p}{\alpha T_s}$		
iPD₁	$\frac{1+K_d}{\alpha T_s}$	$\frac{K_p}{\alpha T_s}$		
iPI₁	$\frac{1}{\alpha T_s}$	$\frac{K_p}{\alpha T_s}$		$\frac{K_i}{\alpha T_s}$
iPID₁	$\frac{1+K_d}{\alpha T_s}$	$\frac{K_p}{\alpha T_s}$		$\frac{K_i}{\alpha T_s}$

Pentru cazul în care se consideră $\nu = 2$, legea de control (2.8) devine:

$$u_k = \frac{1}{\alpha} \left(\underbrace{\frac{K_d}{T_s}}_P e_k + \underbrace{\frac{K_p T_s}{T_s (1-z^{-1})}}_I e_k + \underbrace{\frac{1(1-z^{-1})}{T_s T_s}}_D e_k + \underbrace{\frac{K_i T_s^2}{T_s (1-z^{-1})^2}}_{I^2} e_k \right), \quad (2.10)$$

care oferă o comportare de tip PID-I² regulatorului iPID₂. În cele ce urmează, indicele 2 al reguletoarelor iPID reprezintă legea obținută în cazul utilizării derivatei de ordinul al doilea.

Tabelul 2.2

Corespondența dintre parametrii reguletoarelor PID și iPID₂

	K_p	K_I	K_D	K_{II}
iP₂		$\frac{K_p}{\alpha T_s}$	$\frac{1}{\alpha T_s}$	
iPD₂	$\frac{K_d}{\alpha T_s}$	$\frac{K_p}{\alpha T_s}$	$\frac{1}{\alpha T_s}$	
iPI₂		$\frac{K_p}{\alpha T_s}$	$\frac{1}{\alpha T_s}$	$\frac{K_i}{\alpha T_s}$
iPID₂	$\frac{K_d}{\alpha T_s}$	$\frac{K_p}{\alpha T_s}$	$\frac{1}{\alpha T_s}$	$\frac{K_i}{\alpha T_s}$

Din analiza celor două cazuri prezentate ($\nu = 1$ și $\nu = 2$) se poate concluziona că nu există componentă derivativă în cazul $\nu = 1$, iar în pentru $\nu = 2$, legile iP₂ și iPI₂ au comportări neuzuale în domeniul controlului.

2.2.4 Domenii de stabilitate pentru rădăcinile polinoamelor caracteristice

Utilizând reprezentarea în buclă închisă se pot obține ecuațiile cu diferențe finite cu ajutorul metodei de discretizare Euler înapoi. Astfel, pentru legea iP₁ va rezulta:

$$s^\nu E(s) + K_p E(s) = 0, \quad (2.11)$$

care conduce la:

$$\frac{e_k - e_{k-1}}{T_s} + K_p e_k = 0. \quad (2.12)$$

Din ecuația cu diferențe finite obținută se poate deduce forma polinomului caracteristic al regulatorului iPI₁ ca fiind:

$$P_{criPI_1}(z) = z(1 + K_p T_s) - 1. \quad (2.13)$$

Pe baza acestui polinom caracteristic se poate calcula un interval în care parametrul K_p poate lua valori, astfel încât rădăcina să fie stabilă și astfel relația să fie satisfăcută.

Pentru legea iPI₁ se va utiliza aceeași ecuație (2.13), caz pentru care se obține:

$$s^{\nu+1} E(s) + (sK_p + K_i + K_d s^2) E(s) = 0. \quad (2.14)$$

Folosind metoda de discretizare Euler înapoi, $\nu = 1$ și $K_d = 0$ rezultă:

$$\frac{e_k - 2e_{k-1} + e_{k-2}}{T_s^2} + K_p \frac{e_k - e_{k-1}}{T_s} + K_i e_k = 0, \quad (2.15)$$

Această ecuație fiind utilă pentru a determina polinomul caracteristic al regulatorului iPI₁ ce va rezulta în forma:

$$P_{criPI_1}(z) = z^2 (K_p T_s + K_i T_s^2 + 1) - z(K_p T_s + 2) + 1. \quad (2.16)$$

În ceea ce privește regulatorul iPD₂ se obține:

$$s^\nu E(s) + (K_p + K_d s) E(s) = 0. \quad (2.17)$$

Utilizând $\nu = 2$ și metoda de discretizare Euler înapoi va rezulta:

$$\frac{e_k - 2e_{k-1} + e_{k-2}}{T_s^2} + K_p e_k + K_d \frac{e_k - e_{k-1}}{T_s} = 0. \quad (2.18)$$

Prin intermediul ecuației (2.42) rezultă polinomul caracteristic al legii iPD₂ ca fiind:

$$P_{criPD_2} = z^2 (K_p T_s^2 + K_d T_s + 1) - z(K_d T_s + 2) + 1. \quad (2.19)$$

Utilizând polinoamele rezultate (2.16), (2.19), prin aplicarea testului Jury se poate obține domeniul de stabilitate al rădăcinilor polinomului în domeniul parametrilor de acord.

Dacă în cazul legii iPI₁ stabilitatea este asigurată pentru o valoare $K_p \in (0; \infty)$, în cazul legilor iPI₁ și iPD₂ vor rezulta domenii de stabilitate ale parametrilor, aplicând testul Jury, care pentru un polinom gradul doi de tipul $P_{cr}(z) = a_2 z^2 + a_1 z + a_0$ necesită îndeplinirea următoarelor condiții:

$$\begin{cases} P_{cr}(1) > 0, \\ (-1)P_{cr}(-1) > 0, \\ |a_0| < a_2. \end{cases} \quad (2.20)$$

Exemplul 2.1: iP₁ vs PI pentru controlul turației unui motor cu aprindere prin scânteie

Se consideră controlul turației unui motor cu aprindere prin scânteie a cărui dinamică este prezentată în Anexa 2.1. Sunt utilizați algoritmi iP₁ și PI, primul fiind proiectat pe baza parametrilor optimi ai regulatorului PI obținuți prin sinteză, pe baza metodei *Reaction curve*. Acest regulator a fost utilizat pentru a controla viteza a unui motor cu ardere internă ce este utilizat într-o arhitectură hibrid de tip serie. Au fost propuse două scenarii de simulare, iar rezultatele pot fi observate în Figura 2.2 și Figura 2.3.

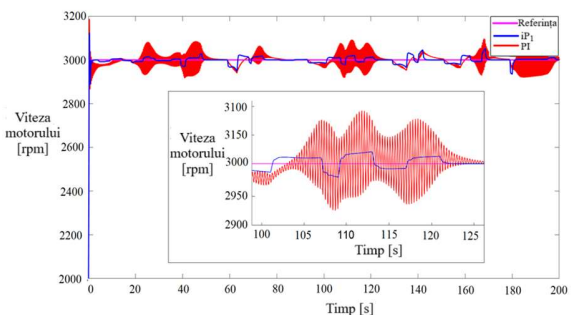


Fig. 2.2 – Viteza unghiulară a motorului pentru ciclul de rulare urban

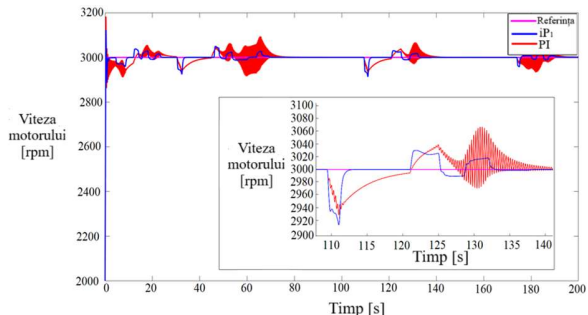


Fig. 2.3 – Viteza unghiulară a motorului pentru ciclul de rulare US06

Exemplul 2.2: iPD₂ vs PID pentru controlul vitezei longitudinale a unui autovehicul, comparații iP₁, iPD₂, PID.

Se consideră controlul vitezei longitudinale a unui vehicul a cărui dinamică este prezentată în Anexa tezei. Pentru acest exemplu au fost utilizați algoritmi iPD₂ și PID. Regulatorul PID a fost acordat pe baza metodei alocării polilor, iar regulatorul iPD₂ în baza celor menționate în paragraful 2.2.4. În cadrul acestui exemplu sunt prezentate două scenarii de simulare, iar rezultatele sunt cele din Figura 2.4 și Figura 2.5.

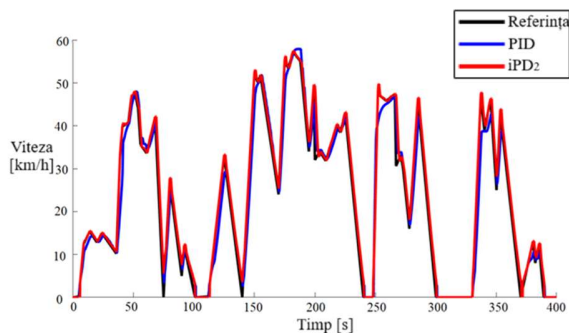


Fig. 2.4 – Viteza longitudinală a vehiculului pentru ciclul urban

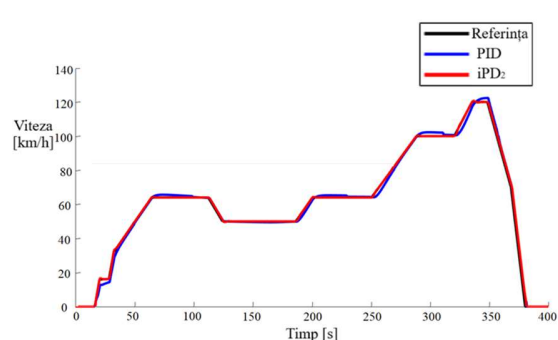


Fig. 2.5 - Viteza longitudinală a vehiculului pentru ciclul extraurban

2.3 Acordarea legilor de reglare iPID cu algoritmul IFT

2.3.1 Algoritmul Iterative Feedback Tuning (IFT)

Algoritmul IFT este unul în care se folosește o abordare discretă a procesului, invariant în timp, liniar, cu dinamică necunoscută, ce poate fi controlat de un regulator discret liniar, cu o structură fixă. Cel din urmă poate fi descris de o funcție de transfer $G_c(\rho)$ și parametrizat cu un vector ρ . În acest caz eroarea de control va fi de forma:

$$e_k(\rho) = y_k(\rho) - \tilde{y}_k, \quad (2.21)$$

unde $y_k(\rho)$ reprezintă ieșirea sistemului obținută utilizând setul de parametri ai regulatorului, iar semnalul de referință considerat este \tilde{y}_k .

O modalitate prin care se poate formula un obiectiv de tip performanță de control este minimizarea unei norme a erorii cu un criteriu pătratic precum:

$$J(\rho) = \frac{1}{2N} \left\{ \sum_{k=1}^N [L_y e_k(\rho)]^2 + \lambda \sum_{k=1}^N [L_u u_k]^2 u_k \right\}, \quad (2.22)$$

unde $u_k(\rho)$ reprezintă mărimea de control pentru setul de parametri ρ , în timp ce L_y și L_u sunt filtre care ponderează mărimile de ieșire și control, λ este un factor de penalizare, iar N este numărul de eșantioane.

Setul de parametri optimal este cel care oferă soluția problemei:

$$\rho^* = \underset{\rho}{\operatorname{arg\,min}} J(\rho). \quad (2.23)$$

O condiție necesară pentru a obține minimumul este anularea derivatei lui $J(\rho)$ în raport cu vectorului parametrilor ρ . Considerând, pentru simplitate, $L_y = L_u = 1$, derivata lui $J(\rho)$ devine:

$$\frac{\partial J}{\partial \rho}(\rho) = \frac{1}{N} \left[\sum_{k=1}^N e_k(\rho) \frac{\partial e_k}{\partial \rho}(\rho) + \frac{\lambda}{N} \sum_{k=1}^N u_k(\rho) \frac{\partial u_k}{\partial \rho}(\rho) \right]. \quad (2.24)$$

Soluția ecuației $\frac{\partial J}{\partial \rho}(\rho) = 0$ poate fi obținută în manieră iterativă pe baza:

$$\rho_{i+1} = \rho_i - \gamma_i R_i^{-1} \frac{\partial J}{\partial \rho}(\rho_i), \quad (2.25)$$

unde γ_i este un scalar real pozitiv ce determină mărimea pasului, R_i este o matrice simetrică pozitiv definită, folosită pentru actualizarea direcției. Pentru a obține direcția descrescătoare negativă a gradientului, în mod uzual este utilizată matricea unitate. Mai mult decât atât, utilizând datele achiziționate din sistemul de control, există posibilitatea de a calcula Hessianul funcției de cost cu ajutorul:

$$R_i = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left(\left[\frac{\partial y_k}{\partial \rho}(\rho_i) \right] \left[\frac{\partial y_k}{\partial \rho}(\rho_i) \right]^T + \lambda \left[\frac{\partial u_k}{\partial \rho}(\rho_i) \right] \left[\frac{\partial u_k}{\partial \rho}(\rho_i) \right]^T \right). \quad (2.26)$$

Întrucât o valoare exactă a gradientului este dificil de obținut, în ecuația (2.25) se poate folosi o estimare $\widehat{\frac{\partial J}{\partial \rho}}(\rho)$. Pentru a determina această valoare estimată sunt necesare:

- Semnalele $e_k(\rho_i)$ și $u_k(\rho_i)$;
- Estimarea gradientilor $\frac{\partial e_k}{\partial \rho}(\rho_i)$ și $\frac{\partial u_k}{\partial \rho}(\rho_i)$;
- Estimarea produselor $e_k \frac{\partial e_k}{\partial \rho}(\rho_i)$ și $u_k \frac{\partial u_k}{\partial \rho}(\rho_i)$;

Aceste mărimi sunt obținute în urma experimentelor realizate în buclă închisă, cu regulatorul ce are structură fixată, G_c , parametrizat prin intermediul vectorului ρ (Hjalmarsson, 1998).

Din ecuația (2.53), rezultă:

$$\frac{\partial e_k}{\partial \rho}(\rho_i) = \frac{\partial y_k}{\partial \rho}(\rho_i), \quad (2.27)$$

Notând funcția de transfer a sistemului în circuit închis cu G_0 și funcția de sensivitate S , se obțin derivatele semnalelor de ieșire și control ca (Hjalmarsson, 1998):

$$\begin{aligned} \frac{\partial y_k}{\partial \rho}(\rho_i) &= \frac{1}{G_c(\rho_i)} \frac{\partial G_c}{\partial \rho}(\rho_i) G_0(\rho_i) [r - y_k(\rho_i)], \\ \frac{\partial u_k}{\partial \rho}(\rho_i) &= \frac{1}{G_c(\rho_i)} \frac{\partial G_c}{\partial \rho}(\rho_i) S(\rho_i) [r - y_k(\rho_i)]. \end{aligned} \quad (2.28)$$

Considerând legea de reglare în circuit închis $G_c(\rho_i)$, pe baza a două experimente de lungime N , notate (a) și (b), derivatele pot fi estimate, conform relației (2.60). La primul experiment, referința sistemului de control este \tilde{y} , rezultând:

$$\begin{aligned} \tilde{y}_i^{(a)} &= \tilde{y}, \\ y_k^{(a)}(\rho_i) &= G_0(\rho_i) \tilde{y}, \\ u_k^{(a)}(\rho_i) &= S(\rho_i) G_c(\rho_i) \tilde{y}. \end{aligned} \quad (2.29)$$

Al doilea experiment (b), este unul mai special, întrucât referința este reprezentată de $\tilde{y} - y_k^{(a)}(\rho_i)$, iar semnalele de ieșire și control sunt:

$$\begin{aligned} \tilde{y}_i^{(b)} &= \tilde{y} - y_k^{(a)}(\rho_i), \\ y_k^{(b)}(\rho_i) &= G_0(\rho_i) (\tilde{y} - y_k^{(a)}(\rho_i)), \\ u_k^{(b)}(\rho_i) &= S(\rho_i) G_c(\rho_i) (\tilde{y} - y_k^{(a)}(\rho_i)). \end{aligned} \quad (2.30)$$

Pe baza semnalelor obținute în urma celor două experimente se pot realiza estimările gradientilor semnalelor de ieșire și control (Hjalmarsson, 1998):

$$\begin{aligned} \text{est} \left[\frac{\partial y_k}{\partial \rho}(\rho_i) \right] &= \frac{1}{G_c(\rho_i)} \frac{\partial G_c}{\partial \rho}(\rho_i) y_k^{(b)}(\rho_i), \\ \text{est} \left[\frac{\partial u_k}{\partial \rho}(\rho_i) \right] &= \frac{1}{G_c(\rho_i)} \frac{\partial G_c}{\partial \rho}(\rho_i) u_k^{(b)}(\rho_i). \end{aligned} \quad (2.31)$$

Pe baza estimărilor din ecuațiile (2.25) și (2.26), în mod iterativ se calculează parametrii de acord ai regulatorului din relația (2.21).

Următorul algoritm prezintă pașii utilizați în abordarea IFT:

1. La prima iterație, parametrii de acord ai regulatorului se aleg astfel încât sistemul să ofere un răspuns stabil în buclă închisă;
2. La fiecare iterație i , două experimente de lungime N au loc:
 - (a) Referința \tilde{y} este aplicată sistemului de control, iar semnalele de ieșire și control $\left\{ u_k^{(a)}(\rho_i), y_k^{(a)}(\rho_i) \right\}_{k=1, \overline{N}}$ sunt achiziționate;
 - (b) Referința $\tilde{y} - y_k^{(a)}(\rho_i)$ este aplicată sistemului de control, iar semnalele de ieșire și control $\left\{ u_k^{(b)}(\rho_i), y_k^{(b)}(\rho_i) \right\}_{k=1, \overline{N}}$ sunt achiziționate;
3. Estimarea gradientilor $u_k(\rho_i)$ și $y_k(\rho_i)$ este realizată pe baza ecuației (2.61);
4. Utilizând estimarea de la punctul 3, gradientul funcției de cost $\frac{\widehat{\partial J}}{\partial \rho}(\rho_i)$ este estimat, cu ajutorul relației (2.25), iar matricea \hat{R}_i este estimată folosind (2.26);
5. Pe baza estimărilor din ecuațiile (2.27) și (2.28), un nou vector de parametri ρ_{i+1} este calculat, folosind relația (2.29)
6. Pașii 2-5 se repetă, până la obținerea vectorului de parametri optimal ρ^* , ce oferă cele mai bune performanțe.

2.3.2 Proiectarea legilor MFC cu algoritmul IFT

Pentru acordarea reguletoarelor iPID cu abordarea IFT, funcțiile de transfer discrete determinate anterior pentru $\nu=1$ (G_{iP_1} și G_{iPI_1}), respectiv $\nu=2$ (G_{iPD_2} și G_{iPID_2}) vor fi considerate ca:

$$G_{iP_1}(z^{-1}) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}}, \quad (2.32)$$

$$G_{iPI_1}(z^{-1}) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 - 2z^{-1} + z^{-2}}, \quad (2.33)$$

$$G_{iPD_2}(z^{-1}) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}}, \quad (2.34)$$

$$G_{iPID_2}(z^{-1}) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2} + q_3 z^{-3}}{1 - 2z^{-1} + z^{-2}}. \quad (2.35)$$

Tabelul 2.3
Parametrii de acord ai reguletoarelor iPID

	K_p	K_i	K_d	α
iP₁	$-\frac{q_0 + q_1}{q_1 T_s}$			$-\frac{1}{q_1 T_s}$
iPI₁	$\frac{q_0 - q_2}{q_2 T_s}$	$-\frac{q_0 + q_1 + q_2}{q_2 T_s^2}$		$\frac{1}{T_s q_2}$
iPD₂	$\frac{q_0 + q_1 + q_2}{q_2 T_s^2}$		$-\frac{q_1 + 2q_2}{q_2 T_s}$	$\frac{1}{q_2 T_s^2}$
iPID₂	$\frac{q_2 - q_0 + q_3}{q_3 T_s^2}$	$-\frac{q_0 + q_1 + q_2}{q_3 T_s^3}$	$-\frac{q_2 + 2q_3}{q_3 T_s}$	$-\frac{1}{q_3 T_s^2}$

Exemplul 2.3: Acordarea reguletoarelor iP₁ și iPD₂ cu metoda IFT pentru controlul în timp real al unghiului de tangaj pentru un dispozitiv de tip Aero 2

Pentru testarea și validarea algoritmului IFT aplicabil reguletoarelor iPID s-a utilizat o aplicație de tip real pentru controlul unghiului de tangaj al unui sistem aerospațial cu două motoare, ce oferă posibilitatea controlului unghiurilor tangaj și rotație. Pentru bucla externă au fost proiectate reguletoare de tip iP₁ și iPD₂ pentru a valida răspunsul oferit de algoritmul IFT aplicat metodei MFC. Rezultatele celor două scenarii în care au fost testați algoritmi sunt prezentate în Figura 2.6 și Figura 2.7.

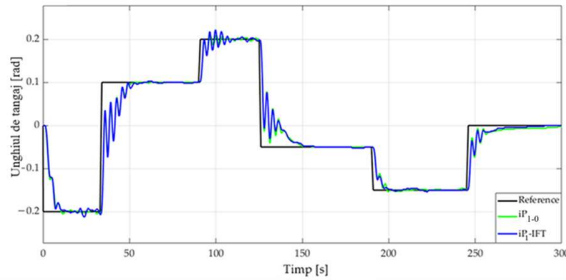


Fig. 2.6 – Comparația dintre iP₁₋₀ și iP₁-IFT pentru variația unghiului de tangaj

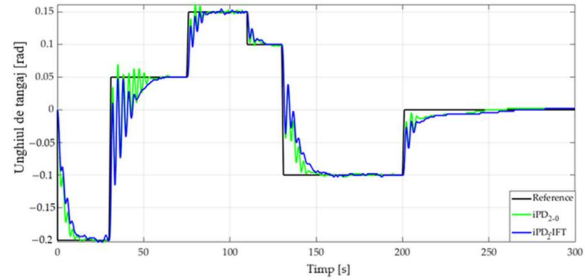


Fig.2.7 – Comparație între variantele iPD₂₋₀ și iPD₂-IFT, pentru variațiile unghiului de tangaj

2.4 Metoda conjugată MFC-SMC

Controlul MFC-SMC reprezintă o abordare hibridă ce îmbină robustețea metodei SMC cu flexibilitatea MFC. Prin abordarea de tip sliding mode, se asigură robustețea în fața perturbațiilor și incertitudinilor, iar astfel, MFC-SMC oferă o soluție eficientă pentru controlul sistemelor complexe sau care nu oferă posibilitatea obținerii unui model matematic al procesului. În literatură au fost abordate două tipuri de legi MFC-SMC, una bazată pe legea iP₁, (Gao, 2020a), (Gao, 2020b), iar cealaltă pe iPD₂ (Precup *et al.*, 2018), (Liu, 2019). Prin astfel de abordări, combinația dintre MFC-SMC conduce la o simplificare a regulatorului MFC.

Varianta conjugată a celor două legi de reglare pleacă de la ecuația:

$$u_t = u_t^{mf} + u_t^{sm} \quad (2.36)$$

în care u_t^{mf} reprezintă legea de control a componentei Model-Free, iar u_t^{sm} legea de control a componentei SMC.

2.4.1 iPD₂ - SMC

Pentru acest, ecuația (2.36) ia următoarea formă:

$$u_t = \frac{\ddot{y}_t - \hat{F}_t + K_p e_t + K_d \dot{e}_t}{\alpha} + u_t^{sm}. \quad (2.37)$$

Utilizând modelul ultralocal (y) și aproximarea lui F din (F^{\wedge}) , se poate nota diferența $F_t - \hat{F}_t = \delta$. Prin introducerea ecuației y , în modelul ultralocal rezultă forma în circuit închis:

$$\ddot{y}_t = F_t + \ddot{y}_t - \hat{F}_t + K_p e_t + K_d \dot{e}_t + \alpha u_t^{sm}. \quad (2.38)$$

Rearanjând termenii și ținând cont de (2.37) se obține ecuația erorii:

$$\ddot{e}_t + K_d \dot{e}_t + K_p e_t + \delta + \alpha u_t^{sm} = 0, \quad (2.39)$$

Se poate realiza un transfer în paradigma de scriere în cea intrare-stare-ieșire prin introducerea stărilor $x_1 = e_t, x_2 = \dot{e}_t$, rezultând modelul intrare-stare-ieșire:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = -K_d x_2 - K_p x_1 - \delta - \alpha u_t^{sm}. \end{cases} \quad (2.40)$$

Modelul intrare-stare-ieșire (2.41) reprezintă modelul MFC exprimat prin comanda u_t^{sm} și își anulează erorile, reprezentate de stările sistemului.

$$\dot{x} = f(x) + g u_t^{sm} + d \delta, \quad (2.41)$$

Ecuația (2.41) reprezintă o rescriere în formă compactă, unde s-au introdus notațiile:

$$f(x) = \begin{bmatrix} x_2 \\ -K_d x_2 - K_p x_1 \end{bmatrix}, \quad g = \begin{bmatrix} 0 \\ -\alpha \end{bmatrix}, \quad d = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix}.$$

Pentru a determina u_t^{sm} se definește o funcție de comutație $s(x_t) = x_1 + B x_2 = c^T x$, realizată pentru a comanda în regim alunecător sistemul, cu $c^T = [1 \quad B]$. În această situație, suprafața de alunecare se obține pentru $s_t = 0$, caz care va conduce la $x_2 = -\frac{1}{B} x_1$. Într-o astfel de abordare se va asigura în permanență că s_t tinde spre 0. O variantă pentru a îndeplini condițiile necesare o reprezintă utilizarea funcției signum, $\dot{s}(x_t) = -\eta \text{sign}(s(x_t)) = h(s(x_t))$, cu $\eta > 0$. Înlocuind în ecuația de stare, rezultă:

$$c^T [f(x) + g u_t^{sm} + d \delta] = h(s(x_t)). \quad (2.42)$$

Astfel se obține o lege de control de tip SMC:

$$u_t^{sm} = [c^T g]^{-1} [-c^T f(x) - c^T d\delta + h(s(x_t))], \quad (2.43)$$

Folosind expresiile detaliate pentru $f(x), g, d$, după substituție, se ajunge la forma:

$$u_t^{sm} = \frac{1}{B\alpha} (\dot{e}_t - BK_d \dot{e}_t - BK_p e_t - B\delta - h(s(x_t))). \quad (2.44)$$

Pe baza ecuației \ddot{y}_t , utilizând (2.44), rezultă legea de control completă:

$$u_t = \frac{\ddot{y}_t - \hat{F}_t + K_p e_t + K_d \dot{e}_t}{\alpha} + \frac{1}{\alpha} \left(\frac{\dot{e}_t}{B} - K_d \dot{e}_t - K_p e_t - \Delta - \frac{h(s_t(x_t))}{B} \right), \quad (2.45)$$

unde $|\delta| \leq \Delta$, estimare superioară a erorii de modelare.

După reducerea termenilor se obține expresia continuă a legii de control iPD₂-SMC:

$$u_{iPD_2-SMCt} = \frac{1}{\alpha} \left(\hat{\dot{y}}_t + \frac{\dot{e}_t}{B} - \hat{F}_t - \Delta - \frac{h(s(x_t))}{B} \right). \quad (2.46)$$

unde $s(x_k) = e_k + B\hat{e}_k$.

Prin aplicarea metodei de discretizare Euler înapoi se poate obține și forma discretă a acestei legi de control:

$$u_{iPD_2-SMCK} = \frac{1}{\alpha} \left(\hat{\dot{y}}_k + \frac{\hat{e}_k}{B} - \hat{F}_k - \Delta - \frac{h(s(x_k))}{B} \right). \quad (2.47)$$

2.4.2 iPI₁ – SMC

Pentru varianta MFC-SMC ce implică utilizarea regulatorului iPI₁ se va proceda într-o modalitate asemănătoare cu abordarea 2.4.1, doar că în această situație, legea de control va avea forma:

$$u_t = \frac{\dot{\hat{y}}_t - \hat{F}_t - K_p e_t - K_i \int_0^t e(\tau) d\tau}{\alpha} + u_t^{sm}. \quad (2.48)$$

Folosind pentru scrierea în paradigma intrare-stare-ieșire stările $x_1 = \int e_t, x_2 = e_t$, în baza celor menționate în paragraful 2.4.1 se obține legea de control iPI₁-SMC ca:

$$u_{iPI_1-SMCK} = \frac{1}{\alpha} \left(\hat{\dot{y}}_k + \frac{e_k}{B} - \hat{F}_k - \Delta - \frac{h(s(x_k))}{B} \right). \quad (2.49)$$

Exemplul 2.4: Setarea parametrilor algoritmului MFC-SMC pentru controlul unghiului și poziției unui pendul inversat

Dispozitivele de tip pendul inversat sunt cunoscute ca fiind sisteme instabile și neliniare, ceea ce face dificil controlul lor. Pentru astfel de sisteme există două obiective de reglare: Unghiul pendulului față de suportul mobil pe care se află și controlul poziției dispozitivului mobil, cu menținerea pendulului în poziție verticală. În cele ce urmează, vor fi abordate ambele probleme de control, cu o legi de reglare de tip MFC. Prima aplicație este una de *swing-up*, care

presupune ridicarea pendulului dintr-o poziție diferită de cea de echilibru și menținerea lui în poziție verticală, de echilibru, în condițiile în care se modifică poziția părții mobile a sistemului. A doua aplicație în care va fi utilizat același pendul inversat, presupune controlul poziției dispozitivului pe care se află pendulul, astfel încât acesta să se mențină în echilibru. Rezultatele simulărilor pentru cele două variante de utilizare sunt prezentate în Figura 2.8 și Figura 2.9.

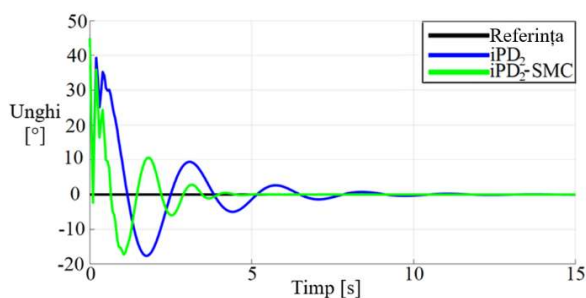


Fig. 2.8 - Variația unghiului pendulului pentru o aplicație de swing-up

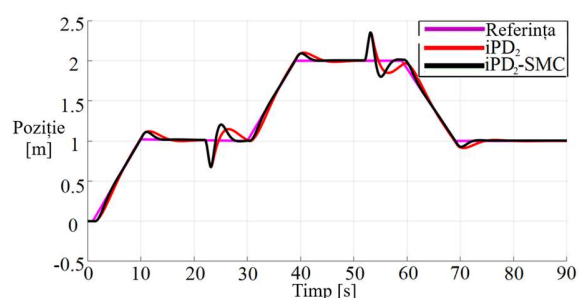


Figura 2.9 - Variația poziției dispozitivului ce transportă pendulul

2.5 Concluzii

În acest capitol a fost prezentată și analizată metoda MFC propusă de Fliess și Join, având ca punct de start varianta continuă a legilor MFC propusă de cei doi autori. Pentru a acoperi zonele lacunare existente, în special referitoare la setarea parametrilor, s-a realizat o rescriere a legilor utilizând calculul operațional, rezultatul fiind utilizat pentru a obține variantele discrete ale reguletoarelor iPID, caz pentru care s-a utilizat transformarea Euler înapoi. Pe baza analizelor realizate referitor la ordinul pe care îl poate avea derivata semnalului de ieșire s-a constatat faptul că o derivată de ordinul întâi nu poate oferi componentă derivativă reguletoarelor iPID, în timp ce pentru derivata de ordinul al doilea există două legi, iP_2 și iPI_2 ce nu reprezintă forme uzuale pentru astfel de reguletoare.

Utilizând formele discrete s-au putut determina dinamici în circuit închis din modelul ultralocal și legile iPID, cu ajutorul cărora s-au determinat spații ale parametrilor și domenii în care este asigurată stabilitatea rădăcinilor, pe baza testului Jury. În urma acestui rezultat s-au putut proiecta legi de reglare iPID, folosind principiile PID clasic și relațiile testului Jury. Cu toate acestea, parametrii obținuți prin această manieră pot oferi răspunsuri stabile ale sistemului de reglare, dar nu și cele mai bune performanțe, fiind necesare ajustări, precum în cazul clasic PID. Însă, o nouă abordare, MFC-IFT, ce folosește algoritmul iterativ pentru ajustarea în mod analitic a parametrilor poate rezolva această situație, fiind ajustat inclusiv parametrul α . Necesitatea de a folosi forme fixate ale legilor MFC a condus la obținerea unor funcții de transfer discrete pentru reguletoarele iPID. Metoda nou creată, MFC-IFT, a fost validată experimental cu iP_1 și iPD_2 , pentru controlul mai multor părți fixate complexe.

Pentru reguletoarele iPI_1 și iPD_2 a fost propusă o abordare împreună cu legea SMC, ce se folosește de principiile orizontului alunecător, utilizând modelul ultralocal al MFC și controlul SMC. În noile structuri de reglare rezultate un avantaj principal este reprezentat de reducerea factorilor de proporționalitate ai legilor iPID, fiind menținuți doar parametrii SMC și α . Legile obținute au fost testate și validate în simulare, utilizând părți fixate complexe, specifice domeniului DDC, în care astfel de abordări se pretează.

3. Model Free Adaptive Control (MFAC)

3.1 Introducere

În acest capitol vor fi prezentate metodele de liniarizare dinamică în forma compactă (CFDL) și parțială (PFDL), introduse de Hou și Jin pentru controlul sistemelor prin metoda MFAC. În cadrul capitolului se vor prezenta aspectele teoretice privind forma celor două moduri de liniarizare dinamică a procesului, legile de reglare aferente și modul în care se pot calcula și estima derivatele pseudoparțiale (PPD) și pseudogradientul (PG).

3.2 Structuri de control MFAC

3.2.1 Forma Compactă Liniarizată Dinamic (CFDL)

Pentru abordarea CFDL (Hou și Jin, 2013) obținem liniarizarea unui sistem neliniar cu:

$$y_{k+1} = y_k + \phi_k \Delta u_k \quad (3.1)$$

unde y_{k+1} reprezintă predicția pe un pas a ieșirii sistemului, iar $\phi_k \in \mathbb{R}$ este derivata pseudo-parțială (PPD), care este mărginită.

Algoritm de control se obține prin minimizarea unei funcții de cost :

$$J(u_k) = |\tilde{y}_{k+1} - y_{k+1}|^2 + \lambda |u_k - u_{k-1}|^2, \quad (3.2)$$

unde $\lambda > 0$ este un factor de ponderare introdus pentru a constrânge rata de schimbare a mărimii de control, iar \tilde{y} este semnalul de referință.

Prin substituția modelului CFDL (3.1) în funcția de cost (3.2) și făcând $\partial J(u_k) / \partial u_k = 0$ va rezulta legea de control:

$$u_k = u_{k-1} + \frac{\rho \phi_k}{\lambda + |\phi_k|^2} (\tilde{y}_{k+1} - y_k) \quad (3.3)$$

unde $\rho \in (0; 1]$ reprezintă un factor introdus pentru a crește generalitatea algoritmului.

Legea MFAC-CFDL din (3.3) este una bazată doar pe semnalele de intrare și ieșire din proces, doar derivata pseudoparțială fiind necesară spre a fi estimată:

$$J(\hat{\phi}_k) = |y_k - y_{k-1} - \hat{\phi}_k \Delta u_{k-1}|^2 + \mu |\hat{\phi}_k - \hat{\phi}_{k-1}|^2, \quad (3.4)$$

unde $\mu > 0$ reprezintă un factor de penalizare a ratei de schimbare a estimării PPD, el determinând viteza de învățare a algoritmului de estimare.

Ecuația (3.4) poate fi minimizată, ținând cont de ϕ_k , care va conduce la:

$$\hat{\phi}_k = \hat{\phi}_{k-1} + \frac{\eta \Delta u_{k-1}}{\mu + \Delta u_{k-1}^2} (\Delta y_k - \hat{\phi}_{k-1} \Delta u_{k-1}), \quad (3.5)$$

unde $\eta \in (0; 2]$ reprezintă un factor de pas introdus pentru a face algoritmul mai general și flexibil, în timp ce $\mu > 0$ previne ca valoarea numitorului să devină egală cu zero.

3.2.2 Forma Parțială Liniarizată Dinamic (PFDL)

Pentru abordarea PFDL (Hou și Jin, 2013) obținem liniarizarea

$$\Delta y_{k+1} = \phi_{p,L,k}^T \Delta U_{L,k}, \quad (3.6)$$

unde $\phi_{p,L,k}^T = [\phi_{1,k}, \dots, \phi_{L,k}]^T \in \mathbb{R}^L$ reprezintă PG necunoscut, dar mărginit, în timp ce $\Delta U_{L,k} = [\Delta u_k, \dots, \Delta u_{k-L+1}]^T$, iar L reprezintă lungimea constantei de liniarizare (LLC).

În acest caz, funcția de cost a mărimii de control va fi:

$$J(u_k) = |\tilde{y}_{k+1} - y_{k+1}|^2 + \lambda |u_k - u_{k-1}|^2, \quad (3.7)$$

unde $\lambda > 0$.

Înlocuind modelul PFDL (3.6) în funcția de cost (3.7), prin minimizarea acesteia pentru valoarea mărimii de control, va rezulta legea de reglare ca fiind:

$$u_k = u_{k-1} + \frac{\rho_1 \phi_{1,k} (\tilde{y}_{k+1} - y_k)}{\lambda + |\phi_{1,k}|^2} - \frac{\phi_{1,k} \sum_{i=2}^L \rho_i \phi_{i,k} \Delta u_{k-i+1}}{\lambda + |\phi_{1,k}|^2}, \quad (3.8)$$

unde $\rho_i \in (0;1], i=1, \dots, L$ reprezintă un factor introdus pentru a crește generalitatea algoritmului.

Estimarea PG se va realiza în mod analog cu cele specificate în (3.5), prin:

$$J(\phi_{p,L,k}) = |y_k - y_{k-1} - \phi_{p,L,k}^T \Delta U_{L,k-1}|^2 + \mu \|\phi_{p,L,k} - \hat{\phi}_{p,L,k-1}\|^2 \quad (3.9)$$

unde $\hat{\phi}_{p,L,k}$ reprezintă estimarea PG $\phi_{p,L,k}$.

Ținând cont de Lemma de inversiune a matricelor, se poate realiza minimizarea (3.9) pentru $\phi_{p,L,k}$, rezultând:

$$\hat{\phi}_{p,L,k} = \hat{\phi}_{p,L,k-1} + \frac{\eta \Delta U_{L,k-1} (y_k - y_{k-1} - \hat{\phi}_{p,L,k-1}^T \Delta U_{L,k-1})}{\mu + \|\Delta U_{L,k-1}\|^2}, \quad (3.10)$$

unde $\eta \in (0;2]$ reprezintă un factor de pas introdus pentru a face algoritmul mai general și flexibil, în timp ce $\mu > 0$ previne ca valoarea numitorului să devină egală cu zero.

3.3. Setarea parametrilor MFAC

3.3.1. Metode de setare euristica

Pornind de la reprezentarea legii de comandă și a estimatorului PPD, conform ecuațiilor (3.6)–(3.8), rezultă că utilizatorul poate folosi un set de factori de ponderare $\lambda > 0, \mu > 0, \rho \in (0;1]$ și $\eta \in (0;2]$ pentru a îmbunătăți performanțele sistemului de control, în funcție de caracteristicile instalației. Factorul de ponderare λ are rolul de a penaliza variațiile comenzii aplicate și, în același timp, de a evita condiția singulară apărută atunci când numitorul din ecuația (3.8) devine zero. Pentru valori mici ale lui λ , sistemul de control este subamortizat, iar pentru valori mari supracreșterea se reduce, conducând la o dinamică mai lentă. Factorul de pas ρ

determină viteza de învățare a algoritmului de estimare online pentru parametrul necunoscut . O valoare mică a lui ρ conduce la un răspuns lent, fără oscilații, în timp ce creșterea valorii sale generează oscilații și chiar poate compromite stabilitatea. Ceilalți factori de ponderare din ecuația (3.6) a estimatorului PPD oferă o flexibilitate mai mare algoritmului de estimare prin intermediul pasului η , iar μ are un rol similar factorului λ . Metoda MFAC-CFDL, fiind o metodă de control bazată pe date, implică o importanță majoră a condițiilor inițiale în stabilirea performanței inițiale, în special în ceea ce privește timpul de așezare. Deoarece valorile estimate $\hat{\phi}_k$ și semnalul de comandă u_k sunt determinate pe baza valorilor din iterațiile anterioare, acestea lipsesc la început și trebuie furnizate ca date inițiale.

Pentru setarea parametrilor legii MFAC-CFDL s-a folosit următorul algoritm euristic:

1. Setarea condițiilor inițiale nule pentru mărimile de comandă u_0 și ieșire y_0
2. Setarea valorii inițiale a PPD $\phi_0 = 1$
3. Analiza comportamentală a sistemului pentru perechi (ρ, λ)
4. Găsirea valorilor pereche (η, μ) , ce oferă cele mai bune performanțe
5. analiza modului în care sistemul se comportă pentru diverse valori inițiale ale PPD, în jurul valorii de 1, pentru care au fost setați ceilalți factori.

Pentru setarea valorilor parametrilor legii MFAC-PFLD se poate folosi următorul algoritm euristic:

1. Setarea condițiilor inițiale nule pentru mărimile de comandă u_0 și ieșire y_0
2. Setarea valorii inițiale a PG $\Phi_0 = [1, \dots, 1]$
3. Analiza comportamentală a sistemului pentru perechi (ρ, λ)
4. Găsirea valorilor pereche (η, μ) , ce oferă cele mai bune performanțe
5. analiza modului în care sistemul se comportă pentru diverse valori inițiale ale PG, în jurul valorii de 1, pentru care au fost setați ceilalți factori.

Exemplul 3.1 : Ilustrarea setării parametrilor legii MFAC-CFDL folosită în controlul nivelului unui sistem cu două rezervoare

Pentru cazul MFAC se ilustrează modul în care valorile inițiale și parametrii utilizați influențează performanțele de regim tranzitoriu ale buclei de reglare. Pentru a realiza o astfel de analiză s-a folosit ca parte fixată un sistem cu două rezervoare a cărui model este de tip Hammerstein având o componență liniară și una neliniară. Pentru sistemul cu două rezervoare s-a analizat modul în care este influențată dinamica acestuia în funcție de modul în care sunt setați parametrii ρ și λ . Au fost selectate cinci astfel de perechi, iar ieșirile sistemelor reglate cu legea MFAC-CFDL în aceste cazuri sunt prezentate în Figura 3.1. În urma analizei acestor perechi s-a constatat că setul cu cele mai bune performanțe este $\rho = 0.01, \lambda = 80$. Parametrii μ și η din ecuația (3.5) influențează evoluția PPD, prin urmare s-a realizat o analiză a lor după ce au fost fixați ρ și λ , plecând de la condiții inițiale nule pentru mărimile de control și ieșire $u_0 = (0, 0)$,

$y_0 = (0, 0)$, cu valoarea inițială a PPD $\hat{\phi}_1 = 1$. În aceste condiții au fost analizate trei perechi (μ, η) pentru care variația PPD este prezentată în Figura 3.2.

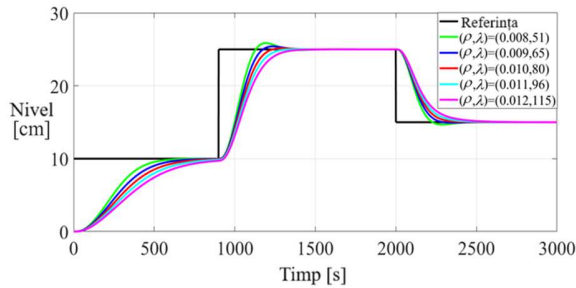


Fig. 3.2 - Ieșirile sistemelor reglate cu MFAC-CFDL pentru diverse perechi (ρ, λ)

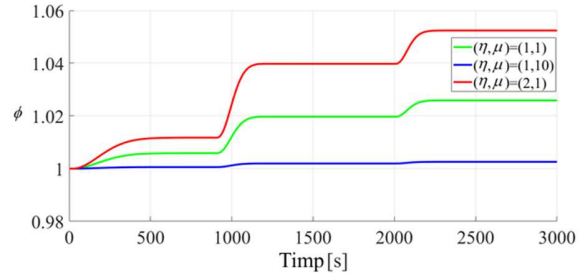


Fig. 3.3 - Variația PPD pentru diverse perechi (η, μ)

Ulterior s-a trecut la analiza modului în care variază ieșirea sistemului, în funcție de valoarea inițială a lui $\hat{\phi}_1$, iar rezultatele sunt prezentate în Figura 3.3.

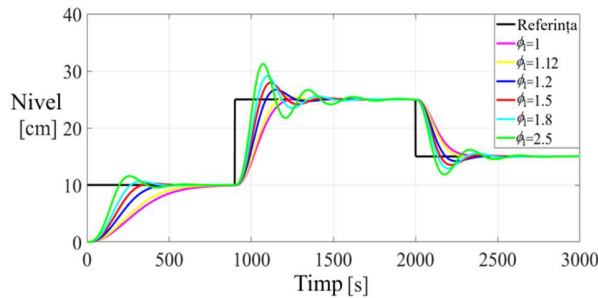


Fig. 3.3 - Variația PPD pentru diverse valori ale $\hat{\phi}_1$

Valorile ce parametrilor ce au oferit cele mai bune performanțe au fost ulterior comparate cu un regulator PI neliniar, așa cum se poate observa în Figura 3.4. Ulterior, a fost variat un factor al modelului Hammerstein, iar rezultatul reglării a fost cel din Figura 3.5.

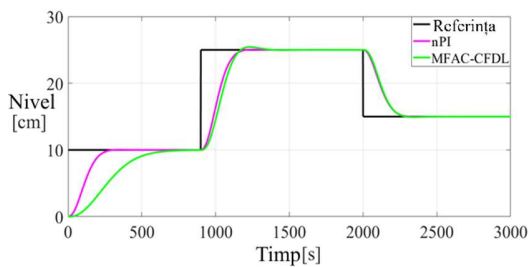


Fig. 3.4 - Compararea dintre structura de control cu regulator PI neliniar și structura de control MFAC-CFDL

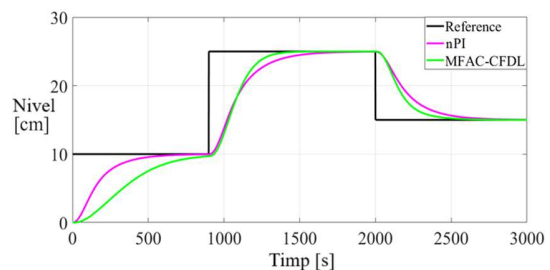


Fig. 3.5 - Analiza comparativă a robusteții structurilor de control PI neliniar și MFAC-CFDL

3.3.2. Algoritmi pentru determinarea valorilor inițiale ale PPD/PG

În baza concluziilor din subsecțiunea anterioară s-au definit doi algoritmi iterativi, prin intermediu cărora se obține o valoare optimă pentru inițializarea PPD/PG.

3.3.2.1 Algoritmul pentru setarea valorilor inițiale ale PPD

Algoritmul descris în limbaj pseudocod are forma:

Tehnici avansate de control de tip Model Free

Găsește setul de parametri al legii MFAC-CFDL pentru care sistemul este stabil
Inițializează $flag = 1$, $i = 1$, $\Phi = 0$, $aEs_v = 0$, $last_aEs = 99999$

Cât timp ($flag == 1$)

- a. Rulează experimentul și achiziționează valorile e_k și $\hat{\phi}_k$
- b. Incrementează i
- c. Calculează aEs , $al\hat{\phi}_k$
- d. Calculează $new_hat{\phi}_1 = \left| \hat{\phi}_1 + al\hat{\phi}_k / step \right|$
- e. Dacă $aEs < last_aEs * var$ și $new_hat{\phi}_1 > 0$ **atunci**
 - i. $\hat{\phi}_1 = new_hat{\phi}_1$,
 - ii. $\Phi_k = new_hat{\phi}_1$,
 - iii. $aEs_v_k = Es$,
 - iv. $last_aEs = Es$,
 - v. $maEs_v = \min(aEs_v)$,
 - vi. **Dacă** $i > 3$ și $(aEs_v_k > 0$ și $aEs_v_{k-1} > 0$ și $aEs_v_{k-2} > 0)$
sau
 $(aEs_v_k == maEs_v$ și $aEs_v_{k-1} == maEs_v$ și $aEs_v_{k-2} == maEs_v)$ **atunci**
 1. $flag = 0$,
 2. **Ieși.**
 - vii. **Sfârșit dacă**
- f. **Altfel**
 - i. $flag = 0$,
 - ii. **Ieși.**
- g. **Sfârșit dacă**

Pentru fiecare $p \in [1, i)$ **execută**

- a. **Dacă** $aEs_v_p == \min(aEs_v)$ **atunci**
 - i. $H = p$.
- b. **Sfârșit dacă**

Sfârșit pentru

$$\hat{\phi}_1^* = \Phi_{H-1}$$

3.3.2.2. Algoritm pentru setarea valorilor inițiale ale PG

Descrierea de tip pseudocod a algoritmului are forma:

Găsește setul de parametri al legii MFAC-PFDL pentru care sistemul este stabil
Inițializează $flag = 1$, $i = 1$, $\Phi_1_v = 0$, $Es_v = 0$, $last_aEs = 99999$

Pentru fiecare $n \in [1, L]$ **execută**

- a. **Cât timp** ($flag == 1$)
 - i. Rulează experimentul și achiziționează valorile e_k și $\hat{\phi}_{n,k}$

- ii. Incrementează i
 - iii. Calculează $aEs_{k,n}, al\phi_{k,n}$,
 - iv. Calculează $new_ \phi_{1,n} = |\phi_{1,n} + al\phi_k / step|$.
 - v. $aEs_{n,k} aEs_{k,n} < last_ aEs_{k,n} * var$ și $new_ \phi_{1,n} > 0$ atunci
 1. $\phi_{1,n} = new_ \phi_{1,n}$,
 2. $\Phi_{k,n} = new_ \phi_{1,n}$,
 3. $aEs_ v_{k,n} = Es_n$,
 4. $last_ aEs_{k,n} = Es_n$,
 5. $maEs_ v_n = \min(aEs_ v_n)$
 6. Dacă $i > 3$ și $(aEs_ v_{k,n} > 0$ și $aEs_ v_{k-1,n} > 0$ și $aEs_ v_{k-2,n} > 0)$ sau $(aEs_ v_{k,n} == maEs_ v_n$ și $aEs_ v_{k-1,n} == maEs_ v_n$ și $aEs_ v_{k-2,n} == maEs_ v_n)$ atunci
 - a. $flag = 0$,
 - b. ieși.
 7. Sfârșit dacă
 - vi. Altfel
 1. $flag = 0$,
 2. ieși.
 - vii. Sfârșit dacă
- b. Pentru fiecare $p \in [1, i]$ execută
- i. Dacă $aEs_ v_{k,n} == \min(aEs_ v_n)$ atunci
 1. $H = p$;
 - ii. Sfârșit dacă
- c. Sfârșit pentru
- d. $\Phi_{L1}^* = \Phi_{n,H-1}$.end for
- Sfârșit pentru**

Algoritmii pentru setarea valorilor inițiale ale PPD și PG sunt în continuare testați pentru trei sisteme neliniare complexe:

- Motor BLDC
- Sistem neliniar de fază neminimă
- Sistem neliniar cu parametru variabil în timp

Exemplul 3.2 Controlul unui motor BLDC

Pentru validarea Algoritmilor 1 și 2 s-a utilizat modelul motorului BLDC prezentat în Anexa tezei. Pe baza legii de reglare MFAC-CFDL s-au obținut ieșirile din Figura 3.6 , în timp ce pentru MFAC-PFDL se obțin răspunsurile sistemului din Figura 3.7.

Tehnici avansate de control de tip Model Free

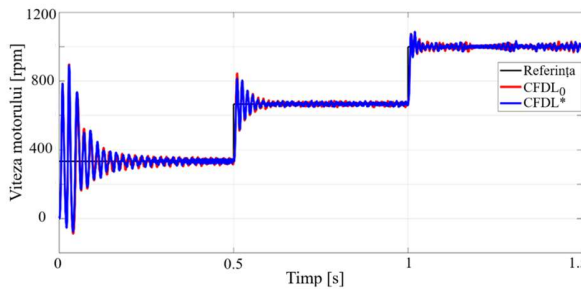


Fig. 3.7 - Viteza motorului BLDC pentru algoritmul de optimizare a legii MFAC-CFDL

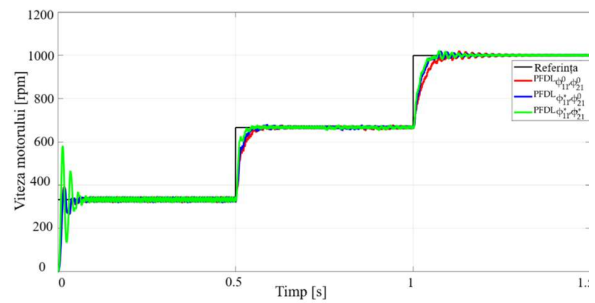


Fig. 3.7 - Viteza motorului BLDC pentru algoritmul de optimizare a legii MFAC-PFDL

Exemplul 3.4: Controlul unui sistem neliniar de fază neminiată

Sistemul neliniar de fază neminiată descris în Anexa tezei a fost utilizat pentru validarea Algoritmilor 1 și 2. Rezultatele sunt prezentate în Figurile 3.8 și 3.9.

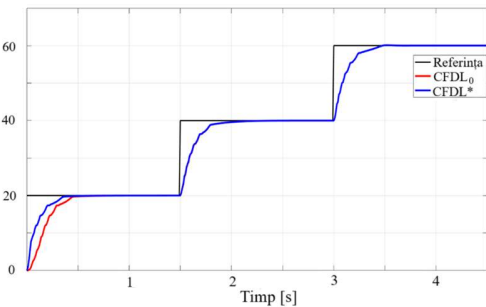


Fig. 3.8 - Ieșirile sistemului de fază neminiată pentru algoritmul de optimizare CFDL

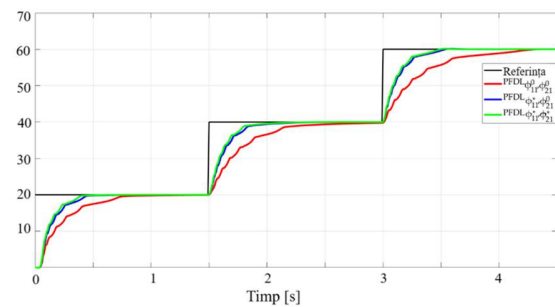


Fig. 3.9 - Ieșirile sistemului de fază neminiată pentru algoritmul de optimizare PFDL

Exemplul 3.5 Controlul unui sistem neliniar cu parametru variabil

Algoritmii 1 și 2 au fost testați și validați pentru un sistem neliniar cu parametru variabil în timp descris în Anexa 3.4. Ieșirile sistemelor pot fi observate în Figura 3.10 și 3.11.

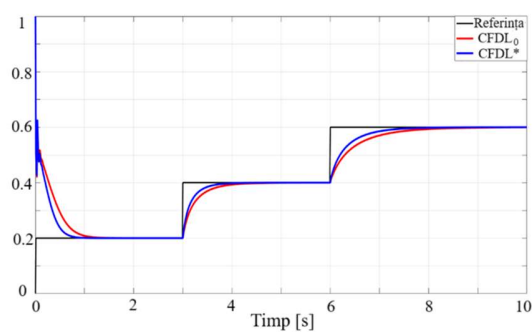


Fig. 3.10 - Ieșirile sistemului neliniar cu parametru variabil în timp pentru algoritmul de optimizare CFDL

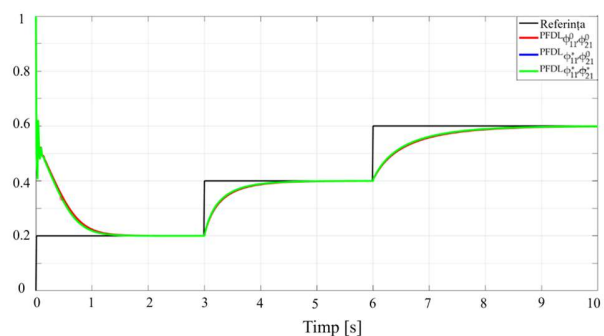


Fig. 3.11 - Ieșirile sistemului neliniar cu parametru variabil în timp pentru algoritmul de optimizare PFDL

3.4 Metoda conjugată CFDL-SMC

Varianta conjugată a celor două legi de reglare, în abordarea discretă, pleacă de la ecuația:

Tehnici avansate de control de tip Model Free

$$u_k = u_k^{mfac} + u_k^{sm}, \quad (3.11)$$

în care u_k^{mfac} reprezintă legea de control discretă a MFAC-CFDL, iar u_k^{sm} a componentei SMC.

Folosind relațiile (3.2) și (3.11) va rezulta:

$$\Delta u_k = \Delta u_k^{mfac} + \Delta u_k^{sm}, \quad (3.12)$$

iar pe baza modelului CFDL și a legii MFAC-CFDL-SMC se poate obține dinamica în circuit închis a sistemului ce este dată de:

$$y_{k+1} = y_k + \phi_k \Delta u_k = y_k + \phi_k (\Delta u_k^{mfac} + \Delta u_k^{sm}), \quad (3.13)$$

care poate fi detaliată ca:

$$y_{k+1} = y_k + \phi_k \left[\frac{\rho \phi_k}{\lambda + |\phi_k|^2} (\tilde{y}_{k+1} - y_k) + \Delta u_k^{sm} \right]. \quad (3.14)$$

Folosind considerentele enunțate în Secțiunea 2.4 a acestei lucrări, se definește o funcție de comutație, realizată pentru a comanda în regim alunecător sistemul de forma $s_t = e_t = \tilde{y}_t - y_t$. Iar suprafața de alunecare se obține pentru $s_t = 0$. Caz pentru care $\dot{s}_t = -q s_t - K \operatorname{sgn} s_t$, unde $q > 0$ asigură convergența exponențială a lui spre 0, iar $K > 0$ asigură robustețea împotriva perturbațiilor.

Pe baza diferenței dintre s_{k+1} și $s_k = e_k$ se obține:

$$-q T_s s_k - K T_s \operatorname{sgn} s_k = -\phi_k \left[\frac{\rho \phi_k}{\lambda + |\phi_k|^2} (\tilde{y}_{k+1} - y_k) + \Delta u_k^{sm} \right], \quad (3.15)$$

De unde va rezulta legea u_k^{sm} ca:

$$u_k^{sm} = u_{k-1}^{sm} - \frac{\rho \phi_k}{\lambda + |\phi_k|^2} (\tilde{y}_{k+1} - y_k) + \frac{q T_s}{\phi_k} s_k + \frac{K T_s}{\phi_k} \operatorname{sgn} s_k. \quad (3.16)$$

Pe baza legii u_k^{sm} obținute și a formei u_k^{mfac} din (3.3) va rezulta:

$$u_k = u_{k-1} + \frac{q T_s}{\phi_k} e_k + \frac{q T_s}{\phi_k} e_k \operatorname{sgn} e_k. \quad (3.17)$$

Exemplul 3.6: CFDL vs CFDL-SMC pentru controlul unghiului de tangaj pentru un dispozitiv aerospațial

Sistemul aerospațial din Anexa tezei a fost utilizat pentru a valida algoritmul MFAC-SMC într-o comparație cu varianta CFDL standard. Ieșirile sistemului pentru cele două scenarii de simulare propuse pot fi observate în Figura 3.12 și 3.13.

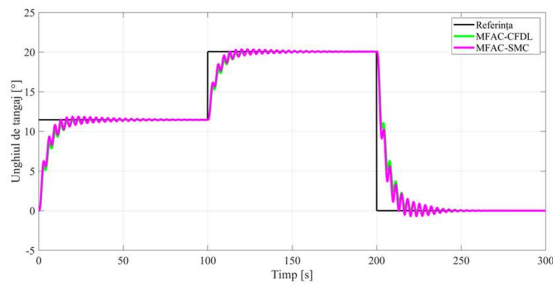


Fig. 3.12 - Ieșirile sistemului ce utilizează CFDL și CFDL-SMC pentru primul scenariu

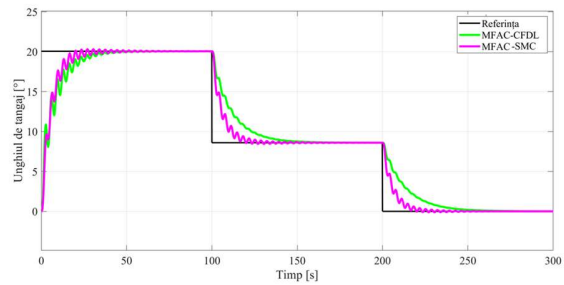


Fig. 3.13 - Ieșirile sistemului ce utilizează CFDL și CFDL-SMC pentru al doilea scenariu de simulare

3.5 Concluzii

În acest capitol a fost prezentată și analizată metoda Model Free Adaptive Control, elaborată de Hou și Jin, în variantele de liniarizare dinamică compactă și parțială. În cadrul capitolului s-a încercat acoperirea zonelor lacunare identificate, mai puține decât în cazul MFC. Au fost prezentate și analizate metodele prin intermediul cărora se pot varia și seta parametrii de acord. În cadrul acestei analize s-a constatat că valorile anterioare, prin care se inițializează PPD, au o influență crescută asupra dinamicii sistemului și a modului în care acesta evoluează în timp. Această observație a stat la baza dezvoltării a doi algoritmi, pentru variantele compactă și parțială de liniarizare dinamică, prin intermediul cărora se pot seta, de o manieră obiectivă, iterativă, valorile inițiale ale PPD și PG. Cei doi algoritmi au fost testați și validați pentru trei sisteme neliniare: un motor BLDC, un sistem neliniar de fază neminimă și un sistem neliniar cu parametru variabil în timp. Pentru toate cele trei sistemele propuse au fost constatate îmbunătățiri semnificative ale performanțelor de regim tranzitoriu, atât pentru CFDL cât și pentru PFDL. Analiza obiectivă bazată pe criteriul de performanță propus a relevat același lucru, fapt ce confirmă utilitatea unor astfel de algoritmi.

Pe lângă abordarea clasică CFDL, a fost elaborată și o nouă variantă MFAC-SMC, diferită de versiunile ce există deja în literatură. Această variantă se folosește de ecuația sistemului în circuit închis și de principiile modului de control alunecător pentru a controla sistemul. Astfel, sistemul este modelat prin intermediul CFDL, iar controlul este oferit prin intermediul componentelor ce țin de SMC, situație care aduce un plus de adaptabilitate și robustețe controlului. Algoritmul MFAC-SMC a fost testat și validat în simulare, pentru un sistem aerospațial, oferind răspunsuri superioare variantei standard CFDL.

Capitolul 4- Comparații între legile MFC și MFAC – studii de caz

4.1 Introducere

În acest capitol se vor analiza comparativ trei metode de control pentru un sistem termic, descris în Anexa tezei, ce folosesc abordarea ce nu se bazează pe gradient, în variantele clasică, SMC și IFT. Pe lângă acestea vor fi comparate cele două tipuri de metode Model Free utilizând patru tipuri de sisteme neliniare: Sistemul aerospațial Aero 2, motorul BLDC cu elemente neliniare în bucla de control, sistemul neliniar cu fază neminimă și sistemul neliniar cu parametri variați în timp, toate fiind descrise pe larg în Anexa tezei.

4.2 Analiza comparativă a algoritmilor Model Free ce nu se bazează pe gradient: Controlul temperaturii unei incinte folosind iP_1 , iP_1 -SMC, iP_1 -IFT

Legile de reglare ce folosesc o componentă dublu integratoare sunt o categorie specială, nefiind foarte răspândite, dată fiind aplicabilitatea destul de redusă, ținând cont că de cele mai multe ori un regulator cu o singură componentă integrală asigură eroare staționară nulă. Pentru a ilustra utilitatea unei legi iP_1 , se propune o aplicație de control a temperaturii unui sistem cu două incinte în două scenarii de simulare:

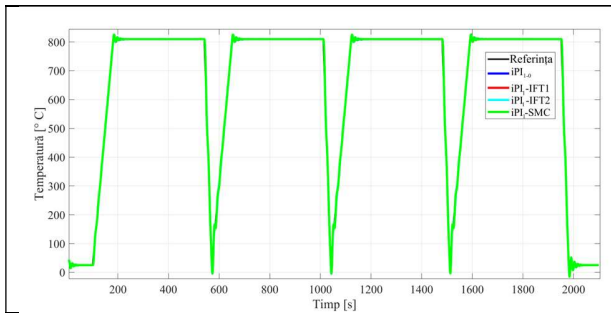


Fig. 4.1 - Ieșirile sistemului pentru scenariul de călire ciclică

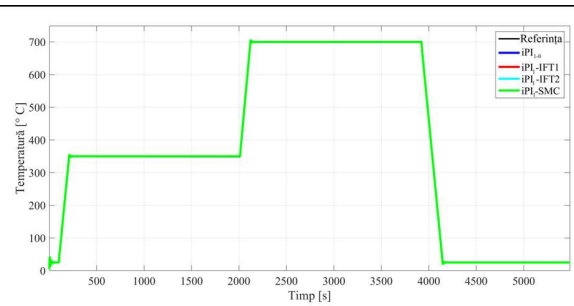


Fig. 4.2 - Ieșirile sistemului pentru scenariul de stabilizare – carbonizare

4.3 Comparații între legile de control model free bazate pe gradient și cele ce nu se bazează pe gradient

4.3.1 iP_1 -IFT vs MFAC-CFDL pentru controlul unghiului de tangaj al unui dispozitiv aerospațial Aero 2

Prima comparație dintre cele două metode autointitulate Model-Free s-a realizat utilizând o aplicație de timp real pentru sistemul aerospațial Aero 2. Ieșirile sistemelor de control în cele două scenarii de simulare propuse pot fi observate în Figura 4.3 și Figura 4.4.

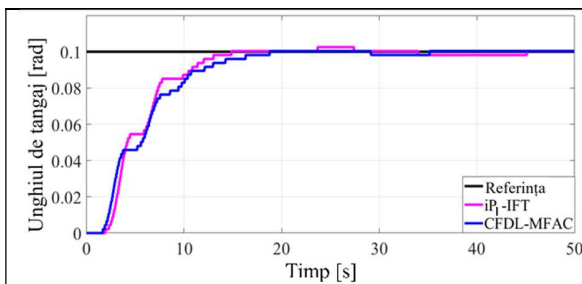


Fig. 4.3 - Comparație între iP_1 -IFT și MFAC-CFDL pentru primul scenariu de simulare

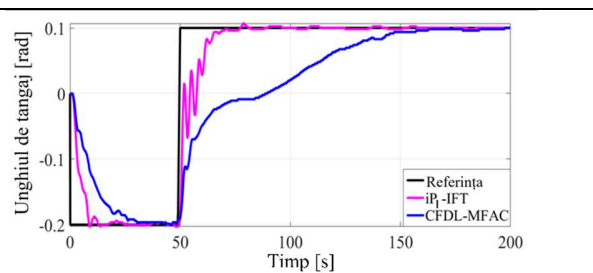


Fig. 4.3 - Comparație între iP_1 -IFT și MFAC-CFDL pentru al doilea scenariu de simulare

4.3.2 Controlul unui motor BLDC prin metodele model free: MFAC-CFDL/PFDL vs iP_1 și iPD_2

Motorul BLDC prezentat în Anexa tezei și utilizat pentru obținerea celor mai bune valori ale PPD și PG pentru legile MFAC cu liniarizare dinamică în forma compactă și parțială reprezintă o parte fixată ce se pretează unei comparații între strategiile independente de model propuse.

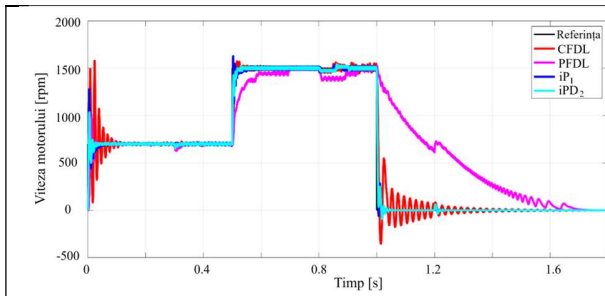


Fig. 4.4 - Comparație între viteza motoarelor BLDC controlate cu CFDL, PFDL, iP_1 , iPD_2

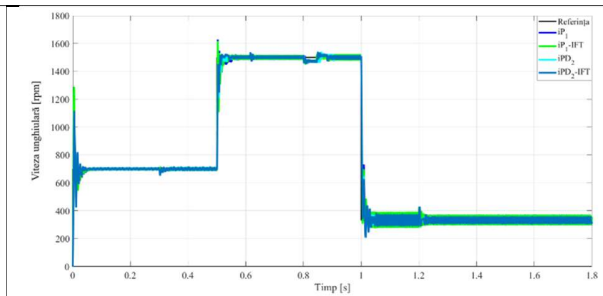


Fig. 4.5 - Comparație între viteza motoarelor BLDC controlate cu iP_1 , iPD_2 , iP_1 -IFT, iPD_2 -IFT

4.3.3 Controlul unui sistem neliniar de fază neminimă: MFAC-CFDL/PFDL vs iP_1 și iPD_2

Sistemul neliniar de fază neminimă utilizat în Exemplul 3.4 este a doua din șirul comparațiilor dintre variantele CFDL, PFDL ale MFAC și iP_1 , iPD_2 ale MFC. În cadrul acestui studiu de caz au fost utilizați cei mai buni parametri obținuți în cadrul Exemplelor 3.4 pentru CFDL și PFDL. Pentru legile iP_1 și iPD_2 au fost folosite variantele obținute cu metoda din 2.2.4, dar și variantele acordate cu IFT. În Figura 4.6 și 4.7 pot fi observate rezultatele comparațiilor:

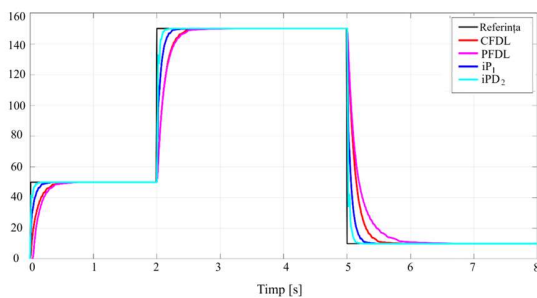


Fig. 4.6 - Comparație între ieșirile sistemului neliniar de fază neminimă controlat cu CFDL, PFDL, iP_1 , iPD_2

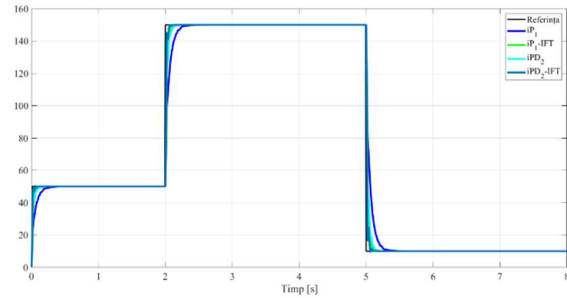


Fig. 4.7 - Comparație între ieșirile sistemului neliniar de fază neminimă controlat cu iP_1 , iP_1 -IFT, iPD_2 , iPD_2 -IFT

4.3.4 Controlul unui sistem neliniar cu parametru variabil: MFAC-CFDL/PFDL vs iP_1 și iPD_2

Sistemul neliniar cu parametru variabil în timp utilizat în Exemplul 3.5 pentru îmbunătățirea legilor MFAC cu ajutorul Algoritmilor 1 și 2. Și în cazul acestui studiu au fost utilizate variantele CFDL și PFDL obținute cu Algoritmii 1 și 2, din Exemplul 3.5, dar și legi iP_1 și iPD_2 obținute conform paragrafului 2.2.4 și variantele acordate cu IFT. Rezultatele sunt prezentate în Figura 4.8 și 4.9.

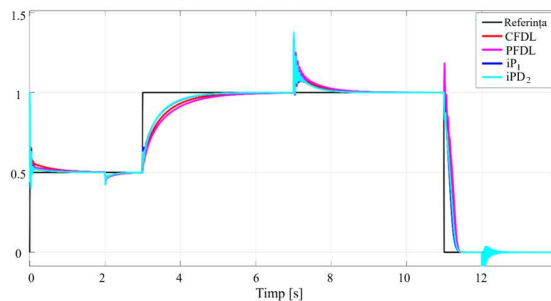


Fig. 4.9 - Comparație între ieșirile sistemului neliniar cu parametru variabil în timp controlat cu CFDL, PFDL, iP_1 , iPD_2

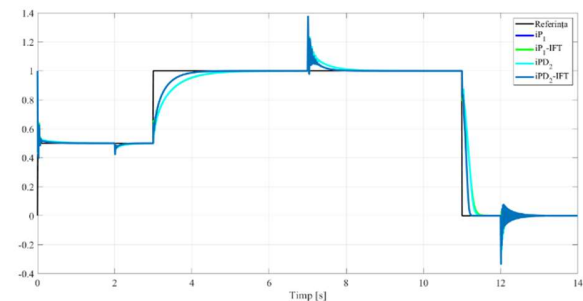


Fig. 4.10 - Comparație între ieșirile sistemului neliniar cu parametru variabil în timp controlat cu iP_1 , iP_1 -IFT, iPD_2 , iPD_2 -IFT

4.4 Concluzii

În cadrul acestui capitol au fost prezentate toate variantele de legi Model Free descrise pe parcursul lucrării, realizând comparații între variantele de bază a celor doi algoritmi de reglare ce se descriu ca fiind independenți de model, dar incluzând și diverse variante hibride ce folosesc legi conjugate sau algoritmi iterativi pentru îmbunătățirea reglării. În primul studiu de caz au fost analizate legile iPI_1 aplicate unui sistem de tratament termic. Aceasta este una dintre aplicațiile de profil ce necesită o reglare bazată pe un regulator cu o dublă componentă integrală. Rezultatele reglării în cele două scenarii propuse în acest studiu de caz au fost analizate prin prisma performanțelor specifice sistemelor de reglare cu tratament termic, dar și prin IAE și ISE. Rezultatele au arătat că între varianta de bază iPI_1 , cele două variante iPI_1 -IFT și iPI_1 -SMC diferențele sunt minimale, dar cele mai bune performanțe s-au obținut cu varianta conjugată iPI_1 -SMC.

În ceea ce privește studiile de caz ce au folosit legile MFC și MFAC se poate concluziona că algoritmi ce nu se bazează pe gradient oferă rezultate mai bune, atât din punct de vedere al performanțelor de regim tranzitoriu, cât și în ceea ce privește analiza bazată pe criterii obiective. Mai mult decât atât, perturbațiile sunt rejectate mai rapid, fără a crea un impact major asupra urmării referinței în cele mai bune condiții. Dacă restrângem analiza doar la cele două metode MFAC, în mod paradoxal cu exemplele prezentate în Capitolul 3, legea PFDL oferă răspunsuri cu performanțe mai slabe decât varianta compactă, atât din punctul de vedere al performanțelor de regim tranzitoriu, cât și prin analiza erorilor de reglare apărute pentru cele trei procese analizate. Chiar dacă în cazul sistemului neliniar cu parametru variabil în timp cele două variante de liniarizare dinamică au oferit un răspuns asemănător, în celelalte două cazuri analizate răspunsurile au fost mult mai lente în cazul PFDL, în special la variațiile mărimii de referință de amplitudine mai mare. De partea cealaltă, analizând comportamentul iP_1 față de cel al iPD_2 se poate observa un ascendent al legii ce conține componenta derivativă, în fiecare dintre cazuri aceasta oferind răspunsuri mai rapide și performanțe mai bune, dar diferențele nu au fost foarte mari. Dacă se ia în considerare faptul că pot fi amplificate anumite zgomote sau comportamente oscilatorii, dar și necesitatea de a mai adăuga un parametru de acord, s-ar putea concluziona că iP_1 oferă performanțe asemănătoare, dar cu o lege de reglare mai simplă.

În urma analizei realizată pe cele patru studii ce compară legile MFC cu MFAC se poate observa că liniarizarea dinamică, atât în varianta compactă cât și în cea parțială, oferă niște răspunsuri ale sistemelor controlate mai lente față de legile MFC. Cele din urmă, în baza modelului ultralocal realizează o modelare internă mult mai fidelă și adaptabilă sistemului controlat, reușind să rejecteze perturbațiile ușor, dar și să elaboreze valori ale mărimii de comandă care să atingă ușor referința, indiferent de valorile cu care aceasta variază. Un alt element ce se observă ca factor comun între variantele MFAC prezentate este reprezentat de o posibilă degradare sau o modalitate de calcul eronată a PPD și PG. Cu cât durata de simulare este mai mare, valorile referinței se modifică, iar sistemul se adaptează la noile condiții, în toate situațiile analizate se observă că timpul de răspuns este unul care crește, de la o variație la alta a referinței, ceea ce nu se întâmplă în cazul MFC. Acest tip de lege răspunde cu performanțe similare, indiferent de situație și sistem. Rezultatele prezentate în studiul 4.1 privind timpul de răspuns pentru cel de-al doilea scenariu subliniază acest aspect, într-o aplicație de timp real ce prevede modificarea unghiului de tangaj și orientarea sistemului de pe o parte pe cealaltă, care pretinde un efort destul de ridicat, față de celelalte variații prezentate anterior în cadrul studiului. Studiile de caz 4.3 întăresc cele menționate

anterior și conduc la concluzia că legile MFC pot controla cu mai multă acuratețe sistemele neliniare propuse, oferind și avantajul unui număr mai redus de parametri ce necesită a fi acordați. Mai mult decât atât, folosind algoritmul IFT aplicat pe legile de tip MFC, se pot obține performanțe de regim tranzitoriu net superioare pentru sistemele propuse.

5. Concluzii finale. Contribuții aduse prin teză. Direcții viitoare de cercetare

Lucrarea de față prezintă două metode de control din categoria DDC, ce se definesc ca Model Free. Ambele abordări sunt unele care se bazează exclusiv pe datele achiziționabile din sistemul de reglare, nefiind necesară utilizarea informațiilor referitoare la modelul procesului utilizat pentru reglarea acestuia. Acest fapt face pretabile astfel de legi pentru aplicații care necesită controlul unor părți fixate complexe, cu neliniarități sau în situațiile în care modelul este inaccesibil sau greu de obținut cu o acuratețe ridicată. În cazul ambelor metode prezentate, MFC și MFAC a fost prezentată structura de bază, varianta discretă a legilor de reglare, dar și variante conjugate ale acestora. După descrierea teoretică a legilor au fost prezentate studii de caz pentru toate elementele tratate: acordarea legilor de reglare, folosirea lor în structuri de control ce folosesc și alte legi de reglare. În final au fost comparate cele două abordări Model Free în cadrul unor aplicații pe diverse părți fixate neliniare.

În cazul legilor MFC introduse de Fliess și Join au fost prezentate variantele în domeniul continuu și discret ale legilor MFC, conexiunile cu variantele clasice ale PID discret și au fost obținute intervale în care parametrii reguletoarelor iPID pot lua valori. Pe baza acestor intervale s-au proiectat reguletoare pentru un iP_1 utilizat într-un exemplu de control al turației unui motor cu aprindere prin scânteie și un iPD_2 a fost utilizat pentru controlul vitezei longitudinale a unui automobil. După prezentarea legilor MFC a urmat descrierea unei noi modalități de acordare a parametrilor ce se folosește de IFT pentru îmbunătățirea performanțelor reglării. Pentru aceasta a fost prezentat algoritmul IFT și metoda conjugată MFC-IFT, situație care a necesitat obținerea unor structuri fixate de tip funcție de tranfer pentru toate legile iPID uzuale. Pentru a testa și valida utilitatea acestui algoritm a fost prezentat un exemplu în care reguletoarele iP_1 și iPD_2 au fost folosite pentru controlul în timp real al unghiului de tangaj al unui dispozitiv Aero 2. Ulterior a fost prezentată o nouă abordare pentru legea conjugată MFC-SMC, în versiunile iPD_2 -SMC și iPI_1 -SMC. Pentru a valida această lege conjugată s-a realizat controlul unui pendul inversat, în aplicații de swing-up și de control al poziției dispozitivului pe care se află pendulul.

În ceea ce privește legile MFAC, introduse de Hou, au fost prezentate structurile de control bazate pe formele de liniarizare compactă și parțială, ulterior fiind analizat modul în care are loc setarea parametrilor și a valorilor inițiale pentru o lege MFAC-CFDL aplicată unui sistem cu două rezervoare cuplate. În cadrul acestei aplicații s-a urmărit definirea unui algoritm de setare euristică a parametrilor, fiind analizată comportarea sistemului la varierea tuturor parametrilor MFAC-CFDL. În urma observațiilor rezultate după acest exemplu au fost dezvoltati doi algoritmi pentru determinarea valorilor inițiale ale PPD/PG, valori care determină în mod fundamental comportarea sistemului de reglare. Acești algoritmi au fost aplicați pe trei sisteme de reglare neliniare: un motor BLDC, un sistem neliniar de fază neminimă și un sistem neliniar cu parametru variabil în timp. O altă variantă a legilor MFAC a fost structura conjugată MFAC-SMC, pentru care a fost definită o nouă structură de reglare, mai simplă față de variantele din literatură, dar care își demonstrează eficiența, așa cum arată exemplul în care este controlat unghiului de tangaj al unui dispozitiv aerospațial.

După prezentarea și analizarea legilor MFC și MFAC s-a trecut la comparația dintre cele două tipuri de legi aplicate pe sisteme neliniare. Mai întâi au fost comparate diverse tipuri de legi

MFC pentru controlul temperaturii. Apoi s-a utilizat sistemul Aero 2, pentru o comparație iP_1 vs MFAC-CFDL. Ulterior, variantele MFAC-CFDL și MFAC-PFDL obținute prin acordările cu algoritmi dezvoltați pentru determinarea valorilor inițiale au fost comparați cu variantele iP_1 și iPD_2 . Pentru toate cele trei sisteme considerate, concluzia este una unanimă: MFC oferă rezultate superioare MFAC, atât în forma iP_1 , dar mai ales în legea iPD_2 . În toate cazurile în care au fost efectuate comparații, atât din punctul de vedere al performanțelor de regim tranzitoriu, cât și prin analiza obiectivă, erorile de reglare sunt mult mai mici pentru variantele MFC decât pentru legile MFAC considerate.

5.1 Contribuții aduse prin teză

În timpul elaborării tezei au fost generate următoarele contribuții:

- Dezvoltarea și implementarea unor algoritmi de tip PID inteligent (iPID)
- Validarea legilor iP_1 și iPD_2 discrete aplicate în cazul controlului vitezei unui automobil hibrid, respectiv controlul vitezei longitudinale al unui autovehicul
- Dezvoltarea unei metode prin intermediul căreia parametrii de acord ai legilor iPID să poată fi plasați într-un domeniu mărginit
- Conjugarea legilor Model-Free Control (MFC) și Iterative Feedback Tuning (IFT) într-o variantă MFC-IFT, prin care parametrii de acord ai legii MFC să poată fi îmbunătățiți, printr-o procedură iterativă de acordare
- Validarea algoritmilor MFC-IFT în varianta iPD_2 -IFT și iPI_1 -IFT, în manieră experimentală și simulare, pentru controlul unghiului de tangaj al unui sistem aerospațial, respectiv pentru controlul temperaturii
- Conjugarea legilor Model-Free Control (MFC) și Sliding Mode Control (SMC), în abordare discretă, pentru a obține legi iPD_2 -SMC și iPI_1 -SMC
- Validarea abordărilor propuse de tip MFC-SMC pentru controlul unui pendul inversat, atât pentru aplicații de swing-up, cât și pentru controlul poziției dispozitivului mobil, cu menținerea pendulului în poziție verticală.
- Analiza comparativă a algoritmilor MFC pentru controlul temperaturii unei incinte folosind algoritmi iP_1 , iPI_1 -SMC, iPI_1 -IFT
- Dezvoltarea și implementarea unor legi Model Free Adaptive Control, în variantele de liniarizare compactă și parțială
- Analiza privind modul în care setarea factorilor de ponderare și a condițiilor inițiale influențează ieșirea sistemului, în cazul unui sistem cu două rezervoare cuplate, pentru care a fost realizată reglarea cu legea CFDL-MFAC
- Dezvoltarea unor algoritmi pentru setarea condițiilor inițiale ale PPD/PG, în cazurile CFDL și PFDL
- Validarea algoritmilor pentru setarea condițiilor inițiale, pentru controlul unor părți fixate neliniare: motor BLDC, sistem neliniar de fază neminimă, sistem neliniar cu parametru variabil în timp
- Conjugarea legilor Model-Free Adaptive Control, în varianta compactă, și Sliding Mode Control (SMC)

- Validarea abordării CFDL-SMC pentru controlul unghiului de tangaj al unui sistem aerospațial
- Realizarea unei comparații experimentale între legea iP_1 și varianta compactă a CFDL pentru controlul unghiului de tangaj al unui dispozitiv aerospațial
- Realizarea unor studii comparative între legile MFC, în varianta iP_1 și iPD_2 , și MFAC, în varianta compactă și parțială de liniarizare, implementate pentru reglarea vitezei unui motor BLDC, controlul unui sistem neliniar de fază neminimă și a unui sistem neliniar cu parametru variabil în timp
- Extinderea studiilor comparative realizate pentru cele trei sisteme de la punctul anterior și pentru legi MFC-IFT

5.2 Diseminarea rezultatelor

Articole publicate în reviste indexate WOS:

- Baci A. și Lazăr C., *Iterative Feedback Tuning of Model-Free Intelligent PID Controllers*, *Actuators*, 2023, 12(2):56 (Q2, IF=2.6). WOS:000938051500001
- Baci A. și Lazăr C., *Model-Free Temperature Control of Heat Treatment Process*, *Energies* 2024, 17, 3679 (Q1, IF=3.2). WOS:001287213200001
- Baci A. și Lazăr C., *Gradient vs. Non-Gradient-Based Model Free Control Algorithms: Analysis and Applications to Nonlinear Systems*, *Appl. Sci.* 2025, 15, 2766 (Q1, IF=2.5). WOS:001442359300001

Articole publicate în reviste indexate BDI:

- Baci A. și Lazăr C., *Comparative Performance Analysis of intelligent PID Controllers for a Mechatronic System*, *BIP Iași*, vol. 69 (73), Nr. 3, 2023.

Articole publicate în volume ale conferintelor indexate WOS:

- Baci A. și Lazăr C., *Model Free Speed Control of Spark Ignition Engines*, 23rd International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC), Sinaia, Romania, pp. 480-485, 2019. WOS:000590181100081
- Baci A. și Lazăr C., *Model Free iPD Control Design for a Complex Nonlinear Automotive System*, 24th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC), Sinaia, pp. 868-873, 2020. WOS:000646582900143
- Baci A. și Lazăr C., *Data Driven Control for Swing-up and Stabilization of an Inverted Pendulum System*, The 29th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED2021), Bari, pp. 1155-1160, 2021. WOS:000811823100173
- Baci A. și Lazăr C., *Iterative Feedback Tuning of Model Free Controllers*, 25th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC), Iași, Romania, 2021. WOS:000859487900076

- Baci A., Lazăr C. și Căruntu C. F., *Model-free iPI controller design and application to a thermal plant*, 2022 30th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED), pp. 205-210, 2022. WOS:000854013700035
- Baci A. și Lazăr C., *Parameters setting of a Data-Driven Model-Free Adaptive Controller for a coupled Two-Tank System*, 26th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC), Sinaia, 2022. WOS:000889980600067
- Baci A. și Lazăr C., *Experimental Comparison of Two Data-Driven Algorithms for Pitch Control of an Aerospace System*, 2023 31st Mediterranean Conference on Control and Automation (MED), Limassol, Cyprus, 2023, pp. 329-334. WOS:001042336800055
- Baci A. și Lazăr C., *Model-Free Adaptive Pitch Control for a Nonlinear Aerospace Laboratory Equipment*, 2024 28th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC), Sinaia, Romania, 2024, pp. 212-216.

Articole publicate în volume ale conferințelor indexate BDI:

- Baci A. și Lazăr C., *Position Control of a Mobile Inverted Pendulum System using Model-Free intelligent controllers*, Conference on Control Systems and Computer Science (CSCS23), Bucharest, pp. 15-20, 2021.

Rezultatele obținute în cadrul lucrării de față au fost publicate în treisprezece lucrări, în toate autorul tezei fiind primul autor. Au fost publicate trei lucrări în reviste cu factor de impact, una în jurnal BDI, iar nouă lucrări au fost în volume ale conferințelor indexate în baze de date internaționale IEEE Xplore.

Lucrările publicate au acumulat un total de 62 de citări independente (excluzând autocitările și citările tuturor coautorilor).

5.3 Direcții viitoare de cercetare

Principalele direcții de cercetare ce au rezultat în urma elaborării tezei sunt:

- Obținerea unor noi metode conjugate care să aducă un plus de performanță sistemelor reglate prin cele două metode DDC discutate
- Implementarea unor alte legi din categoria DDC pentru sisteme complexe
- Realizarea unor comparații între metodele DDC prezentate în teză și metodele ce vor fi implementate ulterior

Bibliografie

- Baciu A., Lazar C., *Model Free Speed Control of Spark Ignition Engines*, 23rd International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC), Sinaia, Romania, pp. 480-485, 2019
- Baciu A., Lazar C., *Model Free iPD Control Design for a Complex Nonlinear Automotive System*, 24th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC), Sinaia, pp.868-873, 2020
- Baciu A., Lazar C., *Data Driven Control for Swing-up and Stabilization of an Inverted Pendulum System*, The 29th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED2021), Bari, pp. 1155-1160, 2021
- Baciu A., Lazar C., *Position Control of a Mobile Inverted Pendulum System using Model-Free intelligent controllers*, Conference on Control Systems and Computer Science (CSCS23), Bucharest, pp. 15-20, 2021
- Baciu A., Lazar C., *Iterative Feedback Tuning of Model Free Controllers*, 25th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC), Iași, Romania, 2021
- Baciu A., Lazar C. și Caruntu C. F., *Model-free iPI controller design and application to a thermal plant*, 2022 30th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED), pp. 205-210, 2022.
- Baciu A. și Lazar. C., *Parameters setting of a Data-Driven Model-Free Adaptive Controller for a coupled Two-Tank System*, 26th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC), Sinaia, 2022.
- Baciu A., Lazar C., *Iterative Feedback Tuning of Model-Free Intelligent PID Controllers*, Actuators, 2023, 12(2):56
- Baciu A., Lazar C., *Experimental Comparison of Two Data-Driven Algorithms for Pitch Control of an Aerospace System*, 2023 31st Mediterranean Conference on Control and Automation (MED), Limassol, Cyprus, 2023, pp. 329-334.
- Baciu A., Lazăr C., *Comparative Performance Analysis of intelligent PID Controllers for a Mechatronic System*, BIP Iași, vol. 69 (73), Nr. 3, 2023.
- Baciu A., Lazăr, C. *Model-Free Temperature Control of Heat Treatment Process*, Energies 2024, 17, 3679.
- Baciu A., Lazăr C., *Model-Free Adaptive Pitch Control for a Nonlinear Aerospace Laboratory Equipment*, 2024 28th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC), Sinaia, Romania, 2024, pp. 212-216.
- Fliess M., Join C., *Commande sans modele et commande a modele restreint*, e-STA, 5 (no. 4), pp. 1-23, 2008.
- Fliess M., Join C., *Model free control*, International Journal of Control, pp. 2228-2252, 2013.
- Gao P., Zhang G., Lv X., *Model-Free Hybrid Control with Intelligent Proportional Integral and Super-Twisting Sliding Mode Control of PMSM Drives*, Electronics 2020, 9, 1427.
- Gao P., Lv X., Ouyang H.M., Mei L., Zhang G.M., *A novel model-free intelligent proportional-integral super twisting non-linear fractional-order sliding mode control of PMSM speed regulation system*, Complexity 2020, 2020.
- Hjalmarsson H., Gevers M., Gunnarsson S., Lequin O., *Iterative Feedback Tuning: Theory and Applications*, IEEE Control Systems. 18, 1998 pp. 26 – 41.

- Hou Z. -S., Jin S., *Model-Free Adaptive Control for a Class of Nonlinear Discrete-Time Systems Based on the Partial Form Linearization*, IFAC Proceedings Volumes, Vol. 41, Issue 2, pp. 3509-3514, 2008.
- Hou Z.-S., Jin T., *A novel data-driven control approach for a class of discrete-time nonlinear systems*, IEEE Trans. Control Syst. Technol., vol. 19, no. 6, pp. 1549–1558, 2011.
- Hou, Z., și Jin, S., *Model Free Adaptive Control: Theory and Applications*, CRC Press, 2013.
- Hou Z.-S., Wang Z., *From model-based control to data-driven control: Survey, classification and perspective*, Information Sciences, pp. 3–35, 2013.
- R. E. Precup, M. B. Radac, C. A. Bojan Dragos, S. Preitl, E. Petriu, *Model-free tuning solution for sliding mode control of servo systems*, 8th Annual IEEE International Systems Conference, 2014, pp 30-35S
- Precup R. E., Radac M. B și Roman R. C., *Model-free sliding mode control of nonlinear systems: Algorithms and experiments*, Information Sciences, vol. 381, pp. 176–192, 2017.
- Precup R. -E., Roman R. -C., Teban T. -A., Albu A., Petriu E., Pozna, C. *Model-Free Control of Finger Dynamics in Prosthetic Hand Myoelectric-based Control Systems*, Studies in Informatics and Control. 29, pp. 399-410, 2020.
- Precup R.-E, Roman R.-C. și Safaei A., *Data-Driven Model-Free Controllers*, 1st edition, CRC Press: Boca Raton, 2021.
- Roman R. -C., Radac M. -B., Precup R. -E. și Petriu E. M., *Data-driven model-free adaptive control tuned by virtual reference feedback tuning*, Acta Polytechnica Hungarica, Vol. 13, No. 1, pp. 83-96, 2016.
- 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 Appl. 2016, 10, pp. 1395–1403, 2016.
- Roman R. C., Radac M. B., Precup R. E. și Petriu E. M., *Virtual Reference Feedback Tuning of Model-Free Control Algorithms for Servo Systems, Machines*, 5 (4), 2017.
- <https://www.mathworks.com/help/simulink/slref/modeling-engine-timing-using-triggered-subsystems.html>.
- <https://www.mathworks.com/help/simulink/slref/modeling-an-automatic-transmission-controller.html>
- <https://www.mathworks.com/help/simulink/slref/engine-timing-model-with-closed-loop-control.html>
- Quanser AERO 2 User Manual, 2022 Quanser Inc